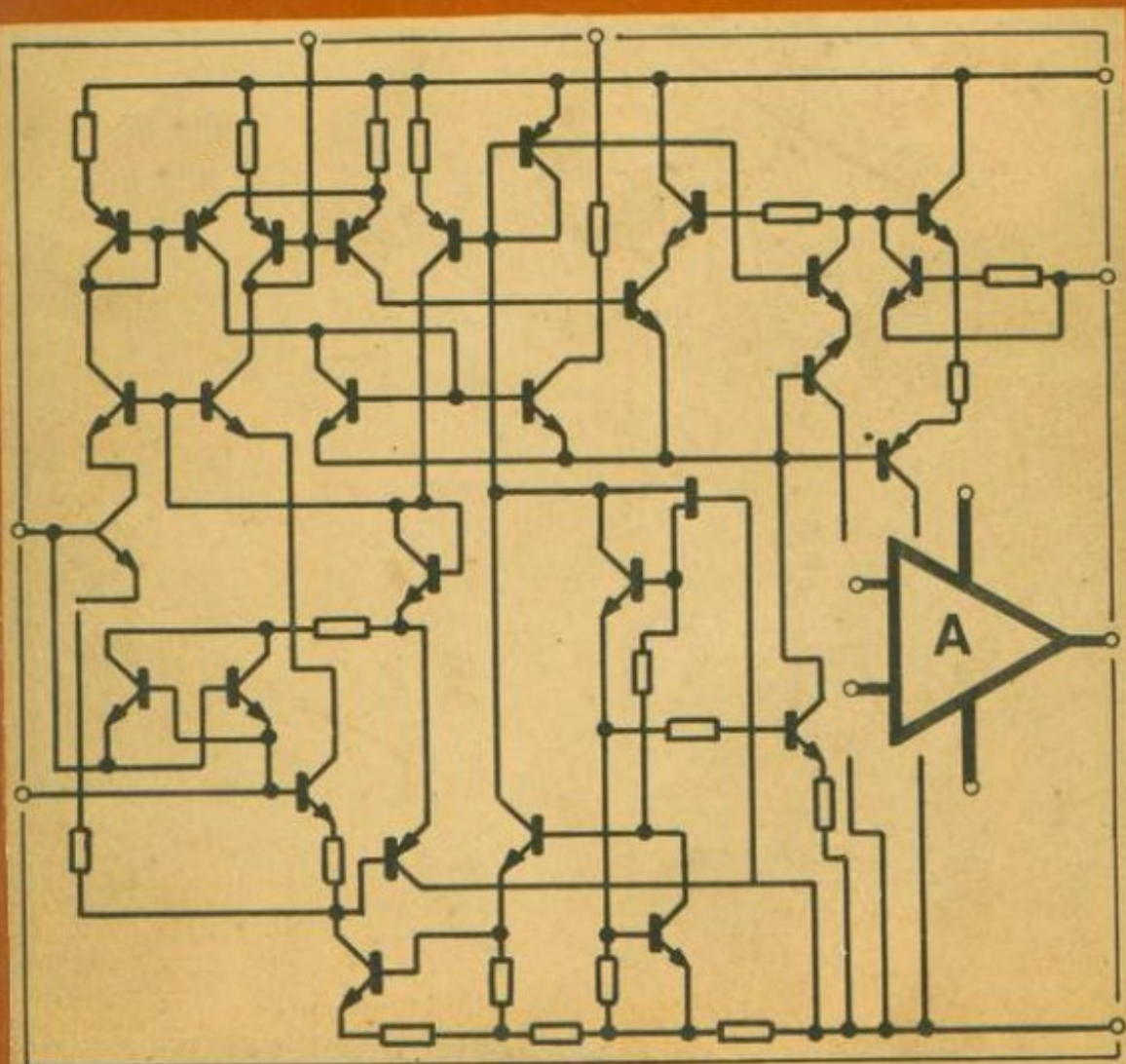


ION DRAGU

ION-MIHAIL IOSIF

# CIRCUITE INTEGRATE LINEARE

## Amplificatori operazionali





CIRCUITE  
INTEGRATE LINEARE  
**Amplificatori operazionali**

ION DRAGU

ION-MIHAIL IOSIF

CIRCUITE  
INTEGRATE LINEARE  
**Amplificatori operaționali**



EDITURA MILITARĂ, BUCUREȘTI, 1981

## INTRODUCERE

*Ramură de vîrf a industriei, electronica a cunoscut și cunoaște o evoluție extraordinară, cu numeroase și fecunde aplicații, avînd multiple implicații economico-sociale.*

*Congresul al XII-lea al Partidului Comunist Român, elaborînd obiectivele și orientările fundamentale ce urmează să stea la baza dezvoltării țării noastre în perioada 1981—1985, a prevăzut o nouă etapă de intens avînt, astfel ca România să ajungă la nivelul țărilor avansate economic, trecînd la stadiul de țară cu dezvoltare medie.*

*În cadrul politicii științifice de industrializare un scop primordial îl constituie ridicarea nivelului tehnic și calitativ al întregii producții materiale, afirmarea cu și mai mare intensitate a revoluției tehnico-științifice, creșterea cu prioritate a producției de utilaje și instalații tehnologice, construcții navale, industriale, electrotehnică, mașini-unelte, mecanică fină. Pentru toate aceste domenii electronica este principalul generator de progres tehnic — mai ales după descoperirea dispozitivelor cu semiconductori și obținerea circuitelor integrate —, contribuind decisiv la creșterea productivității muncii, la ridicarea calității produselor, la introducerea în fabricație a tehnologiilor noi, la perfecționarea metodelor de conducere și organizare a producției.*

*Iată de ce obiective industriale ca Electronica, Întreprinderea de piese radio și semiconductori (IPRS), Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE), Întreprinderea de componente electronice pasive (ICEP)-Curtea de Argeș, Tehnoton-Iași, Întreprinderea de calculatoare etc. reprezintă adevărate bastioane ale electronicii moderne românești, care beneficiază la rîndul lor de*

metodele perfecționate și de realizările științei și tehnicii moderne, în special de metodele fizicii, chimiei, metalurgiei, mecanicii fine, opticii.

Circuitele integrate, notă dominantă a sistemelor electronice actuale — fabricate în serie în țara noastră încă din 1971, trecînd de la etapa circuitelor integrate numerice, realizate în tehnologie LTT, la circuitele integrate lineare, superioare conceptual și funcțional — permit ca în automatică și tehnica de calcul, în aviație și tehnica rachetelor să se poată realiza dispozitive și echipamente electronice compacte și de greutate redusă, capabile să reziste la șocuri, vibrații, radiații, temperaturi ridicate etc., avînd în același timp un preț redus și fiabilitate sporită.

Din această cauză este necesară și o literatură tehnică adecvată care să faciliteze unor categorii numeroase de specialiști — civili și militari — documentarea privind toate aspectele legate de aplicațiile circuitelor integrate lineare, și mai ales ale amplificatorilor operaționali.

Acest lucru a constituit ideea călăuzitoare a cărții de față.

Termenul de amplificator operațional a fost folosit pentru prima oară în anul 1947 de către Ragazzini, care a descris și proprietățile fundamentale ale acestei clase de amplificatori, cînd aceștia sînt utilizați împreună cu rețele de reacție, lineare sau nelineare.

Majoritatea lucrărilor de început s-au concentrat asupra aplicațiilor pentru simulări analogice sau rezolvarea unor ecuații integro-diferențiale.

Prima realizare modulară a unui amplificator operațional cu semiconductori a avut loc în 1962. De atunci amplificatorii operaționali s-au extins într-un ritm vertiginos, mai ales prin realizarea lor sub formă de cipuri integrate.

Într-o perioadă mai mică de zece ani aplicațiile amplificatorului operațional s-au diversificat mult — de la folosirea sa ca subansamblu al calculatoarelor analogice la component analogic integrat universal —, perfecționările tehnologice permițînd totodată obținerea unor caracteristici foarte apropiate de cele ideale, fapt care a făcut ca acest dispozitiv să cunoască aceeași largă răspîndire și utilizare ca a tranzistorului. Tot ca urmare a performanțelor sale deosebite, amplificatorul operațional a făcut posibilă realizarea unor proiecte cu parametri fără precedent în privința vitezei, fiabilității, preciziei și reproductibilității.

*Pentru a le putea folosi complet toate posibilitățile lor, pentru a le putea combina ingenios și a realiza proiecte complexe se impune cunoașterea în detaliu a proprietăților amplificatorilor operaționali, a modului lor de comportare în diverse aplicații, ca și a metodelor de combatere a unora dintre neajunsurile inerente alc acestor structuri integrate.*

*O dificultate întâmpinată la elaborarea lucrării a constituit-o selecționarea celor mai semnificative circuite — exemple de utilizări —, care să permită, pe de o parte, înțelegerea clară a posibilităților amplificatorului operațional, iar pe de alta, folosirea lor ca elemente de bază pentru elaborarea unor scheme complexe. Exemplele cele mai reprezentative sînt însoțite de calcule complete care oferă proiectanților posibilitatea de a evalua riguros toți constituenții unui proiect. De menționat faptul că amplificatorul operațional a fost tratat în lucrare nu numai ca element singular, ci și ca element constitutiv al unor blocuri electronice, multe fiind chiar ele configurații integrate pe scară largă (ISL), în a căror structură amplificatorul operațional are o însemnătate hotărîtoare.*

*Este de la sine înțeles că o acoperire completă a unui cîmp atît de vast nu este niciodată posibilă, căci inventivitatea cercetătorilor și utilizatorilor aduce necontenit lucruri și aspecte noi și tocmai de aceea socotim deosebit de utilă concentrarea chestiunilor fundamentale într-un volum unitar, acțiune care s-a concretizat în urma prelucrării unui material documentar foarte bogat, o mare parte din acesta fiind menționat în bibliografie. Alegerea problemelor de interes major a decurs atît pe baza experienței practice, cît și din imboldul de a acoperi un minus din literatura de specialitate editată în țară.*

*Cartea se adresează studenților din facultățile cu profil electronic-electrotehnic, inginerilor electroniști de diverse specializări, tuturor utilizatorilor care au de rezolvat probleme teoretice și practice de circuite integrate lineare, existînd premisele ca ea să-și mențină actualitatea timp îndelungat.*

**AUTORII**



## NOȚIUNI DE BAZĂ

### 1.1. PARAMETRII FUNDAMENTALI IDEALIZAȚI

Amplificatorul operațional (AO) este un amplificator cu cuplaj direct, caracterizat printr-o amplificare foarte mare și conceput să funcționeze într-o gamă largă de frecvențe. În mod normal amplificatorii operaționali se folosesc cu rețele de reacție, care, printr-o structurare adecvată, le permit să realizeze operații matematice (adunare, scădere, integrare, diferențiere etc.) sau să fie utilizați într-o largă serie de alte aplicații. Majoritatea amplificatorilor operaționali au o intrare diferențială, dar sînt și unele tipuri cu un singur terminal de intrare.

În cazul unui AO ideal parametrii săi esențiali se descriu astfel:

- amplificare infinită în buclă deschisă ( $A_0 \rightarrow \infty$ );
- decalaj nul de tensiune ( $e_{ieq} \rightarrow 0$  dacă  $e_1 = e_2$ );
- curent nul de polarizare a intrării ( $I_{p1} = I_{p2} \rightarrow 0$ );
- impedanță infinită de intrare ( $Z_i \rightarrow \infty$ );
- impedanță nulă de ieșire ( $Z_{ieq,i} \rightarrow 0$ );
- lărgime infinită de bandă ( $B \rightarrow \infty$ );
- variație nulă de fază ( $\Delta\varphi \rightarrow 0$ ).

Idealizarea parametrilor AO este deosebit de utilă în activitatea practică întrucît permite proiectanților să facă apel la relații de calcul mai simple, iar erorile astfel introduse se situează în limite admisibile. În orice caz trebuie acordată o mare atenție rețelelor de reacție care sînt determinante pentru stabilirea precisă a caracteristicilor de frecvență.

### 1.2. CONFIGURAȚIA INVERSOARE

În figura 1.1 este prezentat un amplificator operațional ce lucrează în configurație inversoare.

Se presupune că rezistența de sarcină,  $R_s$ , este suficient de mare pentru ca efectul său asupra caracteristicii de transfer să fie neglijabil. Pentru polarizarea fiecărei intrări unui amplificator necesită curenți de valoare relativ

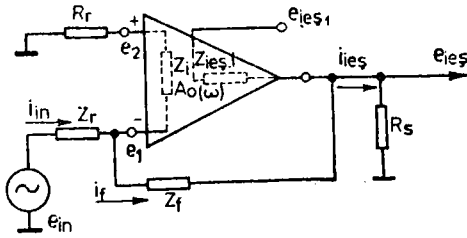


Fig. 1.1. AO inversor cu reacție

rația inversoare și din această cauză ea trebuie să fie considerată ca făcînd parte din  $Z_r$ . Mărimile  $Z_{ie\dot{s},i}$  și  $Z_i$  sînt impedențele de ieșire și, respectiv, de intrare ale amplificatorului, în buclă deschisă. În mod normal ele figurează implicit în simbolul amplificatorului operațional, însă în figura 1.1 au fost scoase în evidență pentru a accentua rolul lor în ecuațiile caracteristice.

Termenul  $A_0(\omega)$  reprezintă amplificarea de tensiune diferențială în buclă deschisă. Acest parametru este o funcție de frecvență.

Terminalele notate cu minus (—) și cu plus (+) se referă la intrările inversoare, respectiv, neinversoare.

### 1.2.1. ECUAȚIA DE TRANSFER

Funcția de transfer a oricărei configurații exprimă, în general, relația dintre tensiunile de intrare și de ieșire. Pentru obținerea acestei relații (plecînd de la figura 1.1) se folosește expresia:

$$e_{ie\dot{s},1} = -A_0(\omega) \cdot (e_1 - e_2), \quad (1.1)$$

unde

$$e_1 = \frac{e_{in} [(Z_f + Z_{ie\dot{s},i}) // (Z_i + R_r)]}{Z_r + (Z_f + Z_{ie\dot{s},i}) // (Z_i + R_r)} + \frac{e_{ie\dot{s},1} [Z_r // (Z_i + R_r)]}{Z_f + Z_{ie\dot{s},i} + Z_r // (Z_i + R_r)} \quad (1.2)$$

și

$$e_2 = \frac{e_1 R_r}{Z_i + R_r}. \quad (1.3)$$

În relațiile (1.2) și (1.3) s-a presupus că rezistența de sarcină ( $R_s$ ) este infinită.

Dacă expresiile lui  $e_1$  și  $e_2$ , date de relațiile (1.2) și (1.3), se substituie în relația (1.1), atunci aceasta capătă forma:

$$e_{ie\dot{s},1} = \frac{-A_0(\omega) Z_i (Z_f + Z_{ie\dot{s},i}) e_{in}}{(Z_f + Z_{ie\dot{s},i})(Z_i + R_r) + Z_r (Z_f + Z_{ie\dot{s},i} + Z_i + R_r) + A_0(\omega) Z_i Z_r}. \quad (1.4)$$

Tensiunea de ieșire,  $e_{ieș}$ , se poate exprima în funcție de  $e_{ieși}$  și de  $e_{in}$  prin următoarea ecuație:

$$e_{ieș} = \frac{e_{ieși} [Z_f + Z_r // (Z_i + R_r)]}{Z_{ieș,i} + Z_f + Z_r // (Z_i + R_r)} + \frac{e_{in} [Z_{ieș,i} (Z_f + Z_{ieș,i}) // (Z_i + R_r)]}{(Z_f + Z_{ieș,i}) [Z_r + (Z_{ieș,i} + Z_f) // (Z_i + R_r)]} . \quad (1.5)$$

Cu  $e_{ieși}$  definit de ecuația (1.4), forma completă a funcției de transfer devine (pentru  $R_s \rightarrow \infty$ ):

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = \frac{Z_{ieș,i} (Z_i + R_r) - A_0(\omega) Z_i Z_f}{(Z_f + Z_{ieș,i}) (Z_i + R_r) + Z_r (Z_f + Z_{ieș,i} + Z_i + R_r) A_0(\omega) Z_i Z_r} . \quad (1.6)$$

Dacă în această relație se presupune că  $Z_i$  este mult mai mare decât combinația lui  $Z_r$  în paralel cu  $Z_f + Z_{ieș,i}$ , și că  $Z_{ieș,i}$  este mult mai mică decât  $Z_f$ , atunci amplificarea în buclă închisă poate fi exprimată astfel:

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = \frac{-A_0(\omega) \cdot Z_f}{Z_f + Z_r + A_0(\omega) \cdot Z_r} . \quad (1.7)$$

Deoarece amplificarea în buclă deschisă este termenul predominant, în oricare dintre relațiile (1.6) sau (1.7), ecuația funcției de transfer pentru configurația inversoare se simplifică, ajungându-se la relația clasică:

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = -\frac{Z_f}{Z_r} \text{ (pentru } A_0(\omega) \rightarrow \infty \text{)} . \quad (1.8)$$

Ecuația (1.8) este considerată ca fiind expresia clasică sau ideală pentru funcția de transfer a unui AO în configurație inversoare în buclă închisă. Diferența dintre amplificarea în buclă închisă și cea în buclă deschisă este un parametru important în proiectare. Acest parametru, cunoscut și sub numele de amplificarea buclei, se definește astfel:

$$A_B = \frac{\text{amplificarea în buclă deschisă}}{\text{amplificarea în buclă închisă}} = \frac{A_0(\omega)}{\frac{e_{ieș}}{e_{in}}} . \quad (1.9)$$

### 1.2.2. IMPEDANȚA DE INTRARE

Impedanța de intrare pentru configurația inversoare a unui amplificator operațional,  $Z_{in}$ , are ca definiție expresia:

$$Z_{in} = \frac{e_{in}}{i_{in}} , \quad (1.10)$$

unde:

$$i_{in} = \frac{e_{in} - e_1}{Z_r} . \quad (1.11)$$

Rezultă că:

$$Z_{in} = \frac{Z_r}{1 - \frac{e_1}{e_{in}}} . \quad (1.12)$$

Raportul  $\frac{e_1}{e_{in}}$  poate fi determinat substituind expresia lui  $e_{ieq,i}$ , dată de (1.4), în ecuația (1.2). Simplificînd, se ajunge la relația:

$$\frac{e_1}{e_{in}} = \frac{(Z_f + Z_{ieq,i})(Z_i + R_r)}{Z_r(Z_f + Z_{ieq,i} + Z_i + R_r) + (Z_f + Z_{ieq,i})(Z_i + R_r) + A_0(\omega)Z_iZ_r} . \quad (1.13)$$

Dacă înlocuim această expresie în ecuația (1.12) se obține expresia detaliată a impedanței de intrare a configurației inversoare în buclă închisă:

$$Z_{in} = Z_r + \frac{Z_r(Z_{ieq,i}Z_i + Z_{ieq,i}R_r + Z_f \cdot R_r + Z_f \cdot Z_i)}{Z_r(Z_f + Z_{ieq,i} + Z_i) + R_r(Z_r + Z_{ieq,i}) + A_0(\omega)Z_iZ_r} . \quad (1.14)$$

În cazul că  $A_0(\omega)$  este foarte mare, iar  $Z_{ieq,i}$  este mic expresia impedanței de intrare se reduce la:

$$Z_{in} = Z_r + \frac{Z_f(Z_i + R_r)}{A_0(\omega)Z_i} . \quad (1.15)$$

Ecuația (1.15) poate fi simplificată și mai mult dacă vom considera că  $R_r \ll Z_i$ ; în acest caz se obține:

$$Z_{in} = Z_r + \frac{Z_f}{A_0(\omega)} . \quad (1.16)$$

Expresiile (1.15) și (1.16) sînt importante în aplicațiile de însumare, deoarece pot fi utilizate pentru predicția gradului de interacțiune între intrări multiple.

Cînd  $A_0(\omega)$  este foarte mare,  $A_0(\omega) \rightarrow \infty$ , ecuațiile de mai sus pot fi transcrise astfel:

$$Z_{in} = Z_r \text{ pentru } A_0(\omega) \rightarrow \infty . \quad (1.17)$$

Ecuația (1.17) este chiar expresia impedanței de intrare a unui amplificator operațional în configurație inversoare, implicînd existența unui punct virtual de masă, chiar dacă nu există o conexiune electrică directă între acest punct și masă. Datorită acestei mase virtuale ( $e_1 = 0$ ) curentul de intrare,  $i_{in}$ , și curentul de reacție,  $i_f$ , se definesc după cum urmează:

$$i_{in} = \frac{e_{in}}{Z_r} ; \quad (1.18)$$

$$i_f = \frac{e_{ieq}}{Z_f} . \quad (1.19)$$

Curentul egal cu zero din terminalul inversor ( $e_1 = 0$ ) implică:

$$i_{in} = i_f; \quad (1.20)$$

$$\frac{e_{in}}{Z_r} = \frac{e_{ieş.}}{Z_f}. \quad (1.21)$$

Deşi analizele anterioare sînt idealizate, ele pot fi folosite cu succes în practica proiectării, deoarece aproximările făcute sînt de regulă valabile.

### 1.2.3. IMPEDANȚA DE IEȘIRE

Impedanța de ieșire în buclă închisă este definită ca fiind raportul dintre tensiunea de ieșire,  $e_{ieş.}$ , în gol și curentul de ieșire,  $i_{ieş.}$ , de scurtcircuit:

$$Z_{ieş} = \frac{e_{ieş.}(R_s \rightarrow \infty)}{i_{ieş.}(R_s \rightarrow 0)}. \quad (1.22)$$

Din figura 1.1 rezultă că valoarea curentului de ieșire este dată de:

$$i_{ieş}(R_s \rightarrow 0) = \frac{-A_0(\omega) \cdot (e_1 - e_2)}{Z_{ieş.i}}. \quad (1.23)$$

Dacă expresia lui  $e_2$  din ecuația (1.3) se substituie în ecuația (1.23) aceasta va apărea sub forma:

$$i_{ieş}(R_s \rightarrow 0) = \frac{-A_0(\omega) \cdot Z_i \cdot e_1}{Z_{ieş.i}(Z_i + R_r)}. \quad (1.24)$$

În condiții de scurtcircuit ( $R_s = 0$ ) tensiunea  $e_1$ , funcție de  $(e_{in})$ , se exprimă prin:

$$e_1 = \frac{e_{in}[Z_f // (Z_i + R_r)]}{Z_r + Z_f // (Z_i + R_r)} = \frac{e_{in} \cdot Z_f(Z_i + R_r)}{Z_r(Z_f + Z_i + R_r) + Z_f(Z_i + R_r)}. \quad (1.25)$$

Cu alte cuvinte, curentul de ieșire poate fi exprimat în funcție de  $e_{in}$  (pentru  $R_s = 0$ ) astfel:

$$i_{ieş} = \frac{-A_0(\omega) \cdot Z_i \cdot Z_f \cdot e_{in}}{Z_{ieş.i} [Z_r(Z_f + Z_i + R_r) + Z_f(Z_i + R_r)]}. \quad (1.26)$$

Dacă această expresie este înlocuită în ecuația (1.22) se obține:

$$Z_{ieş} = \frac{Z_{ieş.i} [Z_r(Z_f + Z_i + R_r) + Z_f(Z_i + R_r)]}{-A_0(\omega) \cdot Z_i \cdot Z_f} \cdot \frac{e_{ieş.}}{e_{in}}. \quad (1.27)$$

Forma finală a lui  $Z_{ie\bar{s}}$  se obține substituind în (1.23) pe  $\frac{e_{ie\bar{s}}}{e_{in}}$  cu expresia sa din (1.6):

$$Z_{ie\bar{s}} = \frac{Z_{ie\bar{s},i} [Z_r(Z_f + Z_i + R_r) + Z_f(Z_i + R_r)] [A_0(\omega) Z_i Z_f - Z_{ie\bar{s},i} (Z_i + R_r)]}{A_0(\omega) Z_i Z_f [Z_r(Z_f + Z_{ie\bar{s},i} + Z_i + R_r) + (Z_f + Z_{ie\bar{s},i})(Z_i + R_r) + A_0(\omega) Z_i Z_r]} \quad (1.28)$$

Dacă vom considera amplificarea în buclă deschisă ca fiind un termen predominant, ecuația (1.24) se simplifică, astfel că expresia lui  $Z_{ie\bar{s}}$  devine:

$$Z_{ie\bar{s}} = \frac{Z_{ie\bar{s},i} [Z_r(Z_f + Z_i + R_r) + Z_f(Z_i + R_r)]}{A_0(\omega) \cdot Z_i \cdot Z_r} \quad (1.29)$$

Presupunând că și  $Z_i$  este un termen predominant (situație care, dealtfel, nu este întotdeauna reală, mai ales în cazul amplificatorilor operaționali cu tranzistori bipolari la intrare), relația (1.25) se mai poate scrie astfel:

$$Z_{ie\bar{s}} = Z_{ie\bar{s},i} \frac{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}{A_0(\omega)} \quad (1.30)$$

### 1.3. CONFIGURAȚIA NEINVERSOARE

Configurația unui amplificator cu reacție neinversoare este arătată în figura 1.2.

Spre deosebire de configurația cu intrare inversoare, această configurație presupune o intrare diferențială, din cauză că ea folosește în schema de reacție efectul modului comun. Întocmai ca în cazul configurației inversoare este necesar ca cele două căi de curent continuu ale intrărilor să fie egale și finite pentru amplificatorii cu curent de polarizare apreciabil.

Spre deosebire de cazul configurației inversoare, impedanța internă a sursei este inclusă în  $R_r$ , în loc de  $Z_r$ , care era dependentă de frecvență.

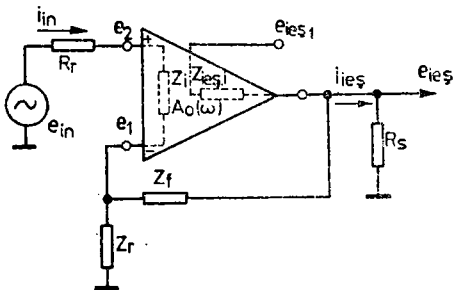


Fig. 1.2. AO cu reacție neinversoare

### 1.3.1. FUNCȚIA DE TRANSFER

Funcția de transfer indică relația existentă între tensiunile de ieșire și de intrare. Când valoarea rezistorului de sarcină,  $R_s$ , tinde către infinit, tensiunea de ieșire pentru circuitul din figura 1.2 se exprimă prin:

$$e_{ie\dot{s}_1} = \frac{e_{ie\dot{s}_1} [Z_f + Z_r // (Z_i + R_r)]}{Z_{ie\dot{s}.i} + Z_f + Z_r // (Z_i + R_r)} + \frac{e_{in} Z_{ie\dot{s}.i} [Z_r // (Z_f + Z_{ie\dot{s}.i})]}{(Z_f + Z_{ie\dot{s}.i}) [Z_i + R_r + Z_r // (Z_f + Z_{ie\dot{s}.i})]} . \quad (1.31)$$

Efectuînd operațiile din ecuația (1.31), aceasta ia forma:

$$e_{ie\dot{s}} = \frac{e_{ie\dot{s}_1} [Z_f(Z_r + Z_i + R_r) + Z_r(Z_i + R_r)] + Z_r Z_{ie\dot{s}.i} \cdot e_{in}}{(Z_i + R_r) (Z_r + Z_f + Z_{ie\dot{s}.i}) + Z_r(Z_f + Z_{ie\dot{s}.i})} . \quad (1.32)$$

Tensiunea  $e_{ie\dot{s}_1}$  este definită prin expresia amplificării diferențiale astfel:

$$e_{ie\dot{s}_1} = A_0(\omega) \cdot (e_2 - e_1), \quad (1.33)$$

unde  $e_2$  este tensiunea dată de:

$$e_2 = e_{in} - i_{in} \cdot R_r, \quad (1.34)$$

iar  $i_{in}$  este egal cu:

$$i_{in} = \frac{e_2 - e_1}{Z_i} . \quad (1.35)$$

Tensiunea  $e_2$ , dată de ecuația (1.34), funcție de  $e_{in}$  și  $e_1$ , se scrie ca:

$$e_2 = \frac{Z_i \cdot e_{in} + R_r \cdot e_1}{Z_i + R_r} . \quad (1.36)$$

Se poate arăta, plecînd de la figura 1.2, că atunci cînd  $R_s$  tinde către infinit, tensiunea  $e_1$  este dată de:

$$e_1 = \frac{e_{ie\dot{s}_1} [Z_r // (Z_i + R_r)]}{Z_{ie\dot{s}.i} + Z_f + Z_r // (Z_i + R_r)} + \frac{e_{in} [Z_r // (Z_f + Z_{ie\dot{s}.i})]}{Z_i + R_r + Z_r // (Z_f + Z_{ie\dot{s}.i})} . \quad (1.37)$$

Dacă utilizăm expresiile  $e_{ie\dot{s}.1}$  și  $e_2$  date de (1.33) și (1.36) atunci  $e_1$ , funcție de  $e_{in}$ , este:

$$e_1 = \frac{(Z_r Z_f + Z_r Z_{ie\dot{s}.i} + A_0(\omega) Z_i Z_r) e_{in}}{(Z_i + R_r) (Z_r + Z_f + Z_{ie\dot{s}.i}) + Z_r(Z_f + Z_{ie\dot{s}.i}) + A_0(\omega) Z_i Z_r} . \quad (1.38)$$

Pornind de la ecuațiile (1.33), (1.36) și (1.38), pentru a exprima pe  $e_{ie\dot{s}_1}$  în funcție de  $e_{in}$  obținem:

$$e_{ie\dot{s}_1} = \frac{A_0(\omega) Z_i (Z_r + Z_f + Z_{ie\dot{s}.i}) e_{in}}{(Z_i + R_r) (Z_r + Z_f + Z_{ie\dot{s}.i}) + Z_r(Z_f + Z_{ie\dot{s}.i}) + A_0(\omega) Z_i Z_r} . \quad (1.39)$$

Înlocuind expresia (1.39) în ecuația (1.32) și împărțind cu  $e_{in}$ , se obține funcția de transfer dorită:

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = \frac{Z_r Z_{ieș,i} + A_0(\omega) Z_i (Z_r + Z_f)}{(Z_i + R_r) (Z_r + Z_f + Z_{ieș,i}) + Z_r (Z_f + Z_{ieș,i}) + A_0(\omega) Z_i Z_r} \cdot \quad (1.40)$$

Dacă se consideră că  $Z_{ieș,i}$  este egală cu zero, iar  $Z_i$  este foarte mare, atunci:

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = \frac{(Z_r + Z_f) A_0(\omega)}{(Z_r + Z_f) + Z_r A_0(\omega)} \quad (1.41)$$

sau:

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{A_0(\omega)}{1 + Z_f/Z_r}} \cdot \quad (1.42)$$

Avînd în vedere că  $A_0(\omega)$  este un factor predominant, expresia (1.42) poate fi scrisă într-o formă și mai simplă:

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = 1 + \frac{Z_f}{Z_r} (A_0(\omega) \rightarrow \infty). \quad (1.43)$$

Termenul  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$  este amplificarea în buclă închisă a configurației ideale inversoare. Aceasta reprezintă caracteristica de reacție ideală și stă la baza teoriei stabilizării în frecvență a amplificatorilor operaționali.

### 1.3.2. IMPEDANȚA DE INTRARE

Impedanța de intrare pentru configurația neinversoare,  $Z_{in}$ , este definită prin ecuația:

$$Z_{in} = \frac{e_{in}}{i_{in}}. \quad (1.44)$$

Din figura 1.2 rezultă evident că:

$$i_{in} = \frac{e_{in} - e_1}{Z_i + R_r}. \quad (1.45)$$

Introducînd în ecuația (1.44) expresia lui  $i_{in}$  din (1.45), impedanța de intrare se scrie sub forma:

$$Z_{in} = \frac{Z_i + R_r}{1 - \frac{e_1}{e_{in}}}. \quad (1.46)$$

Substituindu-l pe  $e_1$  din (1.38), obținem formula detaliată a impedanței de intrare (pentru  $R_s \rightarrow \infty$ ):

$$Z_{in} = Z_i + R_r + Z_r \cdot \frac{Z_f + Z_{ie\varphi,i} + A_0(\omega)Z_i}{Z_r + Z_f + Z_{ie\varphi,i}}. \quad (1.47)$$

Deoarece  $Z_i$  este în general foarte mare, iar  $Z_{ie\varphi,i}$  este mic, ecuația (1.47) se va reduce la:

$$Z_{in} = Z_i + \frac{A_0(\omega) \cdot Z_i}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}. \quad (1.48)$$

Avînd în vedere că atât  $A_0(\omega)$ , cît și  $Z_i$  au valori foarte mari, expresia lui  $Z_{in}$  poate fi scrisă în continuare în felul următor:

$$Z_{in} = \frac{A_0(\omega) \cdot Z_i}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}. \quad (1.49)$$

Din ecuația (1.49) reiese că impedanța de intrare pentru intrarea neînversoare este egală cu produsul dintre impedanța de intrare intrinsecă și amplificarea buclei.

### 1.3.3. IMPEDANȚA DE IEȘIRE

Impedanța de ieșire,  $Z_{ie\varphi}$ , a configurației neînversoare se definește ca raportul dintre tensiunea de ieșire în gol și curentul de ieșire din scurtcircuit:

$$Z_{ie\varphi} = \frac{e_{ie\varphi}(R_s \rightarrow \infty)}{i_{ie\varphi}(R_s \rightarrow 0)}, \quad (1.50)$$

unde:

$$i_{ie\varphi}(R_s \rightarrow 0) = \frac{A_0(\omega) \cdot (e_2 - e_1)}{Z_{ie\varphi,i}}. \quad (1.51)$$

Pentru configurația neînversoare a amplificatorului operațional tensiunile  $e_2$  și  $e_1$  sînt date de următoarele ecuații:

$$e_2(R_s \rightarrow 0) = \frac{e_{in}(Z_i + Z_r \parallel Z_f)}{R_r + Z_i + Z_r \parallel Z_f}; \quad (1.52)$$

$$e_1(R_s \rightarrow 0) = \frac{e_{in}Z_r \parallel Z_f}{R_r + Z_i + Z_r \parallel Z_f}. \quad (1.53)$$

Datorită relațiilor (1.52) și (1.53), ecuația (1.51) se poate formula astfel:

$$i_{ie\varphi}(R_s \rightarrow 0) = \frac{A_0(\omega) e_{in} Z_i (Z_r + Z_f)}{Z_{ie\varphi,i} [(Z_r + Z_f)(R_r + Z_i) + Z_r \cdot Z_f]}. \quad (1.54)$$

În aceste condiții impedanța de ieșire va fi egală cu:

$$Z_{ieș} = Z_{ieș,i} \left[ \frac{Z_r Z_f + (Z_r + Z_f)(R_r + Z_i)}{A_0(\omega) Z_i (Z_r + Z_f)} \right] \cdot \frac{e_{ieș}}{e_{in}}. \quad (1.55)$$

Expresia detaliată a impedanței de ieșire,  $Z_{ieș}$ , se obține înlocuind în această ecuație expresia lui  $\frac{e_{ieș}}{e_{in}}$ :

$$Z_{ieș} = \frac{Z_{ieș,i} [(Z_r + Z_f)(R_r + Z_i) + Z_r Z_f]}{A_0(\omega) Z_i (Z_r + Z_f)} \cdot \frac{Z_r Z_{ieș,i} + A_0(\omega) Z_i (Z_r + Z_f)}{(Z_i + R_r)(Z_r + Z_f + Z_{ieș,i}) + Z_r (Z_f + Z_{ieș,i}) + A_0(\omega) Z_i Z_r}. \quad (1.56)$$

Considerînd factorul  $A_0(\omega)$  predominant, ecuația (1.56) devine:

$$Z_{ieș} = Z_{ieș,i} \left[ \frac{Z_r Z_f + (Z_r + Z_f)(R_r + Z_i)}{A_0(\omega) Z_i Z_r} \right]. \quad (1.57)$$

Avînd în vedere că, în general,  $Z_i$  și  $A_0(\omega)$  au valori extrem de mari, expresia (1.57) ia forma simplificată:

$$Z_{ieș} = Z_{ieș,i} \frac{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}{A_0(\omega)}. \quad (1.58)$$

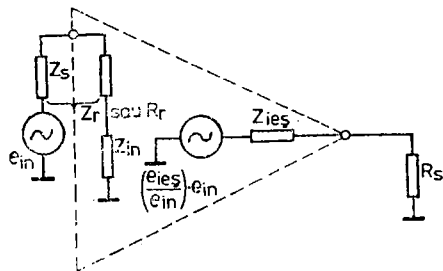
Din (1.58) reiese că impedanța de ieșire pentru configurația neînversoare este egală cu raportul dintre impedanța de ieșire intrinsecă și amplificarea buclei. Se poate observa că expresiile impedanțelor de ieșire ale configurației inversoare și neînversoare sînt identice.

#### 1.4. MODEL DE CIRCUIT ECHIVALENT PENTRU UN AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

În figura 1.3 este prezentat un model de circuit echivalent pentru un amplificator operațional conectat în buclă închisă. Acest circuit poate fi folosit atît în configurația inversoare, cît și în cea neînversoare. În cazul configurației inversoare  $Z_r$  reprezintă impedanța în serie cu impedanța de intrare a buclei închise. În configurația neînversoare termenul  $Z_r$  este înlocuit prin  $R_r$ , pentru a arăta că elementele astfel reprezentate sînt independente de frecvență. Impedanțele de intrare și de ieșire ale buclei închise ( $Z_{in}$  și  $Z_{ieș}$ ), precum și funcția de transfer au fost deja definite.

Una dintre caracteristicile importante ale modelului de circuit echivalent este precizia cu care el indică efectele impedanței de sarcină finite,  $R_s$ , asupra

Fig. 1.3. Circuit echivalent pentru un AO



performanțelor amplificatorului operațional. Considerînd, de exemplu, un amplificator în configurație inversoare, avînd o rezistență de sarcină  $R_s = 2\text{k}\Omega$  și următoarele date de proiectare:

$$\begin{aligned} A_0(\omega) &= 1\,000/0^\circ; * \\ Z_i &= 15\,000/0^\circ\Omega; \\ Z_{ieş,i} &= 200/0^\circ\Omega; \\ Z_r &= 1\,000/0^\circ\Omega; \\ Z_f &= 200\,000/0^\circ\Omega; \end{aligned} \quad (1.59)$$

vom calcula amplificarea utilizînd relația:

$$e_{ieş} = \frac{\left(\frac{e_{ieş}}{e_{in}}\right) e_{in} \cdot R_s}{R_s + Z_{ieş}} \quad (1.60)$$

Dacă în (1.60) substituim valoarea raportului  $e_{ieş}/e_{in}$  din (1.6) și a lui  $Z_{ieş}$  din (1.27), ca și a lui  $R_s$  ( $2\,000\,\Omega$ ), valoarea amplificării este:

$$\frac{e_{ieş}}{e_{in}} = 164 \left( \frac{2\,000\Omega}{37,4\Omega + 2\,000\Omega} \right) = 162. \quad (1.61)$$

Acest calcul arată că amplificarea — ținînd seama de rezistența reală de sarcină — este de 44,15 dB, față de 44,3 dB în cazul în care se consideră că impedanța de sarcină este infinită. Diferența ce rezultă este de numai 0,15 dB, ceea ce pentru majoritatea aplicațiilor nu constituie o eroare prea mare ca să justifice efectuarea unor calcule riguroase.

## 1.5. EFECTUL AMPLIFICĂRII ÎN MOD COMUN ASUPRA CARACTERISTICILOR AMPLIFICATORILOR OPERAȚIONALI

În procesul de stabilire a ecuațiilor de bază care descriu comportarea unui amplificator operațional s-a presupus, în mod tacit, că amplificarea în mod comun este nulă. Amplificarea în mod comun (AMC) este definită ca raportul dintre tensiunea de ieșire,  $e_{ieş}$ , și tensiunile de intrare,  $e_1$  și  $e_2$ , în situația în

\* Simbolul / reprezintă faza unei mărimi complexe.

care acestea sînt identice în amplitudine și fază. Valabilitatea acestei presu-puneri este luată în considerare în mod separat, deoarece ecuațiile de bază ar fi devenit prea complicate dacă s-ar fi ținut cont și de efectele modului comun.

Examinînd figurile 1.1 și 1.2, se poate vedea că independent de configu-rația folosită amplificarea diferențială acționează asupra diferenței dintre tensiunile  $e_1$  și  $e_2$ . Pe de altă parte, amplificarea în mod comun ( $AMC$ ) acțio-nează pe acele porțiuni ale lui  $e_1$  și  $e_2$  care sînt în fază și identice ca mărime. În configurația inversoare  $e_2$  este mai mic decît  $e_1$ , pe cînd în configurația neinversoare  $e_2$  este mai mare decît  $e_1$ . Aceste condiții se reflectă în ecuațiile tensiunii de ieșire astfel:

- pentru configurația inversoare

$$e_{ie\bar{s}_1} = A_0(\omega) (e_2 - e_1) - (AMC) (e_2); \quad (1.62)$$

- pentru configurația neinversoare

$$e_{ie\bar{s}_1} = A_0(\omega) (e_2 - e_1) - (AMC) (e_1). \quad (1.63)$$

Dacă aceste ecuații sînt dezvoltate mai departe se vor putea obține expre-siile amplificării pentru  $Z_{ie\bar{s},i} = 0$  ( $e_{ie\bar{s},1} = e_{ie\bar{s}}$ ):

- pentru configurația inversoare

$$\frac{e_{ie\bar{s}}}{e_{in}} = \frac{-A_0(\omega) Z_i Z_f - (AMC) R_r Z_f}{Z_r (Z_f + Z_i + R_r) (Z_i + R_r) + Z_i Z_r A_0(\omega) + R_r Z_r (AMC)}; \quad (1.64)$$

- pentru configurația neinversoare

$$\frac{e_{ie\bar{s}}}{e_{in}} = \frac{A_0(\omega) Z_i (Z_r + Z_f) - (AMC) Z_r Z_f}{(Z_r + Z_f) (R_r + Z_i) + Z_r Z_f + A_0(\omega) Z_i Z_r + (AMC) Z_r (Z_i + R_r)}. \quad (1.65)$$

În fiecare dintre aceste cazuri criteriul amplificării în mod comun poate fi neglijat în comparație cu  $A_0(\omega)$ , astfel:

- pentru configurația inversoare

$$AMC \ll \frac{A_0(\omega) \cdot Z_i}{R_r}; \quad (1.66)$$

- pentru configurația neinversoare

$$AMC \ll \frac{A_0(\omega) \cdot Z_i}{Z_i + R_r}. \quad (1.67)$$

Ecuația (1.64) și inegalitatea (1.66) demonstrează că amplificarea unei configurații inversoare nu este afectată de amplificarea modului comun atunci cînd impedanța de intrare,  $Z_i$ , este presupusă infinită. Dacă aceeași presupu-nere se face și pentru configurația neinversoare, amplificarea este depen-dentă de amplificarea modului comun, considerînd amplificarea buclei des-chise ca fiind finită.

Inegalitățile (1.66) și (1.67) se pot reformula în funcție de rejecția de mod comun (*RMC*) — definită ca raportul dintre amplificarea în buclă deschisă și amplificarea în mod comun — astfel:

- pentru configurația inversoare

$$RMC \gg \frac{R_r}{Z_i}; \quad (1.68)$$

- pentru configurația neinversoare

$$RMC \gg \frac{Z_i + R_r}{Z_i}. \quad (1.69)$$

## 1.6. FAZA REACȚIEI ÎN AMPLIFICATORII OPERAȚIONALI

Într-un amplificator operațional — ca dealtfel în orice amplificator cu reacție — trebuie să se realizeze un control riguros al fazei reacției (pentru a se asigura stabilitatea în raport cu frecvența), la o anumită caracteristică de amplificare, funcție de frecvență.

În figura 1.4 sînt redată caracteristicile de amplificare și fază, funcție de frecvență, pentru un amplificator operațional clasic, în care nu sînt folosite nici un fel de procedee de compensare a fazei. În domeniul de frecvență arătat schimbarea de fază a reacției este mult mai mare decît 180°. Acest lucru înseamnă că o reacție negativă de joasă frecvență poate deveni pozitivă, ceea ce va face ca amplificatorul să comporte instabilitate la înaltă frecvență dacă nu se folosesc diverse metode de stabilizare și reglaj ale răspunsului amplificatorului.

### 1.6.1. EFECTUL VARIAȚIEI EXCESIVE A FAZEI ASUPRA STABILITĂȚII DE FRECVENȚĂ

Ecuția funcției de transfer (1.7) pentru configurația inversoare poate fi transformată astfel încît să aibă aceeași formă de reacție clasică cu cea a configurației neinversoare, dată de relația (1.42). După cum am arătat, dacă se presupune că  $Z_i \rightarrow \infty$  și  $Z_{ies,i} = 0$ , atunci:

- pentru configurația inversoare

$$\frac{e_{ies}}{e_{in}} = \frac{Z_f}{Z_f + R_r} \cdot \frac{-A_0(\omega)}{1 + \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}}}; \quad (1.70)$$

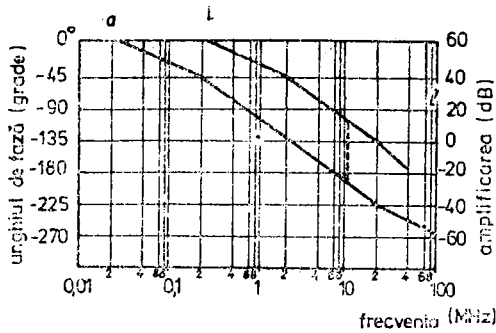


Fig. 1.4. Caracteristica de amplificare și fază a unui AO, fără compensare de fază:  
a. faza lui  $A_0(\omega)$ ; b. amplificarea în buclă deschisă  $A_0(\omega)$ .

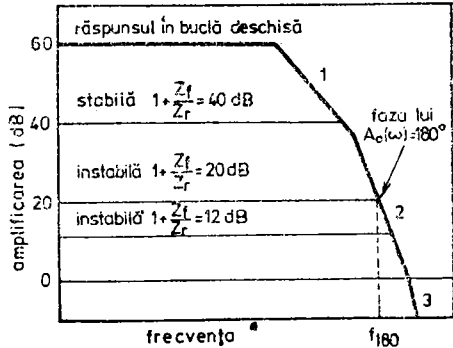


Fig. 1.5. Răspunsul în buclă deschisă și diferite caracteristici de stabilitate ale unui AO:  
1. 20 dB/decadă; 2. 40 dB/decadă; 3. 60 dB/decadă

● pentru configurația neînversoare

$$\frac{e_{ieș}}{e_{in}} = \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}}} \quad (1.71)$$

Cînd unghiul de fază al termenului de reacție  $\frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}$  atinge valoarea de  $180^\circ$  (neasimptotic), în timp ce valoarea termenului este încă unitară sau supraunitară, va apărea condiția de oscilație. În figura 1.5 se dau cîteva caracteristici amplificare-frecvență ale amplificatorului din figura 1.4 cu parametrul  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$ , în care  $Z_f$  și  $Z_r$  sînt pur rezistive. Deoarece frecvența critică pentru o rețea de reacție pur rezistivă este cea la care  $A_0(\omega)$  are un unghi de fază de  $180^\circ$ , mărimea lui  $\frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}$  la această frecvență

( $f_{180}$ ) determină condiția de stabilitate a reacției. Dacă raportul  $\frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}$  este egal sau mai mare decît unu configurația este instabilă. În situația că este mai mic decît unitatea, configurația este stabilă.

Procedeul de determinare a condiției de stabilitate — pentru diferite valori ale lui  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$  este redat în figura 1.5. În fiecare caz amplificarea la frecvența pentru care unghiul de fază este de  $180^\circ$  va fi egală cu 10 ( $A_0(f_{180}) = 10$ ).

Cînd  $1 + \frac{Z_f}{Z_r} = 100/0^\circ$  stabilitatea se calculează astfel:

$$\frac{A_0(f_{180^\circ})}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}} = \frac{10/180^\circ}{100/0^\circ} = 0,1/180^\circ. \quad (1.72)$$

Deoarece valoarea 0,1 obținută pentru raportul de stabilitate este subunitară, configurația va fi stabilă. Dacă  $1 + \frac{Z_f}{Z_r} = 10/0^\circ$ , raportul de stabilitate devine:

$$\frac{A_0(f_{180^\circ})}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}} = \frac{10/180^\circ}{10/0^\circ} = 1/180^\circ. \quad (1.73)$$

Pentru acest caz raportul de stabilitate este echiuunitar și, deci, configurația este instabilă.

În situația în care  $1 + \frac{Z_f}{Z_r} = 4/0^\circ$ , raportul de stabilitate va fi:

$$\frac{A_0(f_{180^\circ})}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}} = \frac{10/180^\circ}{4/0^\circ} = 2,5/180^\circ.$$

Deoarece valoarea obținută este supraunitară, configurația va fi instabilă. În cazul în care  $Z_f$  și  $Z_r$  nu sînt pur rezistive stabilitatea configurației nu mai depinde doar de faza lui  $A_0(\omega)$ .

*Exemplul nr. 1.* Un circuit de diferențiere este cel în care termenul de reacție  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$  are forma:

$$k \left( 1 + \frac{jf}{f_1} \right), \quad (1.74)$$

unde  $k$  și  $f_1$  sînt constante.

Figura 1.6 prezintă variația acestui termen funcție de frecvență, pentru  $k = 10$  și  $f_1 = 0,1$  MHz, suprapusă peste caracteristica de transfer în buclă deschisă a amplificatorului operațional (domeniile 1, 2 și 3 au aceeași semnificație ca în figura 1.5).

Amplificarea în buclă deschisă poate fi descrisă din grafic conform relației:

$$A_0(\omega) = \frac{1\ 000}{\left( 1 + j \frac{f}{0,2\ \text{MHz}} \right) \left( 1 + j \frac{f}{2\ \text{MHz}} \right) \left( 1 + j \frac{f}{20\ \text{MHz}} \right)}, \quad (1.75)$$

iar termenul de reacție are expresia:

$$1 + \frac{Z_f}{Z_r} = 10 \left( 1 + j \frac{f}{0,1\ \text{MHz}} \right).$$

Avînd aceste relații, se pot calcula frecvența pentru care raportul de stabilitate  $\frac{A_o(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}$  are un unghi de fază de  $180^\circ$ , precum și mărimea absolută a raportului pentru această frecvență.

Calculul arată că unghiul de fază de  $180^\circ$  este atins la frecvența de  $f_{180} = 746 \text{ kHz}$ , iar mărimea absolută a raportului este la această frecvență egală cu 3,22. Raportul de stabilitate fiind supraunitar, configurația va fi, desigur, instabilă.

Stabilitatea unui amplificator operațional poate fi mai ușor determinată prin estimarea unghiulară de fază a raportului  $\frac{A_o(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}$  la frecvența de intersecție (acolo unde valoarea raportului este unu).

Dacă dintr-o astfel de estimare rezultă că unghiul de fază este mai mic de  $180^\circ$  configurația va fi stabilă și, reciproc, cînd unghiul de fază depășește  $180^\circ$  configurația este instabilă.

*Exemplul nr. 2.* După cum se știe, pentru un circuit de integrare sau limitator de bandă (așa cum este cel din figura 1.7, unde domeniile sînt ca în figura 1.5) termenul de reacție  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$  are următoarea expresie:

$$\frac{k}{1 + j \frac{f}{f_1}} \quad (1.76)$$

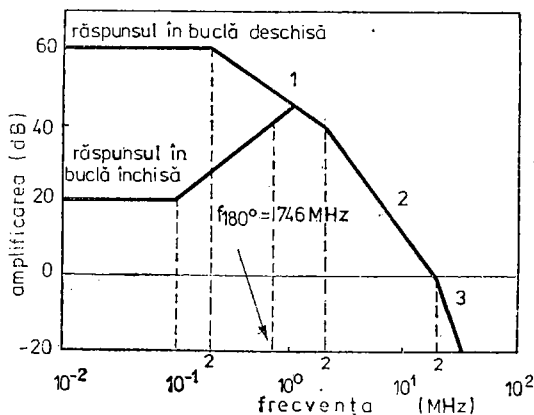


Fig. 1.6. Caracteristica unui circuit de diferențiere cu AO:

1. 20 dB/decadă; 2. 40 dB/decadă; 3. 60 dB/decadă.

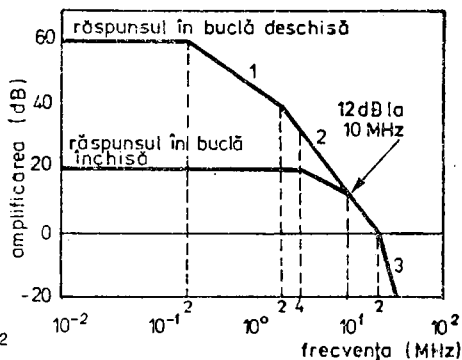


Fig. 1.7. Caracteristica de răspuns a unui AO în configurație integratoare:

1. 20 dB/decadă; 2. 40 dB/decadă; 3. 60 dB/decadă.

Considerînd  $k = 10$  și  $f_1 = 4$  MHz și aplicînd metoda estimării fazei la această problemă, vom avea următoarele estimări:

$$\begin{aligned} -45^\circ &> \underline{1} + \frac{Z_f}{Z_r} > -90^\circ; \\ -135^\circ &> \underline{A_0(\omega)} > -225^\circ. \end{aligned} \quad (1.77)$$

La frecvența de intersecție a celor două caracteristici, faza estimată va fi dată de:

$$-45^\circ > \underline{A_0(\omega)} / \left( 1 + \frac{Z_f}{Z_r} \right) - 180^\circ. \quad (1.78)$$

Deci configurația este stabilă.

Analizînd cele trei forme specifice pentru termenul de reacția conform figurilor 1.5, 1.6 și 1.7, se constată că această configurație cu rețea pur rezistivă, ca și cea integratoare sau trece-jos, sînt cele mai stabile. Dealtfel tehnica folosită în obținerea configurației de filtru trece-jos poate fi considerată ca o metodă de compensare a fazei.

#### 1.6.2. EFECTUL VARIAȚIEI EXCESIVE A FAZEI ASUPRA RĂSPUNSULUI ÎN FRECVENȚĂ

În procesul de proiectare și realizare a amplificatorilor apare frecvent situația în care răspunsul în frecvență al amplificatorului operațional se abate de la caracteristica ideală a răspunsului în buclă închisă și prezintă un maxim. Criteriul de exprimare a acestui maxim al răspunsului poate fi aproximat de următoarea inegalitate:

$$\left| \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}} \right| > \left| 1 + \frac{Z_f}{Z_r} \right|. \quad (1.79)$$

Inegalitatea (1.79) poate fi utilizată și pentru a calcula maximul răspunsului în frecvență. În acest scop se apelează la următoarea substituție:

$$\frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}} = B / \underline{\theta}. \quad (1.80)$$

Dacă se împart ambii membri ai inegalității (1.79) cu termenul din partea stîngă se obține:

$$1 > \left| 1 + \frac{1}{B} / \underline{\theta} \right|. \quad (1.81)$$

Inegalitatea (1.81) poate avea forma:

$$1 > \sqrt{\left(1 + \frac{1}{B} \cos \theta\right)^2 + \left(-\frac{1}{B} \sin \theta\right)^2} \quad (1.82)$$

sau:

$$1 > \sqrt{1 + \frac{2}{B} \cos \theta + \left(\frac{1}{B}\right)^2}. \quad (1.83)$$

Părțile reale și imaginare ale inegalității (1.82) trebuie să fie, de asemenea, subunitare, astfel că:

$$1 > \left|1 + \frac{1}{B} \cos \theta\right| \quad (1.84)$$

și

$$1 > \frac{1}{B} \left|-\sin \theta\right|. \quad (1.85)$$

Din inegalitatea (1.84) rezultă:

$$B > \frac{1}{2}, \quad (1.86)$$

iar din (1.85) se obține:

$$\cos \theta < -\frac{1}{2B}. \quad (1.87)$$

Substituția făcută în ecuația (1.80) se face din nou, iar inegalitatea (1.83) se împarte membru cu membru prin termenul drept, astfel că se obțin următoarele expresii:

$$\left|\frac{B/\theta}{1 + B/\theta}\right| > 1; \quad (1.88)$$

$$|B/\theta| > |1 + B/\theta|. \quad (1.89)$$

Pentru existența unui maxim în caracteristica de transfer trebuie să fie îndeplinite relațiile:

$$0,5 < |B/\theta| < 2,62; \quad (1.90)$$

$$\cos \theta < -\frac{1}{2B}.$$

### 1.6.3. PREDICȚIA LĂRGIMII DE BANDĂ LA 3 dB

Lărgimea de bandă a unui AO se definește prin condiția:

$$\left| \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{A_0(\omega)}{1 + \frac{Z_f}{Z_r}}} \right| = \frac{\left| 1 + \frac{Z_f}{Z_r} \right|}{\sqrt{2}}. \quad (1.91)$$

Se ordonează termenii ecuației (1.91) și se folosește definiția lui  $B$  dată de identitatea (1.80), astfel ca să se obțină:

$$\begin{aligned} \left| 1 + \frac{1}{B} \angle -\theta \right| &= \sqrt{2}; \\ \left( 1 + \frac{1}{B} \cos \theta \right)^2 + \left( -\frac{1}{B} \sin \theta \right)^2 &= 2; \\ 1 + \frac{2}{B} \cos \theta + \frac{1}{B^2} &= 2. \end{aligned} \quad (1.92)$$

Ecuațiile (1.92) duc la următorul criteriu de previziune al punctului de 3 dB:

$$1 \geq B > \frac{1}{1 + \sqrt{2}} = 0,414; \quad (1.93)$$

$$\cos \theta = \frac{B^2 - 1}{2B}. \quad (1.94)$$

Inegalitatea (1.93) indică posibilitatea obținerii unei lărgimi de bandă

mai mari decât cea indicată de intersecția lui  $A_0(\omega)$  și  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$ .

Această „extensie de bandă“ se obține datorită efectului de maxim ce apare în caracteristica de frecvență.

Inegalitatea (1.94) precizează că unghiul de fază trebuie să fie de  $90^\circ$  pentru a obține lărgimea de bandă la 3 dB, acolo unde  $B = 1$ . Concluzia la care se ajunge corespunde de fapt cu regula empirică, devenită un standard industrial: „pentru o configurație necondiționat stabilă caracteristica de reacție ideală,  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$ , trebuie să intersecteze caracteristica de răspuns

în buclă deschisă  $A_0(\omega)$  la o pantă a acestuia mai mică de 40 dB/decadă“. Din punctul de vedere al relațiilor de fază, rezultă că unghiul de fază tinde asimptotic către  $180^\circ$  când variația în răspunsul amplificatorului, funcție de frecvență, se face cu 40 dB/decadă. În această situație amplificatorul este la pragul de instabilitate. Dependența de frecvență cu mai puțin de 40 dB/decadă nu înseamnă altceva decât că amplificatorul este stabil și, invers, dacă dependența de frecvență este mai mare decât 40 dB/decadă, amplificatorul va fi instabil.

În procesul de proiectare apare adesea necesitatea compensării variațiilor excesive de fază care produc instabilități. Procesul de compensare urmărește modificarea caracteristicii de reacție, astfel încât să nu apară variații excesive de fază. Caracteristica de răspuns, funcție de frecvență, poate fi controlată prin limitarea pantei de intersecție a caracteristicii de reacție ideale,  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$ , cu răspunsul în buclă deschisă. Teoretic, această pantă are, în anumite condiții, cel mult 40 dB/decadă, dar valoarea maximă permisă pentru sistemele practice este de 20 dB/decadă.

Într-un AO variațiile excesive de fază se compensează prin modificarea unuia dintre următorii parametri:

- amplificarea în buclă închisă ideală,  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$ ;
- impedanța de intrare a buclei deschise,  $Z_i$ ;
- amplificarea în buclă deschisă,  $A_0(\omega)$ .

#### 1.6.4.1. Metoda compensării buclei închise

Compensarea fazei prin modificarea caracteristicii de amplificare în buclă închisă, deci a termenului  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$ , este posibilă doar pentru acele aplicații în care acesta intersectează răspunsul în buclă deschisă într-un domeniu cu panta de 40 sau 60 dB/decadă. Când intersecția are loc într-o regiune unde panta de cădere a răspunsului în buclă deschisă  $A_0(\omega)$  este de 40 dB/decadă metoda compensării fazei urmărește să producă o pantă a răspunsului lui  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$  de 20 dB/decadă în apropierea intersecției. Ca urmare, panta intersecției devine de 20 dB/decadă. Pentru aplicațiile în care este permisă folosirea unei inductanțe se poate compensa faza în regiunea de cădere a lui  $A_0(\omega)$  cu 60 dB/decadă numai dacă răspunsul lui  $1 + \frac{Z_f}{Z_r}$  are o pantă de 40 dB/decadă în apropierea intersecției.

#### 1.6.4.2. Metode de compensare a buclei deschise

Prin metodele de compensare a fazei buclei deschise se urmărește modificarea fie a impedanței de intrare, fie a amplificării în buclă deschisă, introducând un zero în caracteristica de transfer în buclă deschisă. Acest lucru se poate astfel realiza încât să fie anulat efectul unuia dintre polii caracteristicii de transfer în buclă deschisă, ceea ce permite o sporire substanțială a lărgimii de bandă a amplificatorului operațional. Pe de altă parte, lărgimea de bandă a amplificatorului operațional mai poate fi mărită prin introducerea forțată

a unui pol la o frecvență destul de joasă, astfel că toate celelalte puncte unghiulare datorate polilor specifici operaționalului vor apărea la frecvențe dincolo de cea la care răspunsul în buclă deschisă  $A_0(\omega)$  intersectează răspunsul buclei închise.

#### 1.6.4.3. Modificarea impedanței de intrare a buclei deschise

Modificările care se pot opera asupra impedanței de intrare în buclă deschisă pentru a obține compensările de fază dorite sînt limitate. Pentru compensarea fazei se va conecta între terminalele de intrare o rețea corespunzătoare, astfel încît aceasta să se găsească în paralel pe impedanța intrinsecă,  $Z_i$ , a amplificatorului operațional. Ecuațiile (1.7) și (1.42) — ce definesc răspunsurile pentru configurațiile inversoare și neinversoare, în buclă închisă — se pot utiliza ca bază pentru stabilirea condițiilor și mecanismelor implicate în acest gen de compensare.

Notînd cu  $Z'_i$  impedanța de intrare în buclă deschisă, modificată, și presupunînd impedanța de ieșire în buclă deschisă  $Z_{ie\varphi,i} = 0$ , se vor obține următoarele ecuații:

- pentru configurația inversoare

$$\frac{e_{ie\varphi}}{e_{in}} = \frac{-A_0(\omega)Z'_iZ_f}{Z_f(Z'_i + R_r) + Z_r(Z_f + Z'_i + R_r) + A_0(\omega)Z'_iZ_r}; \quad (1.95)$$

- pentru configurația neinversoare

$$\frac{e_{ie\varphi}}{e_{in}} = \frac{A_0(\omega)Z'_i(Z_r + Z_f)}{(Z'_i + R_r)(Z_r + Z_f) + Z_rZ_f + A_0(\omega)Z'_iZ_r}. \quad (1.96)$$

Prin gruparea adecvată a termenilor din aceste două ecuații iese în evidență efectul pe care îl are impedanța de intrare modificată asupra răspunsului în buclă deschisă. În acest fel ecuația pentru configurația inversoare devine:

$$\frac{e_{ie\varphi}}{e_{in}} = - \frac{\frac{A_0(\omega)Z'_i}{R_r + Z_r + Z_fZ'_i} \cdot Z_f}{Z_f + \frac{Z(Z'_i + R_r)}{R_r + Z_r + Z'_i} + \frac{A_0(\omega)Z'_i}{R_r + Z_r + Z'_i} \cdot Z_r}. \quad (1.97)$$

Procedînd în același mod, expresia corespunzătoare configurației neinversoare capătă aspectul:

$$\frac{e_{ie\varphi}}{e_{in}} = \frac{\frac{A_0(\omega)Z'_i}{R_r + Z_r + Z'_i} \cdot (Z_r + Z_f)}{Z_f + \frac{Z_r(Z'_i + R_r)}{R_r + Z_r + Z'_i} + \frac{A_0(\omega)Z'_i}{R_r + Z_r + Z'_i}}. \quad (1.98)$$

Pentru fiecare configurație răspunsul buclei deschise modificate este definit în felul următor:

$$A'_0(\omega) = \frac{A_0(\omega) \cdot Z'_i}{R_r + Z_r + Z'_i}. \quad (1.99)$$

Din ecuația (1.99) rezultă că modificarea impedanței de intrare în buclă deschisă nu are — în afară doar de cazul cînd  $Z'_i$  este cel mult de același ordin de mărime cu termenul  $R_r + Z_r$  — nici un efect asupra răspunsului în buclă deschisă. Dacă  $Z'_i$  devine mult mai mică decît  $R_r + Z_r$ , ecuația (1.99) va avea forma:

$$A'_0(\omega) = \frac{A_0(\omega) \cdot Z'_i}{R_r + Z_r + Z'_i}. \quad (1.100)$$

Așadar, din expresiile (1.99) și (1.100), la folosirea metodei modificării impedanței de intrare pentru compensarea fazei, apar trei restricții fundamentale:

— impedanța de reacție,  $Z_r$ , este limitată în valoare și formă de cerințele de compensare a fazei;

— impedanța de intrare în buclă deschisă,  $Z'_i$ , trebuie să fie mai mică în modul și diferită ca formă de impedanța de intrare intrinsecă,  $Z_i$  (impedanța de intrare în buclă închisă,  $Z_{in}$ , va fi și ea mai mică și diferită);

— amplificarea în buclă deschisă, în curent continuu,  $A_0$ , este mai mică pentru anumite configurații ale impedanței de intrare.

În figurile 1.8 și 1.9 sînt date două exemple de compensare a fazei prin modificarea impedanței de intrare. Mărirea lărgimii de bandă se realizează în ambele cazuri prin anularea unui pol. În cazul metodei folosite în exemplul din figura 1.8 modificarea răspunsului în buclă deschisă se obține prin alegerea corespunzătoare a caracteristicilor de frecvență pentru rețeaua conectată în paralel pe terminalele de intrare ale amplificatorului operațional.

În figura 1.9 modificarea răspunsului a fost obținută prin alegerea corespunzătoare a caracteristicilor de frecvență pentru  $R_r$  și  $Z_r$ . Ambele metode folosesc anularea unui pol pentru ameliorarea lărgimii de bandă.

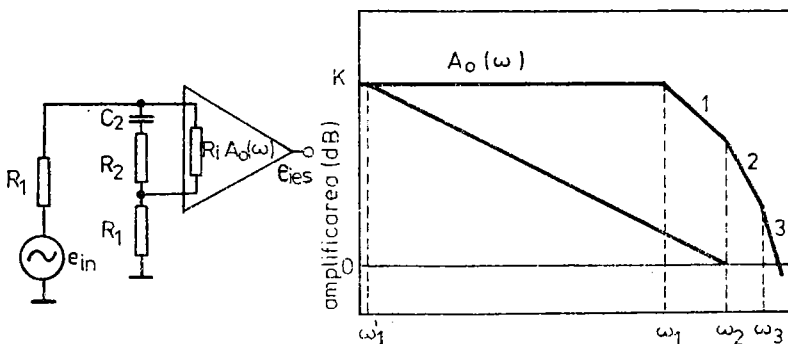


Fig. 1.8. Compensarea fazei prin conectarea unei rețele de compensare în paralel pe terminalele sale de intrare:

$$\omega'_1 = \frac{1}{C_2(R_2 + 2R_1)}.$$

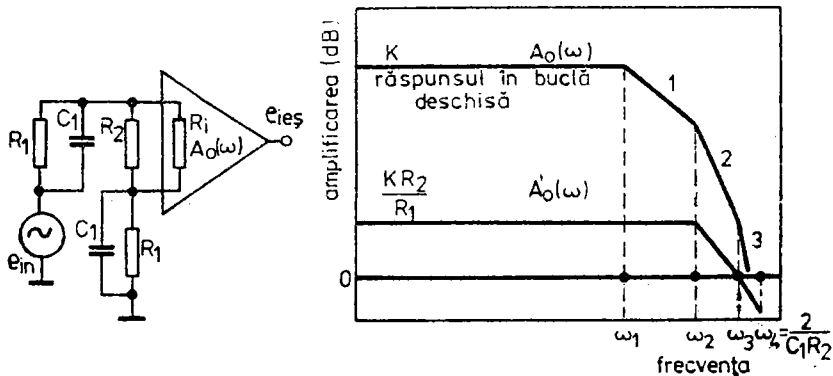


Fig. 1.9. Compensarea fazei unui AO prin modificarea termenului:  $R_r + Z_r$ ;

$$\omega_4 = \frac{2}{C_1 R_2}.$$

Metoda folosită în figura 1.8 indică o cădere mai timpurie a răspunsului, în timp ce metoda folosită în figura 1.9 prezintă o micșorare a amplificării în buclă deschisă.

Ecuațiile (1.99) și (1.100) relevă faptul că procesul de compensare a fazei poate fi realizat prin creșterea lui  $R_r + Z_r$  în modul și modificînd caracteristicile sale de frecvență; în general însă această metodă este imprecisă și deci mai puțin utilizată.

Astfel, dacă în figura 1.8 se notează cu:

$A_0(\omega)$  — amplificarea în buclă deschisă, necompensată;

$A'_0(\omega)$  — amplificarea în buclă deschisă, compensată;

$R'_i$  — impedanța de intrare intrinsecă, în joasă frecvență, se poate scrie:

$$A'_0(\omega) = \frac{\pm A_0(\omega) R_i (R_2 + 1/j\omega C_2)}{(R_i + R_2 + 1/j\omega C_2) \cdot 2R_1 + R_i (R_2 + 1/j\omega C_2)};$$

$$A'_0(\omega) = \frac{\pm A_0(\omega) R_i}{2R_1 + R_i} \cdot \frac{1 + j\omega R_2 C_2}{1 + j\omega C_2 \left( R_2 + \frac{2R_i R_1}{2R_1 + R_i} \right)}. \quad (1.101)$$

Deoarece  $R_i$  este în mod obișnuit foarte mare, ecuația lui  $A'_0(\omega)$  poate fi reasezată astfel:

$$A'_0(\omega) = \pm A_0(\omega) \frac{1 + j\omega C_2 R_2}{1 + j\omega C_2 (R_2 + 2R_1)}. \quad (1.102)$$

Avînd în vedere că expresia lui  $A_0(\omega)$  este de forma:

$$A_0(\omega) = \frac{K}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)} \quad (1.103)$$

și dacă

$$R_2 C_2 = \frac{1}{\omega_1},$$

ecuația pentru  $A'_0(\omega)$  va deveni:

$$A'_0(\omega) = \frac{K}{[1 + j\omega C_2(R_2 + 2R_1)] \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)}. \quad (1.104)$$

Similar, pentru schema din figura 1.9 se poate scrie:

$$\begin{aligned} A'_0(\omega) &= \frac{\pm A_0(\omega) R_2 R_i}{(R_2 + R_i) \left( \frac{2R_1}{1 + j\omega_1 R_1 C_1} \right) + R_2 R_i} = \\ &= \frac{\pm A_0(\omega) R_2 R_i}{2R_1(R_2 + R_i) + R_2 R_i} \cdot \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega \cdot \frac{R_1 R_2 R_i C_1}{2R_1(R_2 + R_i) + R_2 R_i}}. \end{aligned} \quad (1.105)$$

Deoarece  $R_i$  este mare, expresia lui  $A'_0(\omega)$  ia forma:

$$A'_0(\omega) = \frac{\pm A_0(\omega) R_2}{2R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega \cdot \frac{C_1 R_1 R_2}{2R_1 + R_2}}. \quad (1.106)$$

În cazul cînd  $R_2 \ll R_1$  atunci:

$$A'_0(\omega) = \frac{\pm A_0(\omega) R_2}{2R_1} \cdot \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega C_1 \frac{R_1}{2}} \quad (1.107)$$

Reluînd (1.103) și pentru  $R_1 C_1 = \frac{1}{\omega_1}$ , caracteristica de amplificare compensată devine:

$$A'_0(\omega) = \frac{\pm K}{\frac{2R_1}{R_2} \left(1 + j\omega C_1 \frac{R_2}{2}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)}. \quad (1.108)$$

După cum se vede, metoda folosită în exemplul din figura 1.8 determină o cădere mai timpurie a răspunsului, în timp ce schema din figura 1.9 favorizează micșorarea amplificării în buclă deschisă.

#### 1.6.4.4. Modificarea caracteristicii de amplificare în buclă deschisă

Metoda cea mai răspîndită de compensare a fazei la amplificatorii operaționali este modificarea internă a caracteristicii de amplificare în buclă deschisă. Această metodă are, în primul rînd, avantajul că izolează complet rețeaua

de compensare de rețeaua de reacție, iar în al doilea rând, că punctul în care se face compensarea fazei poate fi ales în așa fel ca răspunsul în buclă deschisă să se modifice astfel încât unul din punctele unghiulare de 3 dB existente să apară mai devreme în caracteristica supusă compensării.

Compensarea internă se poate face prin două procedee. Primul se bazează pe efectul Miller, situație în care rețeaua de compensare a fazei este conectată între intrarea și ieșirea unui etaj inversor din amplificatorul operațional. Impedanța rețelei de compensare se împarte, așadar, în acest caz la amplificarea etajului.

În figura 1.10 (fără  $R_\varphi^*$ ,  $C_\varphi^*$ ) se vede cum se poate compensa un amplificator operațional utilizându-se efectul Miller.

Expresia caracteristicii de amplificarea în buclă deschisă compensată, conform figurii, este:

$$A'_0(\omega) = A_0(\omega) \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_1} \right) \frac{1 + j\omega R_\varphi C_\varphi}{1 + j\omega R_c (1 + g_{mII} R_c) C_\varphi}. \quad (1.109)$$

Termenul  $1 + j \frac{\omega}{\omega_1}$  din expresia lui  $A'_0(\omega)$  este folosit pentru modificarea punctului unghiular de 3 dB ( $\omega_1$ ).

Pentru  $R_\varphi C_\varphi = \frac{1}{\omega_2}$  și ținând seama de (1.103), expresia lui  $A_0(\omega)$  devine:

$$A'_0(\omega) = \frac{K}{[1 + j\omega(1 + g_{mII} R_c) C_\varphi \bar{R}_c] \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_3} \right)}. \quad (1.110)$$

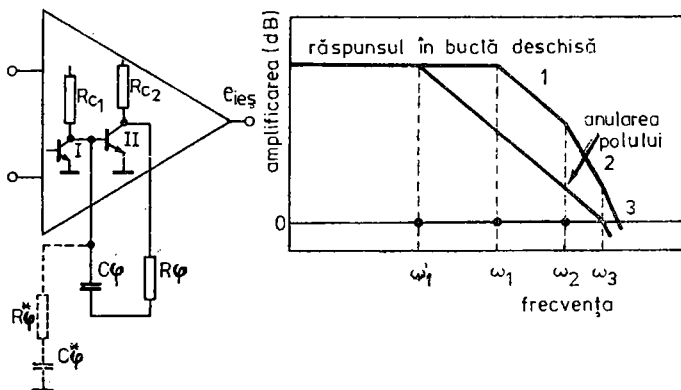


Fig. 1.10. Compensarea AO utilizînd efectul Miller:

$$\omega'_1 = \frac{1}{(1 + g_{mII} R_c) C_\varphi R_c} \text{ (fără } R_\varphi^*, C_\varphi^* \text{ dar cu } R_c, C_\varphi);$$

$$\omega'_1 = \frac{1}{R_\varphi^* C_\varphi^*} \text{ (cu } R_\varphi^*, C_\varphi^*, \text{ dar fără } R_\varphi, C_\varphi)$$

Al treilea punct unghiular care rezultă din constanta de timp dată de  $R_\varphi$  și capacitorul  $C_{pc}$  de reacție este neglijat în expresia lui  $A'_0(\omega)$ , deoarece apare în afara regiunii active.

Cel de al doilea procedeu de modificare a caracteristicii de amplificare în buclă deschisă folosește conectarea unei rețele de compensare ( $RC$ ) corespunzătoare, în paralel cu unul dintre rezistorii interni convenabili din amplificatorul operațional, așa cum rezultă tot din figura 1.10 (rețeaua  $R_\varphi^* C_\varphi^*$  fiind conectată, dar lipsind  $R_\varphi C_\varphi$ ).

Expresia amplificării în buclă deschisă, compensate, este:

$$A'_0(\omega) = A_0(\omega) \cdot \frac{1 + j\omega R_\varphi^* C_\varphi^*}{1 + j\omega R_c C_\varphi^*} \cdot \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right). \quad (1.111)$$

Întocmai ca și în cazul metodei de compensare prin folosirea efectului Miller, termenul  $1 + j \frac{\omega}{\omega_1}$  este utilizat pentru a modifica primul punct unghiular de 3 dB din caracteristica de amplificare.

Pentru  $R_\varphi^* C_\varphi^* = \frac{1}{\omega_2}$  și reluând (1.103)

expresia lui  $A'_0(\omega)$  devine:

$$A'_0(\omega) = \frac{K}{(1 + j\omega R_c C_\varphi^*) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)}. \quad (1.112)$$

Al treilea punct unghiular, existent în caracteristică datorită lui  $R_\varphi^*$  și capacității de intrare a următorului etaj, este mult în afara regiunii active, motiv pentru care nici nu apare în caracteristica  $A'_0(\omega)$ .

## 1.7. REJEȚIA DE MOD COMUN

Dacă amplificatorul operațional lucrează în mod diferențial, rejecția de mod comun nu are efecte deosebite asupra performanțelor amplificatorului, în afară de cazul că raportul de rejecție este extrem de scăzut. În situația în care amplificatorul funcționează în mod comun, cum este cazul comparatorilor, rejecția de mod comun este de importanță capitală. De exemplu, dacă un amplificator diferențial (cu o amplificare de 60 dB și o rejecție de mod comun de 50 dB) compară un semnal de 1 volt cu un semnal de referință tot de un volt, tensiunea de ieșire ar fi de 3,2 V, în loc de zero. Asemenea situații sînt deci inadmisibile pentru aplicațiile de acest tip. În general, rejecția de mod comun va trebui să fie cu minimum 20 dB mai mare decît amplificarea diferențială.

## 1.8. CURENTUL DE POLARIZARE A INTRĂRII

Deși amplificatorii operaționali au, de regulă, o impedanță mare de intrare, intrinsecă, în curent alternativ, ei pot totuși necesita un curent de polarizare a intrării de o valoare relativ mare. Această cerință devine stînjenitoare în situația în care sursa de semnal nu suportă un curent continuu de valoare notabilă. Ca exemple de asemenea aplicații se pot aminti cele care implică utilizarea unor surse cu impedanță internă foarte mare sau surse de natură magnetică, ce pot fi serios dezechilibrate de existența unui curent continuu. Din păcate, tranzistorii bipolari folosiți pentru micșorarea acestui curent adaugă capacități atît de mari, încît afectează enorm răspunsul în frecvență. Din acest motiv se impune să se folosească fie tranzistori cu efect de cîmp, fie scheme ce permit obținerea unor curenți de polarizare foarte mici (tranzistori superbeta).

## 1.9. CURENTUL ȘI TENSIUNEA DE DECALAJ

Curentul de decalaj este definit ca diferența medie dintre cei doi curenți de polarizare a celor două intrări ale AO, în situația cînd sînt comandați cu două surse identice de curent. În circuitele diferențiale echilibrate această diferență de curent de polarizare va crea dezechilibru, în ciuda faptului că rezistența sursei prezintă un echilibru perfect.

Tensiunea de decalaj a unui amplificator operațional este deviația nivelului de tensiune continuă la ieșire, în raport cu un nivel ieșire-intrare arbitrar, luat față de masă, cînd amîndouă intrările sînt scurtcircuitate.

Tensiunea de decalaj este o sursă de eroare de prim ordin, dar poate fi adusă la zero prin diverse mijloace. Fiind funcție de timp, temperatură și tensiunea de alimentare, reglajul poate fi realizat pe zero numai pentru un anumit grupaj de valori. În condiții normale decalajul din amplificatori este o combinație a celor două tipuri de decalaje. De pildă, dacă un amplificator operațional are o tensiune de decalaj la intrare de 1 mV, un curent de intrare de decalaj de 1  $\mu$ A și ambele intrări conectate la masă prin rezistori de 1 k $\Omega$ , decalajul total de intrare variază între 2 mV și 0, funcție de relația de fază dintre curentul și tensiunea de decalaj.

Decalajul amplificatorilor operaționali trebuie minimizat din diverse motive cum ar fi:

- utilizarea amplificatorilor operaționali ca amplificatori de curent continuu să nu fie limitată doar la niveluri de semnal mult mai mari decît decalajul;

- aplicațiile în domeniul comparatorilor impun ca tensiunea de ieșire să fie zero (între anumite limite) cînd cele două semnale de intrare sînt egale și în fază;

- la amplificatorii conectați în cascadă, cum ar fi un lanț de amplificare video, decalajul primului etaj determină decalajul general al întregului sistem.

## 1.10. VITEZA MAXIMĂ DE RĂSPUNS

Caracteristicile de răspuns ale amplificatorilor operaționali se modifică substanțial în funcție de nivelul semnalului aplicat la intrare. Un AO nu va răspunde la variații rapide ale unui semnal de nivel mare la fel de prompt ca în cazul unui semnal de intrare mic. Explicația este că la niveluri mari ale semnalului de intrare capacitorii de compensare din structura AO dispun doar de curenți finiți pentru încărcarea și descărcarea lor. Un semnal de ieșire sinusoidal încetează să mai fie considerat ca semnal mic în momentul când viteza maximă de variație devine egală cu viteza maximă de răspuns a AO. Viteza maximă de variație se înregistrează în cazul unei sinusoidale în momentul trecerii prin zero și se obține astfel:

$$e_{ieș} = U_v \sin 2\pi ft.$$

Prin derivare în raport cu timpul,

$$\frac{de_{ieș}}{dt} = 2\pi f U_v \cos 2\pi ft,$$

și luând  $t = 0$  se obține:

$$\frac{de_{ieș}}{dt} = 2\pi f U_v.$$

Când frecvența este maximă, viteza maximă de răspuns,  $V_{mr}$ , se scrie:

$$V_{mr} = 2\pi f_{max} U_v.$$

Mărimile care intervin aici sînt:  $e_{ieș}$  — tensiunea de la ieșirea AO;  $U_v$  — tensiunea maximă de vîrf la ieșirea AO.

Frecvența maximă,  $f_{max}$ , a semnalului sinusoidal de intrare pe care AO — avînd sarcina de putere maximă și capacitatea de ieșire maxim admisă — îl poate urmări fără distorsiuni, furnizînd la ieșire o tensiune maximă, are expresia:

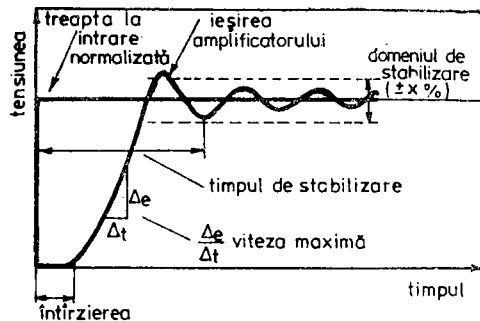
$$f_{max} = \frac{V_{mr}}{2\pi U_v}.$$

De aici reiese că delimitarea dintre răspunsul la semnal mic și răspunsul limitat de viteza maximă de răspuns nu este funcție doar de valoarea tensiunii de ieșire, ci reprezintă un compromis între valoarea frecvenței și a tensiunii de ieșire nedistorsionate. Viteza maximă de răspuns se măsoară în volți pe microsecundă și este determinată pentru configurații de repetori de tensiune care reprezintă cazul cel mai defavorabil.

## 1.11. TIMPUL DE STABILIZARE, DE ÎNTÎRZIERE ȘI FIDELITATE A RĂSPUNSULUI LA IMPULS

Timpul de stabilizare este întîrzierea maximă între aplicarea unei trepte la intrare și momentul în care tensiunea de ieșire intră și rămîne în regim staționar. Timpul de stabilizare depinde de viteza maximă. Parametrii definiți

Fig. 1.11. Viteza maximă și timpul de stabilizare



sînt mai bine ilustrați în figura 1.11. Răspunsul la impuls are trei grade de amortizare.

În regimul de amortizare critică răspunsul amplificatorului reprezintă un compromis între un răspuns foarte rapid, dar cu supracreșteri, și un răspuns puternic amortizat. Amortizarea este în principiu o funcție de interdependența componentelor externe,  $R$ ,  $L$ ,  $C$ , și poate fi ușor reglată în scopul optimizării vitezei, al minimizării supracreșterii etc.

## 1.12. ZGOMOTUL

Performanțele unui amplificator operațional sînt determinate de patru surse primare de zgomot: zgomotul termic, zgomotul de alicie, zgomotul de tip  $\frac{1}{f}$  și zgomotul de prăjire.

*Zgomotul termic* este generat de orice element rezistiv. Acest zgomot este alb, în sensul că densitatea sa spectrală este constantă. Zgomotul termic poate fi reprezentat printr-un generator de tensiune de valoare eficace,  $\overline{e_R^2}$  și un rezistor ideal, fără zgomot. Expresia tensiunii eficace a generatorului de zgomot este dată de relația:

$$\overline{e_R^2} = 4 k T B R \text{ (volți}^2\text{)},$$

unde  $T$  este temperatura absolută, în K;  $R$  — rezistența, în  $\Omega$ ;  $B$  — lărgimea de bandă a zgomotului, în Hz;  $k$  — constanta lui Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-3}$  W s/K).

Măsurările de zgomot făcute asupra unui element rezistiv pot duce la valori mai mari decît cele care ar rezulta din reprezentarea grafică a expresiei lui  $\overline{e_R^2}$ . Această componentă de zgomot adițional este cunoscută sub numele de zgomot în exces. Se obișnuiește să se definească chiar și un indice de zgomot atunci cînd se face referire la acesta. Mai trebuie menționat că zgomotul în exces este proporțional cu tensiunea continuă aplicată rezistorului și are un răspuns spectral de forma  $\frac{1}{f}$ . Indicele de zgomot reprezintă valoarea eficace,

în microvolți de zgomot, în rezistorul căruia i s-a aplicat o tensiune continuă de 1 V, măsurată pe o decadă de frecvențe. Indicele de zgomot poate fi exprimat în dB, astfel:

$$I_z = 20 \log \left( \frac{E_{exc}}{U_{cc}}, 10^6 \right) \text{ (dB)}, \quad (1.113)$$

unde  $E_{exc}$  reprezintă zgomotul în exces al rezistenței în  $\mu\text{V}$  pentru decadă de frecvență, iar  $U_{cc}$  este tensiunea de curent continuu aplicată rezistorului. Zgomotul în exces pentru un rezistor cu carbon este caracterizat printr-un indice ridicat (+10 ... -20 dB), în timp ce rezistorii metalici au zgomotul cel mai mic, corespunzând unui indice de -15 ... -40 dB. Lărgimea de bandă a zgomotului nu corespunde cu cea a funcției de transfer la -3 dB. Amplificarea maximă de putere a funcției de transfer  $A(j\omega)$ , înmulțită cu lărgimea de bandă a zgomotului, trebuie să fie egală cu zgomotul total la ieșirea circuitului caracterizat de funcția de transfer  $A(j\omega)$ . Deoarece funcția de transfer a amplificării de putere se raportează la pătratul amplificării în tensiune, rezultă:

$$A_{max}^2 \cdot B = \int_0^\infty |A(j\omega)|^2 d\omega, \quad (1.114)$$

unde  $A_{max}$  este valoarea maximă a lui  $A(j\omega)$ ;  $A(j\omega)$  — funcția de transfer a amplificării în tensiune;  $B$  — lărgimea de bandă a zgomotului (în Hz).

Pentru o singură celulă RC lărgimea de bandă a zgomotului la -3 dB este:

$$\frac{\pi}{2} \cdot f_{-3 \text{ dB}}. \quad (1.115)$$

În tabelul 1.1 sînt indicate lărgimile de bandă pentru filtre maxim plate de ordin superior (ordinea 1 ... 4).

TABELUL 1.1

Ordinul filtrului	Lărgimea de bandă, B, a zgomotului
1	1,57 $f_{-3 \text{ dB}}$
2	1,11 $f_{-3 \text{ dB}}$
3	1,05 $f_{-3 \text{ dB}}$
4	1,025 $f_{-3 \text{ dB}}$

*Zgomotul de alicie* este generat de sarcina care străbate o barieră de potențial. Acest zgomot este predominant în tranzistorii și amplificatorii operaționali la frecvențe medii și mari. Valoarea eficace a zgomotului de alicie este dată de:

$$\overline{I_A^2} = 2q I_{cc} B \text{ (amperi la pătrat)}, \quad (1.116)$$

în care:  $q$  este sarcina electronului, în coulombi;  $I_{cc}$  — curentul continuu, în amperi;  $B$  — lărgimea de bandă a zgomotului, în hertzi.

Întocmai ca și zgomotul termic, acesta are o densitate spectrală constantă.

*Zgomotul de tip*  $\frac{1}{f}$  este similar cu zgomotul termic și cu cel de alicie, întrucît amplitudinea sa este aleatoare, dar el are o densitate spectrală de

forma  $\frac{1}{f}$ . Este produs de imperfecțiunile din procesul de fabricație și de cele din structura materialului și este asociat cu un curent continuu:

$$\overline{I_f^2} = K \frac{(I_{cc})^a}{f} \cdot B \text{ (amperi la pătrat),} \quad (1.117)$$

unde  $I_{cc}$  este curentul continuu, în amperi;  $K$  și  $a$  — constante;  $f$  — frecvența, în hertzi;  $B$  — lărgimea de bandă.

*Zgomotul de prăjire* — numit astfel după aspectul acustic din difuzor — se caracterizează prin apariția unor schimbări bruște și aleatoare ale nivelului de curent continuu de la ieșirea AO cu perioade de la câteva microsecunde la câteva secunde. Deși nu s-au găsit încă explicații satisfăcătoare ale fenomenului, acest zgomot poate fi minimizat printr-un proces de curățire descris în literatură.

Într-un amplificator operațional oricare element constituie o sursă potențială de zgomot. Orice tranzistor produce primele trei tipuri de zgomot enumerate. În consecință, sursele de zgomot sînt distribuite prin tot amplificatorul, ceea ce face analiza extrem de dificilă. Zgomotul amplificatorului poate fi însă caracterizat complet de către doi generatori de zgomot, unul de tensiune și unul de curent (figura 1.12).

Tensiunea de zgomot este tensiunea care apare la intrarea amplificatorului operațional fără zgomot dacă terminalele sale sînt scurtcircuitate; se exprimă în  $nV/\sqrt{Hz}$ , la o frecvență dată, sau în microvolți pentru o bandă de frecvențe dată. Această tensiune se măsoară prin scurtcircuitarea terminalelor de intrare și măsurarea valorii eficace a zgomotului de ieșire, împărțită la amplificarea AO, de unde și termenul de tensiune de zgomot echivalentă la intrare. La măsurări se folosește și un filtru trece-bandă, cu o caracteristică cunoscută.

Curentul echivalent de zgomot de la intrarea acestui AO idealizat reprezintă totalitatea curenților de zgomot existenți în amplificatorul operațional real modelat pentru simplificarea analizei (fig. 1.12). Acesta se măsoară în picoamperi/ $\sqrt{Hz}$ , la o frecvență dată, sau în nanoamperi pentru o bandă de frecvențe dată. Măsurarea se face prin șuntarea intrării cu un rezistor sau cu un capacitor, astfel încît curentul de zgomot va genera o tensiune de zgomot adițională, care este  $i_z \cdot R_{in}$  (sau  $C_{in}$ ). Se măsoară valoarea de la ieșire, se împarte la amplificarea AO și se scade efectul cunoscut și datorat lui  $e_z$  și componente rezistive. Dacă s-a folosit un capacitor, efectul total de zgomot se datorează numai lui  $e_z$  și  $i_z \cdot C_{in}$ . Curentul  $i_z$  este măsurat cu un filtru trece-bandă și convertit în  $pA/\sqrt{Hz}$ . Acum se pot determina rela-

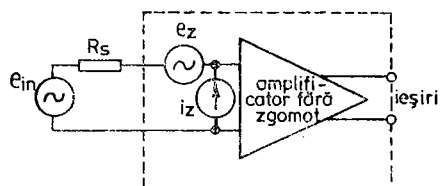


Fig. 1.12. Caracterizarea de zgomot a amplificatorului operațional

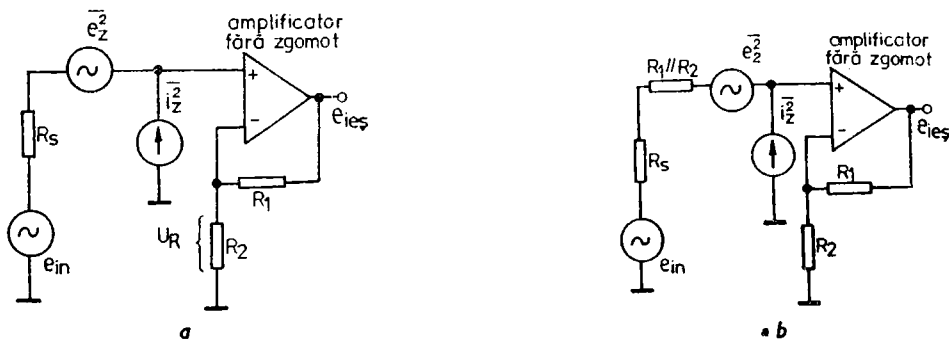


Fig. 1.13. Generatori echivalenți de zgomot pentru AO în buclă închisă:  
a. amplificator cu reacție în tensiune; b. reacție de tensiune cu generatorii de zgomot plasați în afara buclei de reacție.

țiile dintre  $e_z$  și  $i_z$  la intrarea în AO. Când se conectează și sursa de semnal,  $e_z$  apare în serie cu tensiunea dată de sursă  $e_{in}$  și  $e_R$ . Curentul  $i_z$  trece prin  $R_s$ , producând o altă tensiune de zgomot, de valoare  $i_z \cdot R_s$ . Neglijînd corelația dintre tensiunea și curentul de zgomot, zgomotul total de intrare va fi:

$$\overline{e_z^2} = \overline{e_z^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_z^2} R_s^2. \quad (1.118)$$

Folosirea unei rețele de reacție negativă ideale nu deteriorează performanțele de zgomot ale circuitului. Reacția reduce zgomotul de ieșire, dar reduce în aceeași proporție și semnalul. Cu alte cuvinte, prin folosirea unei reacții ideale zgomotul de intrare este independent de amplificarea. În practică, însă, rezistorii din rețeaua de reacție duc la deteriorarea performanțelor de zgomot. În figura 1.13a este prezentată o reacție serie șunt.

Generatorii de zgomot pot fi plasați în afara buclei de reacție, așa cum se arată în figura 1.13b, dacă zgomotul termic al lui  $R_1//R_2$  este inclus în  $\overline{e_z^2}$ . De asemenea, trebuie inclus și zgomotul generat de  $i_z \cdot R_1//R_2$ :

$$\overline{e_z^2} = \overline{e_z^2} + 4kT(R_s + R_1//R_2) + \overline{i_z^2}(R_s + R_1//R_2); \quad (1.119)$$

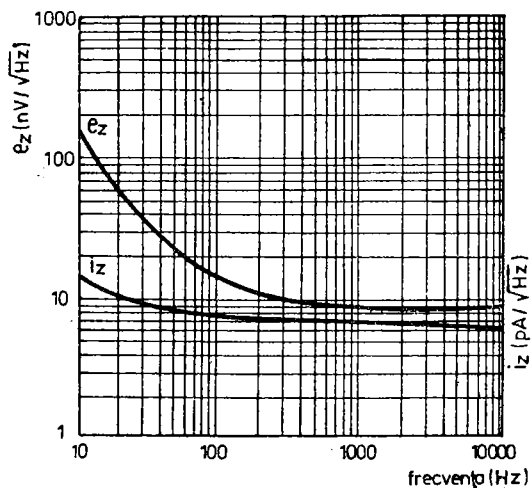
$$\overline{i_z^2} = \overline{i_z^2}$$

*Exemplu.* Se impune determinarea zgomotului echivalent la intrare per unitatea de lărgime de bandă pentru amplificatorul din figura 1.13a, care este comandat de o sursă cu o rezistență internă  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ . Consi-derînd că  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  și  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ , se determină zgomotul termic datorat rezistorilor  $R_s + R_1//R_2 \approx 2 \text{ k}\Omega$ , care este de  $5,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Din diagrama din figura 1.14 se determină  $\overline{e_z}$  la  $1 \text{ kHz}$  și se găsește  $9,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Din aceeași diagramă se determină și valoarea lui  $i_z$  la  $1 \text{ kHz}$ , care este de  $0,68 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Înmulțind curentul de zgomot cu valoarea expresiei  $R_s + R_1//R_2$ , se obține  $1,36 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Fig. 1.14. Tensiunea și curentul de zgomot ale unui AO



Introducând pătratul fiecărui termen în ecuația (1.118) se obține:

$$e_z = \sqrt{e_s^2 + 4 kT(R_s + R_1 // R_2) + i_z^2(R_s + R_1 // R_2)} ;$$

$$e_z = \sqrt{9,5^2 + 5,65^2 + 1,36^2} ;$$

$$e_z = 11,1 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}.$$

Aceasta este valoarea eficace a zgomotului într-o bandă de un hertz la frecvența de 1 kilohertz.

Dacă este necesar să se cunoască zgomotul total într-o bandă dată, va trebui să se integreze zgomotul în banda de frecvențe respectivă.

## AMPLIFICATORI LINEARI

## 2.1. REDUCEREA ERORILOR DE CURENT CONTINUU

Tensiunea de decalaj de la intrare și curenții de polarizare constituie principalele surse de erori din circuitele cu amplificatori operaționali. Așadar un reglaj riguros al acestora permite îmbunătățirea esențială a performanțelor de curent continuu. Pentru un amplificator operațional de bandă largă tensiunea de decalaj la intrare și deriva sa \*, raportate la amplificatorii de uz general, sînt de regulă foarte mari. Acest decalaj mai mare provine din condițiile de optimizare a caracteristicii de viteză. De aceea s-au imaginat diverse scheme pentru reducerea tensiunii de decalaj și a derivei caracteristice.

Avînd în vedere că amplificatorii proiectați din condiții de tensiuni mici de decalaj au un răspuns lent, se pot combina doi amplificatori în scopul ameliorării atît a caracteristicilor de decalaj, cît și a caracteristicilor de răspuns. Pentru aplicațiile amplificatorilor operaționali în configurație inversoare cele două unități pot fi conectate ca în figura 2.1

După cum se vede, amplificatorul  $A_1$ , cu decalaj și derivă reduse, acționează ca integrator, comandînd tensiunea pe intrarea inversoare a lui  $A_2$ . Integratorul sesizează tensiunea de decalaj de la intrarea lui  $A_2$  și formează o tensiune de corecție pentru anularea acesteia. Astfel, întreaga tensiune de decalaj de intrare va fi datorată lui  $A_1$ , care, așa cum am mai menționat, este caracterizat printr-un decalaj redus:

$$U'_{dec} = U_{dec_1} + I_{dec_1} \cdot R. \quad (2.1)$$

Deriva amplificatorului compus va fi în această situație următoarea:

$$\frac{\Delta U'_{dec}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{dec_1}}{\Delta T} + \frac{\Delta I_{dec_1}}{\Delta T} \cdot R. \quad (2.2)$$

Trebuie menționat că, datorită configurației circuitului din fig. 2.1, performanțele în domeniul frecvenței caracteristice a lui  $A_2$  se mențin și la amplificatorul compus.

---

\* Deriva tensiunii (curentului) de decalaj la intrare reprezintă variația tensiunii, respectiv a curentului de decalaj de la intrarea AO sub influența unor factori ca temperatura, tensiunea de alimentare, timpul.

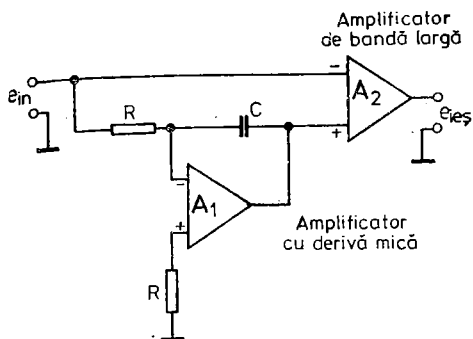


Fig. 2.1. Metodă de ameliorare a performanțelor de decalaj și derivă ale unui AO de bandă largă

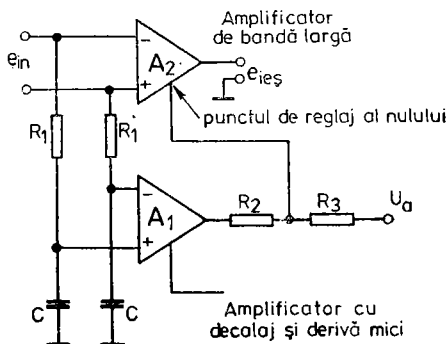


Fig. 2.2. Metodă de compensare a tensiunii de decalaj și a derivatei unui AO de bandă largă:

$$U'_{0a} = U_{0a_1} + I_{0a_1} R_1.$$

La frecvențe joase ambii amplificatori concură la obținerea amplificării, în conformitate cu relația:

$$A'_0 = A_{02}(1 + A_{01}). \quad (2.3)$$

Deoarece amplificarea suplimentară este însoțită și de o variație corespunzătoare a fazei, apare pericolul instabilității în condiții de reacție. În scopul asigurării stabilității în frecvență, compensarea fazei este aleasă pentru o cădere a răspunsului cu minus 20 dB/decadă. Aceasta se poate obține prin alegerea punctului de intersecție a caracteristicii de transfer (în cazul integratorului cu amplificare unitate), la primul pol din caracteristica de transfer în buclă deschisă a amplificatorului operațional de bandă largă. Deoarece caracteristica de transfer a integratorului este comandată de rețeaua RC, aceleași elemente vor folosi și la compensarea fazei lui  $A_1$ .

Amplificarea integratorului va fi egală cu unitatea la primul pol al lui  $A_2$  dacă:

$$RC = \frac{A_{02}}{2\pi f_{c_2}}. \quad (2.4)$$

Această metodă de compensare a tensiunii de decalaj nu este aplicabilă configurațiilor neinversoare sau diferențiale. Pentru acestea se poate folosi un circuit ca cel din figura 2.2. Aici are loc relația:

$$U'_{dec} = U_{dec_1} + I_{dec_1} \cdot R_1. \quad (2.5)$$

După cum se vede, conexiunile dintre cei doi amplificatori operaționali se realizează prin intermediul unor filtre trece-jos și al unui divizor rezistiv pentru reglajul punctului de nul al amplificatorului operațional de bandă largă. Filtrele trece-jos servesc la compensarea fazei și la blocarea semnalelor de înaltă frecvență, care pot duce la dezechilibrarea lui  $A_1$ .

Modul de conectare a intrărilor lui  $A_1$  este determinat de raportul de fază existent între terminalul de nul și intrările lui  $A_2$ . Dacă intrările sînt corect fazate, decalajul va tinde către zero, iar în caz contrar, către o mărime oarecare, mult diferită de zero.

Divizorul  $R_2$ - $R_3$  face ca tensiunea de la ieșirea lui  $A_1$  să se mențină în porțiunea lineară de lucru, chiar dacă potențialul punctului de nul este aproape de nivelul sursei de alimentare.

Tensiunea de alimentare,  $U_A$ , este folosită pentru a polariza divizorul corespunzător oricărui nivel de deplasare necesar. Acest circuit se caracterizează și prin valori mari ale amplificării și rejecției de  $\text{mcd}$  comun.

O altă eroare de curent continuu, creată de curentul de polarizare al AO, este deja compensată la amplificatorii în configurație inversoare. În aceste aplicații se introduce un rezistor de compensare în serie cu intrarea neînversoare, unde acesta dezvoltă o tensiune de compensare prin curentul care circulă prin acea intrare. Totuși, metoda este insuficientă pentru majoritatea aplicațiilor. Configurațiile neînversoare prezintă avantajul unei impedanțe de intrare foarte mari, permițînd folosirea lor conectate la surse de impedanță internă mare sau cu capacități de memorare. Curentul de polarizare este adesea principala sursă de erori de curent continuu la asemenea aplicații. Pentru compensarea erorilor datorate curenților de polarizare se folosesc diferite metode.

Una dintre metode folosește adaptarea rezistenței de reacție la rezistența internă a sursei, tensiunile de compensare a erorii fiind datorate celor doi curenți de polarizare, așa cum se vede în figura 2.3.

Adaptarea acestora se obține fie prin inserarea unui rezistor de compensare,  $R_3$ , fie prin alegerea valorilor lui  $R_1$  și  $R_2$  astfel, încît rezistența rezultată din combinația lor în paralel să fie egală cu  $R_i$ .

Necesitatea folosirii unui rezistor separat de compensare,  $R_3$ , apare în cazul în care  $R_1$  și  $R_2$  nu pot fi făcuți suficient de mari pentru compensarea dorită, fără a sacrifica precizia. Este necesar, de asemenea, ca  $R_3$  să fie scurt-circuitat din punctul de vedere al curentului alternativ, pentru a asigura stabilitatea în frecvență a montajului, deoarece — în caz contrar —  $R_3$  poate constitui împreună cu capacitatea de intrare a amplificatorului un filtru trece-jos, datorită căruia este posibil să apară o variație excesivă de fază în bucla de reacție.

La montajele unde impedanța internă a sursei are un caracter capacitiv, această metodă de compensare nu mai poate fi utilizată pentru înlăturarea erorii de curent continuu datorate curenților de polarizare. Sursele capacitive se întîlnesc în mod frecvent în aplicații, cum sînt circuitele de eșantionare-memorare sau detectorii de vîrf, unde un AO în configurație neînversoare urmărește tensiunea memorată pe un capacitor. În asemenea aplicații curentul de polarizare se manifestă ca un curent de scurgere, producînd principala eroare a circuitului. Ca urmare, este necesară compensarea lui, care se face fie prin introducerea unui curent de compensare din exterior, fie printr-un procedeu de *bootstrapare*. În figura 2.4 este ilustrat modul de aplicare a reacției de bootstrapare la un repetor de tensiune.

După cum se vede, aplicînd o reacție de bootstrapare diferenței dintre cei doi curenți de polarizare, curentul de intrare al repetorului de tensiune se

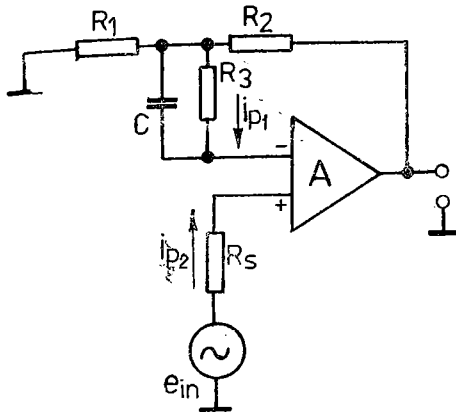


Fig. 2.3. Reducerea erorii de polarizare în configurație neinversoare:

pentru  $R_3 = R_S - R_1 // R_2$  tensiunea de eroare

$$\text{re } U_e = (i_{p1} - i_{p2}) R_S \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right),$$

pentru  $R_3 = 0$   $U_e = (i_{p1} - i_{p2}) R_2$ , dacă  $R_1 // R_2 = R_S$ .

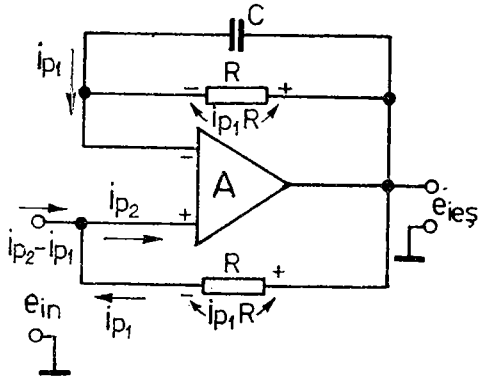


Fig. 2.4. Reducerea curentului de intrare a unui repetor de tensiune printr-o reacție de bootstrapare

(2.6)

reduce, mărindu-se însă decalajul tensiunii de ieșire. Curentul de la intrarea inversoare a amplificatorului operațional produce o cădere de tensiune egală cu  $I_{p1}R$  pentru reacția de bootstrapare. Această cădere de tensiune reprezintă un decalaj pentru tensiunea de ieșire, dar totodată ea polarizează rezistența de reacție de bootstrapare de la intrarea neinversoare. Luând rezistența de reacție egală cu rezistența de bootstrapare, curentul de bootstrapare va fi făcut egal cu  $I_{p1}$ . Acest curent va anula curentul din circuitul de intrare, întrucât cei doi curenți de polarizare tind să se adapteze. Când metoda se folosește pentru anularea decalajului de intrare, este indicat să se șunteze — în curent alternativ — rezistorul de reacție negativă.]

## 2.2. MĂRIREA IMPEDANȚEI DE INTRARE

Cu cît impedanța de intrare a unui AO este mai mare, cu atît precizia cu care acesta urmărește semnalele este mai bună. Pentru mărirea acestei impedanțe se apelează la diferite metode, în funcție de rezultatele dorite și corelația preț-performanțe. Una dintre acestea este bootstraparea. Pentru a bootstrapa rezistența de intrare a unui AO în configurație inversoare se utilizează un al doilea AO spre a se obține curentul de intrare (figura 2.5).

În acest circuit  $A_1$  este amplificatorul-inversor, iar curentul de intrare prin rezistorul  $R_1$  este furnizat prin  $R_3$ , în loc să fie furnizat de sursa de sem-

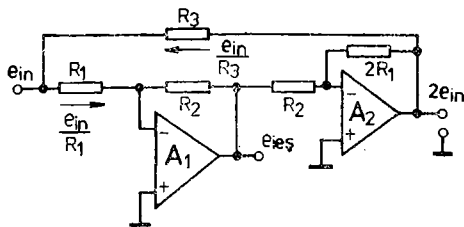


Fig. 2.5. Mărirea impedanței de intrare a unui AO în configurația inversoare prin folosirea unui al doilea AO pentru obținerea unui curent pozitiv de reacție:

$$R_i = \frac{R_1 R_3}{R_3 - R_1}; \quad \frac{e_{ies}}{e_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.7)$$

nal,  $e_{in}$ . Pentru aceasta este necesar ca amplificatorul-inversor constituit de  $A_2$  să furnizeze un semnal de ieșire egal cu  $2e_{in}$ , corespunzător unei tensiuni de ieșire a lui  $A_1$  egală cu  $e_{ies}$ , care produce un curent de reacție pozitiv.

Din ecuațiile lui Kirchhoff rezultă că impedanța de intrare a circuitului este:

$$R_i = \frac{R_3 R_1}{R_3 - R_1}. \quad (2.8)$$

În momentul cînd  $R_3 = R_1$ ,  $R_i \rightarrow \infty$ , dar acest lucru nu se poate obține datorită unor limitări de ordin practic, cum ar fi precizia rezistorilor.

Precizia fiecărui rezistor afectează în mod direct precizia cu care se anulează curentul de intrare. Dacă eroarea fracției — rezultată din variațiile rezistorilor — este  $\epsilon$ , impedanța de intrare nu va depăși nivelul  $R_1/\epsilon$ . Este posibil ca  $\epsilon$  să ia valori negative, ceea ce face ca impedanța de intrare butstrapată să fie negativă. În acest caz — pentru ca sistemul să nu oscileze — suma dintre impedanța sursei și impedanța de intrare a circuitului trebuie să fie pozitivă. În aceste situații se va mai avea în vedere și modul de variație a coeficienților termici ai rezistorilor, precum și erorile de amplificare.

Alte erori mai pot apărea datorită variațiilor de fază ale amplificatorului operațional, deoarece curentul de reacție — pe măsură ce frecvența crește — prezintă variații de fază în raport cu curentul de semnal, avînd ca rezultat capacitate de intrare echivalentă. În acest caz, pentru neutralizarea capacității de intrare a circuitelor inversoare, se poate utiliza metoda de butstrapare din figura 2.6.

Curentul de butstrapare este adus la intrare printr-un capacitor de neutralizare,  $C_N$ , pentru a anula curentul de intrare șuntat de capacitatea de intrare în mod comun,  $C_{imc}$ . În configurațiile neinversoare  $C_{imc}$  este compo-

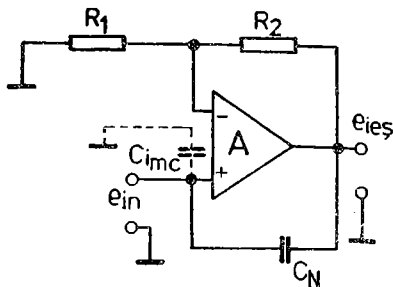


Fig. 2.6. Reacție pozitivă pentru neutralizarea capacității de intrare

nența principală a capacității de intrare. Gradul în care curentul de reacție îl anulează pe cel al lui  $C_{imc}$  determină capacitatea netă de intrare:

$$C_i = C_{imc} - \frac{R_2}{R_1} C_N. \quad (2.9)$$

Gradul de neutralizare care poate fi obținut este limitat de stabilitatea termică a capacității de intrare, de banda de frecvențe și de variațiile de fază ale amplificatorului operațional.

Variațiile termice ale lui  $C_{imc}$  pot amorsa oscilații în cazul când capacitatea de intrare a amplificatorului operațional devine negativă.

O altă metodă foarte răspândită de mărire a impedenței de intrare o constituie utilizarea unor tranzistori cu efect de câmp (TEC) în montaj de repetori pe sursă (fig. 2.7).

Impedanța de intrare a repetitorilor de tensiune este mărită în această situație pînă la nivelul rezistenței de scurgere a stratului. TEC-urile se polarizează cu ajutorul rezistorilor, însă curenții prin TEC-uri sînt făcuți să fie independenți față de variația de semnal datorată butstrapării polarizării de la ieșirea amplificatorului. Deoarece tensiunea dintre cele două intrări ale amplificatorului operațional este aproape egală cu zero, expresia curenților prin cei doi rezistori din sursele tranzistorilor este:

$$I_{D_1} = I_{D_2} = -\frac{U_{GS_2}}{R_s}. \quad (2.10)$$

Deoarece repetorul de tensiune comandă rezistorii de sursă cu un semnal egal cu cel care se aplică la intrare, la nivelul acestui curent nu va avea loc nici o schimbare semnificativă.

Atît mărimea lui  $I_{D_1}$  cît și cea a lui  $I_{D_2}$  pot fi determinate din tensiunea de închidere \* a TEC-ului și din curentul său de drenă, pentru o tensiune de polarizare egală cu zero. Pentru o valoare dată a lui  $R_s$  curenții de polarizare ating un nivel de echilibru atunci cînd tensiunea grilă-sursă și curentul de sursă al lui  $V_2$  sînt compatibile. În general este de dorit ca acest curent să fie fixat pentru acea valoare a lui  $U_{GS}$  care este independentă de temperatură. Nivelurile de polarizare cu derivă nulă sînt date pentru TEC de relațiile:

$$I_{DZ} = \frac{0,4I_{DSS}}{U_p^2}, \quad (2.11)$$

unde  $U_p$  este tensiunea de închidere;

$$U_{GSZ} = U_p + 0,63 \text{ V } (U_p < 0) \quad (2.12)$$

în care:  $U_{GSZ}$  este tensiunea grilă-sursă cu derivă nulă; iar  $I_{DSS}$  — curentul pentru polarizarea zero.

\* Se mai utilizează și tensiune de prag, de strangulare sau de *pinch-off*.

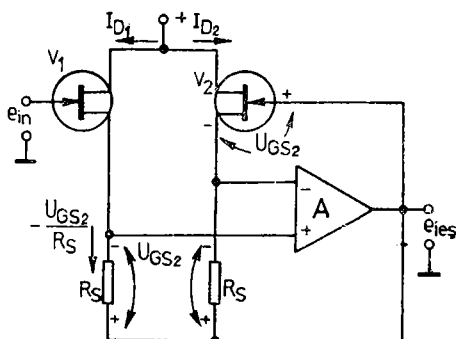


Fig. 2.7. Mărirea impedanței de intrare utilizând tranzistori cu efect de câmp:

$$I_{D_2} = I_{D_1} = -\frac{U_{GS_2}}{R} \bullet$$

Pentru montajul din figura 2.7 o tensiune egală cu  $U_{GS_2}$  pe rezistorul  $R_S$  va da un curent cu derivă nulă,  $I_{DZ}$ , dacă:

$$R_S = \frac{(U_p + 0,63)U_p^2}{0,4I_{DSS}} \quad (2.13)$$

## 2.3. MĂRIREA PUTERII

Majoritatea amplificatorilor operaționali nu pot comanda direct unele dispozitive electromecanice, cum ar fi motoarele, relele, difuzoarele etc. Ca urmare au fost concepute diverse circuite cu componente discrete care permit îmbunătățirea performanțelor în ceea ce privește curentul și tensiunea de ieșire.

Metoda cea mai des folosită pentru creșterea curentului de ieșire este utilizarea unei perechi de tranzistori complementari (fig. 2.8).

În montajul din figura 2.8 diodele  $V_4$  și  $V_5$  asigură o polarizare în clasă AB a tranzistorilor  $V_1$  și  $V_2$ , pentru a înlătura distorsiunile de trecere prin zero ale tensiunii de ieșire. Deoarece curentul prin  $R_2$  variază cu semnalul de ieșire, fiind mult redus la extremitatea excursiei negative, ar fi mai indicat ca alimentarea diodelor să se facă de la surse de curent. Ca variantă, prezentăm posibilitatea introducerii rezistorului  $R_1$ , astfel încât curentul de ieșire al amplificatorului operațional să fie folosit și pentru comanda bazei lui  $V_2$ . Pe măsură ce curentul de bază al lui  $V_2$  crește, el deviază — treptat — curentul din  $R_1$  pînă cînd căderea de tensiune pe  $R_1$  este zero. Orice creștere suplimentară de curent va inversa semnul curentului prin  $R_1$  și de aceea curentul de bază al tranzistorului  $V_2$  este furnizat de către amplificatorul operațional prin  $R_1$ . Dioda  $V_3$  servește la protecția lui  $V_1$ , dar se poate renunța la ea cînd tensiunea inversă pe  $R_1$  este limitată suficient.

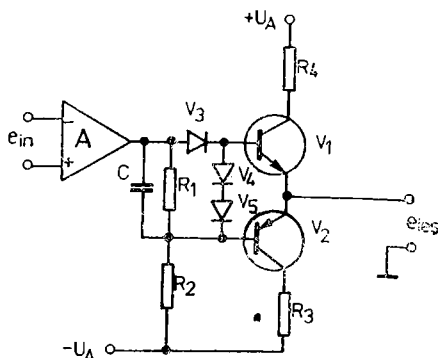


Fig. 2.8. Mărirea puterii de ieșire a unui AO

Valoarea rezistorului  $R_1$  determină curentul de repaus prin tranzistorii finali. Protecția la scurtcircuit a acestora se realizează cu rezistorii  $R_3$  și  $R_4$  care produc saturarea finalilor. În regim de saturație amplificarea în putere a tranzistorilor va fi mult redusă.

Dacă este necesară și limitarea curentului de ieșire pentru protecția tranzistorilor și a amplificatorului operațional, cînd acesta nu este prevăzut cu protecție la scurtcircuit, se va folosi un montaj ca cel din figura 2.9.

În schema din figura 2.9 regimul de funcționare se obține cu ajutorul diodelor  $V_6$  și  $V_7$  și al tranzistorului  $V_5$ , montat ca sursă de curent. Sursa de curent este aleasă în așa fel, încît să livreze curentul maxim de bază al lui  $V_2$ . Curentul este limitat de tranzistorii  $V_3$  și  $V_4$ .

Mărirea excursiei de tensiune constituie, de asemenea, o problemă esențială pentru multe aplicații, rezolvarea ei făcîndu-se tot cu componente discrete. În figura 2.10 este prezentat un montaj care permite mărirea de două ori a excursiei de tensiune a amplificatorului operațional.

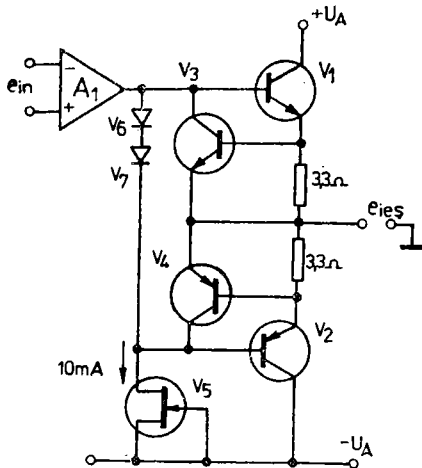


Fig. 2.9. Amplificator de putere, clasă AB, cu limitare de curent

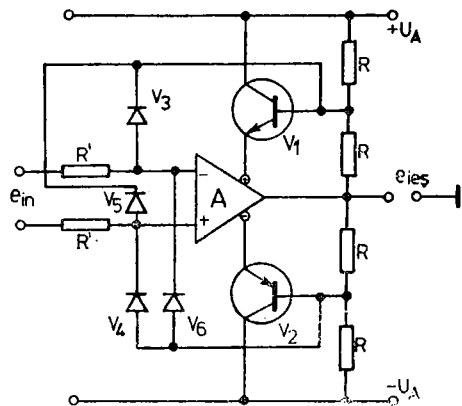


Fig. 2.10. Dublarea tensiunii de ieșire prin butstraparea tensiunii de alimentare a AO

De aici se vede că valorile tensiunilor furnizate terminalelor de alimentare ale AO sînt jumătate din tensiunile de alimentare ale montajului și sînt furnizate prin repetorii pe emitor  $V_1$  și  $V_2$ . Tensiunile de alimentare ale AO sînt butstrapate de la ieșirea acestuia, astfel că ele urmăresc fidel excursia de tensiune de la ieșire. În consecință, excursia la ieșirea amplificatorului operațional poate fi de două ori mai mare, fără ca tensiunea prin amplificator să depășească valoarea sa maximă. Prin această metodă se poate folosi întreaga disponibilitate de excursie vîrf-la-vîrf a amplificatorului operațional pentru fiecare polaritate a excursiei de ieșire. În cazul funcționării în regim de lucru obișnuit tensiunea de ieșire instantanee maximă a amplificatorului operațional este doar jumătatea disponibilității de excursie. Deoarece la acest montaj pot apărea tensiuni de suprasarcină la intrarea sa, au fost introduse pentru protecție diodele  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$ ,  $V_6$  și rezistorii  $R'$ .

## 2.4. REGLAJUL AMPLIFICĂRII

La foarte multe aplicații este necesar să se poată modifica amplificarea AO într-o gamă foarte largă. În figura 2.11 sînt date două exemple de reglaj al amplificării pentru un AO în configurație inversoare.

Expresiile amplificării — pentru cele două cazuri — sînt:

$$a) A = \frac{x}{1-x}; \quad b) A = -x \frac{R_2}{R_1} \quad (2.14)$$

După cum se vede în montajul din figura 2.11 *a*, amplificarea se poate regla cu un singur potențiomtru, fără însă ca reglajul să fie linear. Pentru obținerea unui reglaj linear se introduce un rezistor suplimentar (figura 2.11 *b*). În ambele situații precizia de reglare depinde de precizia acționării potențiometrului. Configurațiile neinversoare nu se pretează direct la un reglaj linear. Figura 2.12 prezintă două exemple de reglaj al amplificării în cazul configurației neinversoare, cu nivelurile respective date de:

$$a) A = \frac{1}{1-x}; \quad b) A = 1 + x \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.15)$$

În exemplele de mai sus metodele de reglaj ale amplificării se refereau la o amplificare cu o singură polaritate. Amplificatorii operaționali au oricum o excursie bipolară de tensiune; așadar este uneori de dorit să se poată varia

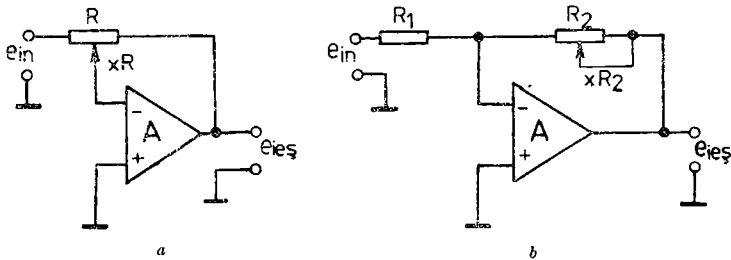


Fig. 2.11. Exemple de reglaj al amplificării pentru amplificatori operaționali în configurație inversoare

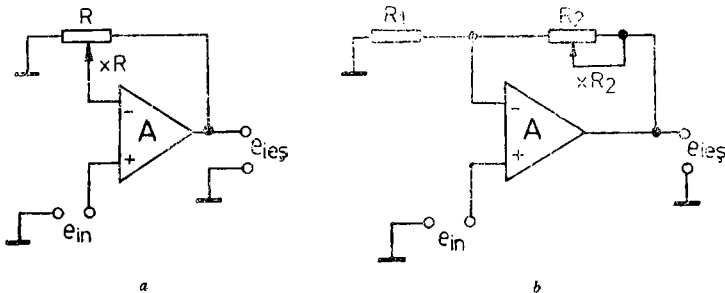


Fig. 2.12. Reglajul prin potențiomtru al amplificării AO în configurația neinversoare:

amplificarea atât pentru nivelurile pozitive, cât și pentru cele negative. Un asemenea exemplu, în care reglajul amplificării bipolare se face printr-un singur potențiomtru este dat de figura 2.13.

Potențiometrul acționează asupra semnalului aplicat la ambele intrări ale AO pentru a se putea obține atât amplificări pozitive, cât și negative. La extremitatea la care  $x = 0$ , intrarea neînversoare este conectată la masă, așa că semnalul nu mai ajunge la ea. Totodată, acest lucru face ca pe  $R_2$  căderea de tensiune să fie egală cu zero, astfel că el nu are nici o influență asupra amplificării. În aceste condiții rețeaua de reacție este formată din  $R_1$  și  $R$ , transformând montajul într-un circuit inversor clasic, cu amplificarea egală cu minus  $n$ .

La cealaltă extremitate, la care  $x = 1$ , semnalul este cuplat direct la intrarea neînversoare și, deoarece reacția menține tensiunea între terminalele amplificatorului aproape egală cu zero, intrarea neînversoare va avea același semnal ca și cel de la intrare. În acest caz, la bornele lui  $R_1$  nu există semnal, iar montajul se transformă într-o configurație neînversoare clasică cu rețeaua de reacție formată din  $R_2$  și  $R$ . Polaritatea netă a amplificării este determinată de predominanța unuia dintre cele două moduri.

Linearitatea reglajului amplificării este determinată de linearitatea potențiometrului.

La utilizarea circuitului din figura 2.13 trebuie avute în vedere câteva aspecte legate de variația impedanței de intrare, funcție de poziția potențiometrului și de decalajul de tensiune. În multe aplicații este necesară o comandă electronică a amplificării, ceea ce a determinat înlocuirea potențiometrului cu un tranzistor cu efect de câmp. În figura 2.14 este arătat un circuit obiș-

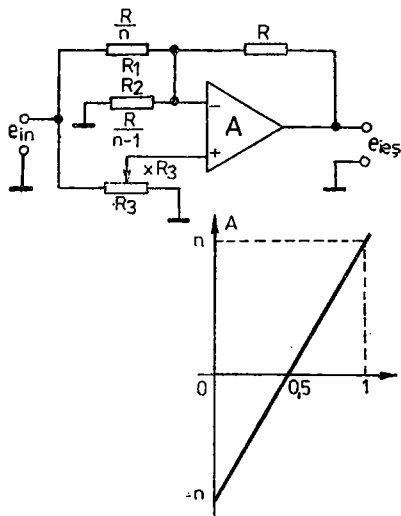


Fig. 2.13. Reglajul linear al amplificării pentru valori bipolare:

$$A = n(2x - 1)$$

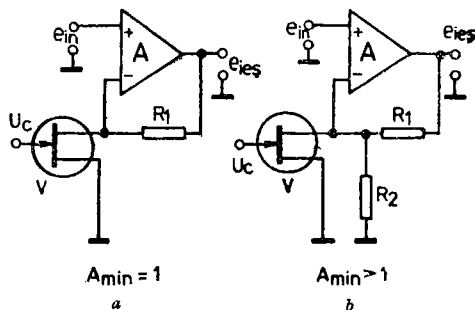


Fig. 2.14. Reglajul electric al amplificării:

a.  $A_{min} = 1$ ; b.  $A_{min} > 1$ .

nuit rezultat din modificarea configurației neinverse. Notînd rezistența TEC-ului cu  $r_d$ , expresia amplificării devine:

$$A = 1 + \frac{R_1}{r_d}. \quad (2.16)$$

În funcție de tensiunea de comandă,  $U_c$ , rezistența drenă-sursă,  $r_d$ , se exprimă prin:

$$r_d = r_0 \frac{U_p}{U_p - U_{GS}}, \quad (2.17)$$

în care:

$$r_0 = r_d \Big|_{U_{GS}=0} \quad \text{și} \quad r_d = r_0 \frac{U_p}{U_c}, \quad (2.18)$$

unde  $U_c = U_p - U_{GS}$ .

Înlocuindu-l în expresia (2.16) pe  $r_d$ , se constată că amplificarea este lineară în raport cu tensiunea de comandă:

$$A = 1 + \frac{R_1}{r_0} \cdot \frac{U_c}{U_p}. \quad (2.19)$$

Pentru  $U_c = 0$  amplificarea este egală cu unu, iar cînd  $U_c = U_p$ , crește la  $1 + \frac{R_1}{r_0}$  ceea ce poate ajunge la valori de circa 1 000. Dacă se urmărește limitarea amplificării minime la o valoare mai mare decît unitatea, se conectează un rezistor,  $R_2$ , în paralel cu TEC. În acest caz ecuația amplificării devine:

$$A = 1 + \frac{R_1}{\frac{R_2 r_0 (U_p / U_c)}{R_2 + r_0 (U_p / U_c)}} = 1 + \frac{R_1 [R_2 + r_0 (U_p / U_c)]}{R_2 r_0 (U_p / U_c)} \quad (2.20)$$

Simplificînd, se obține:

$$A = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 U_c}{r_0 U_p}. \quad (2.21)$$

Și în acest caz amplificarea este o funcție lineară de  $U_c$ . Deoarece TEC-ul acționează ca un rezistor linear numai pentru valori relativ mici ale tensiunii drenă-sursă, se impune o îmbunătățire a caracteristicii de linearitate a acestuia. În figura 2.15 *a* se arată cum se poate realiza linearitatea caracteristicii TEC-ului prin suprapunerea unei părți din  $U_{DS}$  în serie cu tensiunea de comandă aplicată ca  $U_{GS}$ . La schema din figura 2.15 *b* s-a adăugat un repetor pe emitor, care elimină variațiile bruște ale lui  $U_c$  datorate cuplajului cu amplificatorul operațional.

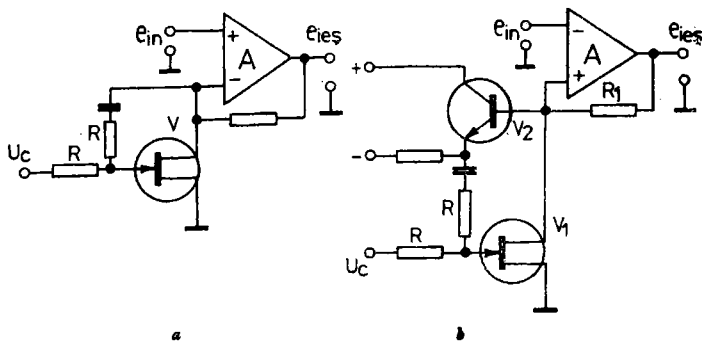


Fig. 2.15. Reglajul cu TEC al amplificării, cu distorsiuni minime de linearitate

Reglajul amplificării în AO se poate face, însă, și discret, cu ajutorul unor dispozitive de comutație analogică comandate numeric. Un exemplu interesant în acest sens este prezentat în figura 2.16, unde polaritatea se reglează numeric:

$$A = \frac{R_2}{R_1} \cdot \quad (2.22)$$

Amplificarea poate fi făcută  $N$  sau  $-N$ , în funcție de starea tranzistorului cu efect de câmp. Când acesta este blocat, semnalul de intrare ajunge numai pe intrarea inversoare a AO și atunci amplificarea lui este dată de:

$$\frac{e_{ies}}{e_{in}} = -\frac{R_f}{R} \cdot \quad (2.23)$$

Dacă tranzistorul cu efect de câmp este deschis amplificarea montajului este egală cu:

$$\frac{e_{ies}}{e_{in}} = \frac{\eta A_0}{1 + A_0 \frac{RR_1}{RR_f + R_1R_f + R_1R}} \cdot \left( f - \frac{R_1R_f}{RR_f + R_1R_f + R_1R} \right), \quad (2.24)$$

în care  $A_0$  este amplificarea în buclă deschisă, iar  $\frac{R_3}{R_2 + R_3} = k$ .

Deoarece  $A_0$  are valoare foarte mare, expresia se poate reduce la:

$$\frac{e_{ies}}{e_{in}} = (k - 1) \left( \frac{R_f}{R} \right) + k \left( \frac{R_f}{R_1} + 1 \right). \quad (2.25)$$

Punînd condiția ca amplificarea să fie aceeași pentru ambele configurații,

$N_+ = N_-$ , și avînd în vedere că:

$$N_+ = \frac{R_f}{R}, \quad *$$

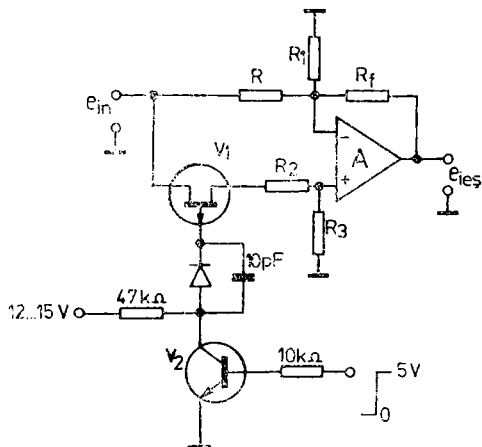


Fig. 2.16. Inversarea comandată a polarității amplificării

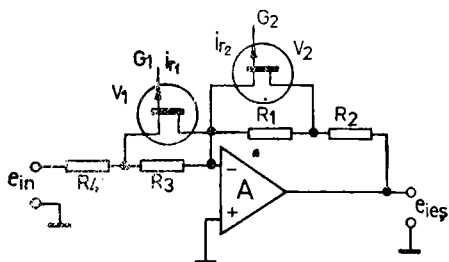


Fig. 2.17. Etaj de amplificare comandat combinațional

rezultă :

$$N = (k - 1) \cdot N + k \left( \frac{NR}{R_1} + 1 \right);$$

$$2N = kN + k \frac{NR}{R_1} + k; \quad (2.26)$$

$$2NR_1 = kNR_1 + kNR + kR_1;$$

$$2NR_1 - kNR_1 - kR = kNR_1.$$

Deci:

$$R_1 = \frac{NRk}{2N - (N + 1)k}. \quad (2.27)$$

Tranzistorul cu efect de câmp este comandat cu ajutorul unui comutator standard.

Astfel de montaje sînt folosite curent pentru a obține variații programabile de fază cu  $180^\circ$ , pentru semnale care sînt simetrice în raport cu masa ; dacă în schemă se adaugă și un comparator, se realizează un redresor sincron de mare precizie.

Circuitul din figura 2.17 oferă patru posibilități de amplificare a tensiunii, funcție de starea intrărilor de reglaj  $i_{r1}$ , și  $i_{r2}$ . În general, utilizînd  $\log_2 N$  elemente de reglaj se pot obține  $N$  niveluri de amplificare.

Cele patru valori ale amplificării se află într-o astfel de dependență, încît suma dintre amplificarea cea mai mare și cea mai mică este egală cu suma

dintre celelalte două. Pentru a demonstra această relație se scriu mai întâi expresiile amplificărilor în decibeli:

$$a = 20 \log \frac{R_1 + R_2}{R_4} \left( \text{sau } \frac{R_1 + R_2}{R_4} = 10^{\frac{a}{20}} \right); \quad (2.28)$$

$$b = 20 \log \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} = 10^{\frac{b}{20}} \right); \quad (2.29)$$

$$c = 20 \log \frac{R_2}{R_4} \left( \frac{R_2}{R_4} = 10^{\frac{c}{20}} \right); \quad (2.30)$$

$$d = 20 \log \frac{R_2}{R_3 + R_4} \left( \frac{R_2}{R_3 + R_4} = 10^{\frac{d}{20}} \right). \quad (2.31)$$

Apoi se înmulțește prima ecuație cu ultima:

$$\frac{R_1 + R_2}{R_4} \cdot \frac{R_2}{R_3 + R_4} = 10^{\frac{a+d}{20}} \quad (2.32)$$

și a doua cu a treia:

$$\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2}{R_4} = 10^{\frac{b+c}{20}}. \quad (2.33)$$

Comparând cele două rezultate, se obține:

$$10^{\frac{a+b}{20}} = 10^{\frac{b+c}{20}} \quad \text{sau} \quad a + d = b + c. \quad (2.34)$$

Așadar, pentru orice complet de rezistori  $R_1, R_2, R_3$  și  $R_4$  suma dintre amplificările maximă și minimă este egală cu suma amplificărilor intermediare.

În particular, relația este satisfăcută de orice complet de amplificări simetrice (de exemplu, 0, 1, 2, 3 dB sau -10, -5, +5, +10 dB). Dispunerea în cascadă a mai multor etaje, prevăzute cu două intrări numerice, permite extinderea acestor considerații la orice ansamblu dorit de trepte de amplificare, respectiv atenuare, simetrice.

În figura 2.18 se prezintă un amplificator cu două etaje, în care amplificarea este reglabilă de la zero la +15 dB, în trepte de câte un decibel.

Rezistențele sînt calculate direct din expresiile lui  $a, b, c$  și  $d$ , cu amplificarea unitate (zero decibeli) luată la:

$$\frac{R_3 + R_4}{R_2} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}.$$

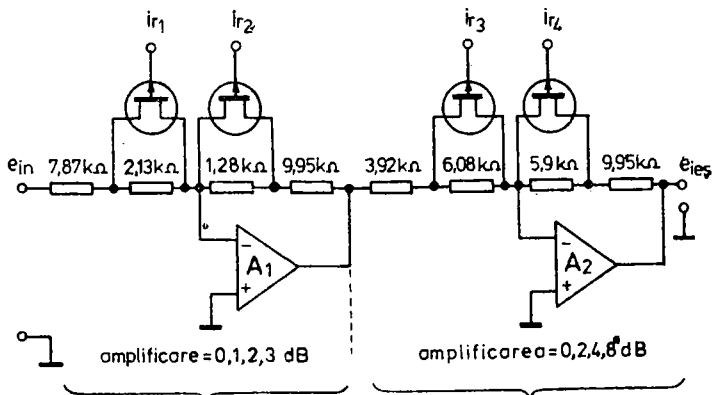


Fig. 2.18. Circuite cu amplificare comandată combinațional:  
amplificare = 0, 1, 2, 3 dB; amplificarea = 0, 2, 4, 8 dB.

Rezistența — în regim de comutație — a tranzistorului cu efect de câmp, de aproximativ  $50 \Omega$ , este luată în considerație prin mărirea lui  $R_4$  și  $R_2$  și micșorarea lui  $R_1$  și  $R_3$  față de valorile calculate.]

Un astfel de circuit poate fi, la rîndul său, combinat cu alte circuite, permițînd reglajul amplificării semnalului pe baza proprietăților sale statistice. În unele montaje este posibil ca tranzistorii cu efect de câmp să fie înlocuiți cu porți analogice, comandate în mod corespunzător.

## 2.5. AMPLIFICATORI DE INSTRUMENTAȚIE

La aparatura de măsură și control amplificarea în tensiune se face adesea cu amplificatori diferențiali, la care una dintre intrări este folosită pentru intrarea de semnal, iar cealaltă, pentru conectarea rețelei de reacție. Dacă s-ar folosi un singur AO, rețeaua de reacție ar reduce impedența de intrare la valori ce nu pot fi admise în asemenea aplicații și de aceea s-au imaginat structuri speciale de amplificatori diferențiali cu doi sau mai mulți amplificatori operaționali.

Din analiza figurii 2.19 rezultă:

$$A = \frac{R_4}{R_2}; \quad \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_5}{R_3}. \quad (2.35)$$

În figura 2.19, amplificatorii de intrare sînt montați ca repetori de tensiune, iar amplificarea globală este stabilită în AO de la ieșire ( $A_3$ ) prin intermediul lui  $A_4$ , care acționează ca atenuator reglabil în bucla de reacție.

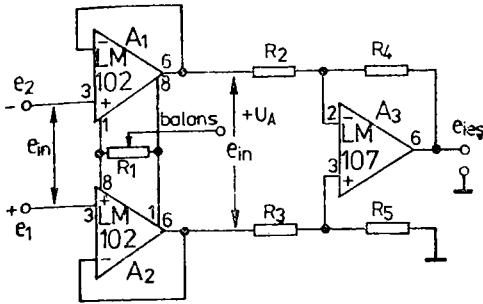


Fig. 2.19. Amplificator diferențial pentru aparatură de măsură:

$$A = \frac{R_4}{R_2}; \quad \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_5}{R_3}.$$

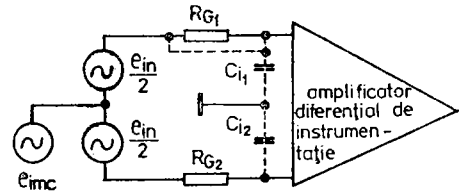


Fig. 2.20. Capacitățile echivalente la intrarea unui AO diferențial pentru aparatură de măsură

Tensiunea de ieșire este reglabilă în mod linear, conform relației:

$$e_{ies} = -\frac{R_G}{R_1} e_{in}.$$

La aplicații de felul celor menționate mai sus sînt necesare rejecții de mod comun foarte ridicate, ceea ce impune anumite măsuri pentru reducerea capacităților parazite, constituite din capacitățile de intrare ale amplificatorilor operaționali, din capacitățile circuitelor imprimate și din capacitățile cablurilor ecranate prin care se aduce semnalul la intrarea etajelor diferențiale. Pe schema din figura 2.20 capacitățile parazite ale amplificatorului diferențial sînt indicate prin puncte.

Dacă  $R_{G1} \cdot C_{i1} \neq R_{G2} \cdot C_{i2}$ , atenuarea tensiunii de mod comun,  $e_{imc}$ , se va face inegal și vor rezulta erori în semnalul de intrare diferențial.

Pentru rejecții de mod comun foarte ridicate este necesar ca diferența de atenuare a tensiunii de mod comun să fie extrem de mică, ceea ce este imposibil la frecvența la care capacitatea de șuntare este semnificativă. Înlăturarea dificultăților ridicate de capacitățile parazitare ale circuitului imprimat și ale capacității cablurilor ecranate se face prin gardarea intrărilor. În acest scop ecranele cablurilor de semnal nu sînt puse la masă, ci sînt comandate cu o tensiune de semnal egală cu semnalul de mod comun. Dacă acesta din urmă este mare în raport cu semnalul de intrare diferențial, atunci ecranul cablului va fi comandat direct de la una din intrări.

Cînd se folosesc amplificatori operaționali cu TEC-uri sau cu tranzistori superbeta în etajele de intrare, gardarea se impune la nivelul acestora, deoarece apar curenți de scurgere, chiar dacă plăcile de cablaj imprimat sînt bine curățate și acoperite cu lacuri de protecție. Prin gardare curenții de scurgere vor fi interceptați înainte de a ajunge la intrările amplificatorului operațional, cu ajutorul unui conductor de gardă plasat pe calea de scurgere și conectat la același potențial ca și intrările.

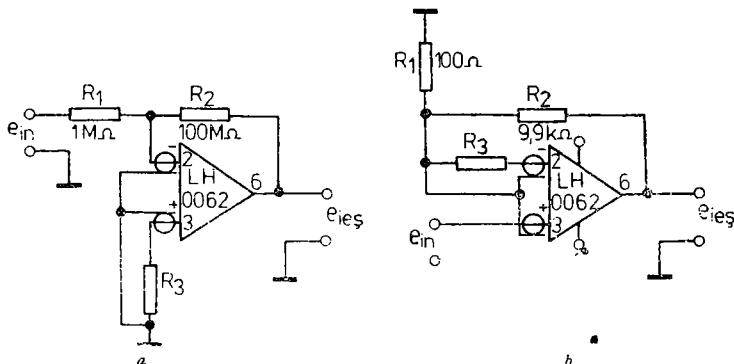


Fig. 2.21. Gardarea intrărilor unui AO, în configurație inversoare și neinversoare:

$$a. A = -\frac{R_2}{R_1} = -100; \quad b. A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 100; \quad R_3 = R_{sursă}.$$

În figurile 2.21 *a* și *b* apar doi amplificatori în configurație inversoare și neinversoare, prevăzuți cu conductori de gardă, cu amplificările exprimate de:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} = -100; \quad A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 100. \quad (2.36) \quad (2.37)$$

Amplificatorul diferențial pentru aparatură de măsură din figura 2.22 este complet gardat. Pentru comanda conductorului de gardă se folosește un amplificator operațional de comandă,  $A_2$ . În acesta au loc relațiile:

$$R_1 = R_3; \quad R_2 = R_4; \quad R_7 = R_5 + R_6 \quad (2.38)$$

$$A_{U_1} = \frac{R_2}{R_1}; \quad A_{U_2} = \frac{R_6}{R_5}.$$

Divizorul rezistiv  $R_5, R_6$  permite culegerca unei tensiuni de gardă corespunzătoare, ce va fi aplicată la intrarea în  $A_2$ . Rezistorul  $R_7$  compensează dezechilibrul produs de divizorul  $R_5, R_6$  și menține în acest fel performanțele pentru rejectia de mod comun.

În figura 2.23 este prezentată o schemă de reglaj al amplificării într-o gamă dinamică mare. După cum se știe, TEC-ul care lucrează ca rezistor comandat în tensiune este utilizabil într-o gamă dinamică mică, datorită nelinierității rezistenței drenă-sursă. Acest fenomen, care limitează gama de folosire a TEC-ului, este înlăturat dacă se folosesc doi tranzistori cu efect de câmp, în punte (figura 2.23).

Terminalul inversor al AO este menținut practic la masă, ceea ce face ca gama de variație a tensiunii drenă-sursă a TEC-ului să rămână mică în

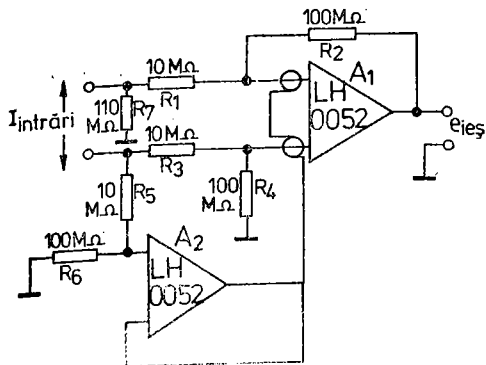


Fig. 2.22. Amplificator diferențial complet gardat:

$$R_1 = R_3; \quad R_2 = R_4; \quad R_7 = R_5 + R_6;$$

$$A_{u_1} = \frac{R_2}{R_1}; \quad A_{u_2} = \frac{R_6}{R_5}$$

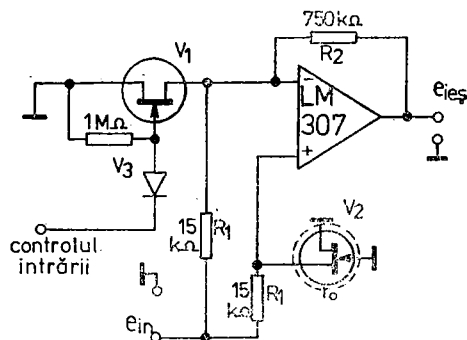


Fig. 2.23. Schemă de reglaj al amplificării, cu gamă dinamică mare

raport cu gama mare de variație a semnalului de intrare. În sfârșit, ecuația caracteristicii de transfer a circuitului poate fi scrisă sub forma:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} + \frac{N(R_2 + R_1)}{R_1} + \frac{NR_2}{r_0} \left(1 - \frac{U_{gs}}{U_p}\right), \quad (2.39 \text{ a})$$

unde  $r_0$  este rezistența de conducție a TEC-lui pentru  $U_{gs} = 0$ ;

$r_d = \frac{r_0}{(1 - U_{gs}/U_p)}$  — rezistența sursă-drenă a tranzistorului de comandă;

$U_p$  — tensiunea de închidere, iar  $N = \frac{r_0}{r_0 + R_1}$ .

În cazul cînd  $N$  este foarte mic relația (2.39) va lua forma:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{gs}}{U_p}. \quad (2.39 \text{ b})$$

Gama tensiunii de reglaj este de la 0 la  $U_p$ .

## 2.6. AMPLIFICATORI DE DATE CU AMPLIFICARE PROGRAMABILĂ

În prezent există diverse metode de proiectare a sistemelor de achiziții de date, fiecare cu avantajele și dezavantajele sale. În figura 2.24 este dată schema unui sistem reprezentativ de achiziții de date constituit dintr-un multiplexor, un amplificator diferențial și un convertor analogic-numeric. Întrucît trebuie să mențină calitatea semnalelor primite prin multiplexor, amplifi-

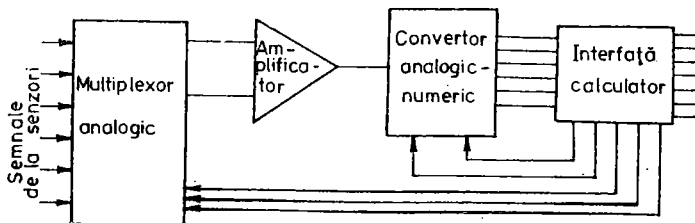


Fig. 2.24. Schema-bloc a unui sistem de achiziții de date

catorul trebuie să aibă zgomot propriu foarte redus, derivă de curent continuu extrem de scăzută și să se caracterizeze printr-o foarte bună rejectie a zgomotului de mod comun. Semnalele de la intrarea în multiplexor pot proveni de la o mare varietate de senzori și, prin urmare, se caracterizează printr-o gamă dinamică largă. Din această cauză convertorii AN trebuie să aibă ei înșiși o mare dinamică, obținută prin folosirea unui CAN cu o precizie cuprinsă între 12 și 16 biți. Deși un asemenea grad de precizie nu este necesar pentru semnalele cu un nivel relativ ridicat, pentru cele de nivel scăzut precizia este absolut necesară.

O altă cale de proiectare și realizare a sistemelor de achiziții de date presupune existența în schemă a câte unui amplificator pe fiecare canal de date, înainte ca acestea să aibă acces în multiplexor (figura 2.25). Montajul permite reglarea nivelului semnalului la un nivel acceptabil pentru fiecare dintre senzori, ducând astfel la utilizarea unui convertor analogic-numeric cu un număr mai mic de biți, și în același timp a unui multiplexor mai ieftin.

Avantajul costului scăzut al multiplexorului și al convertorului analogic-numeric utilizat într-un asemenea sistem este de multe ori redus sau chiar anulat din cauza prețului ridicat al amplificatorilor folosiți pe fiecare canal. Deși costul lor a scăzut rapid — în afară de sistemele cu un număr restrâns de canale —, metoda nu este încă îndeajuns de competitivă cu prima.

O altă soluție de luat în considerare ar fi cea a utilizării a câte unui convertor AN pentru fiecare canal și a eliminării multiplexorului. Această metodă se va impune, desigur, pe măsură ce prețul convertorilor AN va scădea.

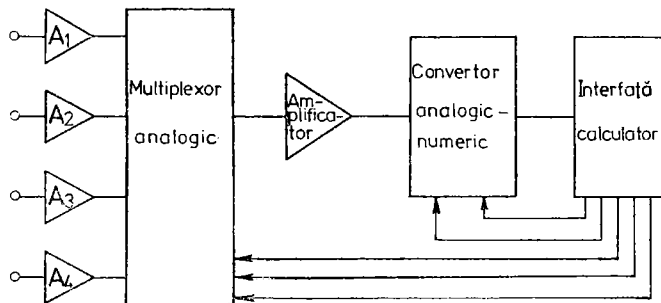


Fig. 2.25. Sistem de achiziții de date cu amplificator pe fiecare canal

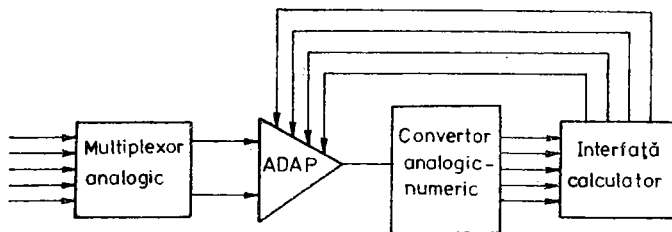


Fig. 2.26. Sistem de achiziții de date cu ADAP

Unul dintre procedeele cele mai atrăgătoare la sistemele de achiziții de date constă în utilizarea unui singur amplificator de date cu amplificare programabilă. Un amplificator de date cu amplificare programabilă (ADAP) este un amplificator pentru semnale de nivel scăzut, a cărui amplificare este comandată prin intermediul unor semnale binare primite de la un sistem de calcul (fig. 2.26).

În cadrul unui sistem de achiziții de date bazat pe calculator amplificarea ADAP-ului pentru fiecare canal este reglată prin intermediul acestuia. Cerințele impuse în acest caz convertorului AN sînt relativ modeste, fără a sacrifica gama dinamică și rezoluția necesare sistemului. Amplificarea ADAP-ului poate fi programată pentru fiecare canal, avînd în vedere proprietățile senzorilor folosiți în cadrul sistemului, sau poate fi reglată pentru a aduce nivelul semnalului de ieșire în gama dorită, după ce s-a realizat selecția canalului. Ultima metodă este foarte convenabilă, în special cînd semnalele de la ieșirea unui senzor pot varia într-o gamă dinamică mare.

Se poate spune, deci, că aducerea canalului la nivelul dorit este posibil să se facă fie prin intermediul unui sistem de calcul, fie în mod automat, printr-un sistem de autocontrol.

În cele ce urmează vor fi prezentate cîteva tipuri de amplificatori cu amplificare programabilă. Cel mai simplu dintre acestea (descriș deja în altă formă), utilizează un AO în configurație inversoare, un set de rezistori ponderați binar și un set de comutatori realizați cu tranzistori cu efect de cîmp, comandați în mod corespunzător (fig. 2.27).

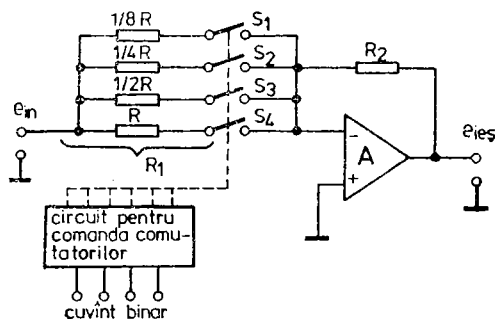


Fig. 2.27. Circuit de ADAP în configurație inversoare:

$$e_{ies} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot e_{in}.$$

Valoarea rezistorului  $R_1$  depinde de poziția în care se află setul de comutatori  $S_1, \dots, S_4$  și poate fi exprimată binar astfel:

$$R_1 = \frac{1}{S_1 \frac{8}{R} + S_2 \frac{4}{R} + S_3 \frac{2}{R} + S_4 \frac{1}{R}}. \quad (2.40)$$

Structura circuitului din figura 2.27 este o formă de convertor numeric-analogic multiplicator.

În principiu, toți amplificatorii de date cu amplificare programabilă pot fi considerați drept CAN multiplicatori. Circuitul din figură este convenabil mai ales pentru aplicațiile unde este necesar un reglaj în trepte mici ale amplificării, permițând astfel obținerea oricărei amplificări între 0 și 15. Valoarea amplificării este egală cu valoarea cuvîntului binar folosit pentru comandă. Dezavantajul schemei constă în eroarea de care este afectată amplificarea, datorită rezistenței finite în regim de conducție a comutatorilor cu TEC, cuprinsă în mod obișnuit între 100 și 500  $\Omega$ . Dacă eroarea care afectează amplificarea trebuie să fie mai mică de 0,01%, este necesar ca valoarea lui  $\frac{R}{8}$  să fie cuprinsă între 1 și 5 M $\Omega$ , iar celelalte rezistențe trebuie mărite

în mod corespunzător. Asemenea valori nu sînt însă compatibile cu alți parametri ai circuitului, cum sînt: nivelul de zgomot, deriva de curent continuu etc.

Tranzistorii de comutație bipolari au rezistența în regim de conducție mult mai redusă, ceea ce permite folosirea unor rezistori de valori mici. Acești tranzistori prezintă însă un mare dezavantaj din cauza tensiunii de saturație finite care se manifestă pentru AO ca o tensiune de decalaj. Altă variantă prevede utilizarea unor tranzistori cu efect de cîmp, de comutație, a căror rezistență în regim de conducție este sub 50  $\Omega$ . Alegerea celei mai potrivite soluții depinde, desigur, și de genul de aplicație.

Un alt tip de ADAP este prezentat în figura 2.28, unde este vorba de o configurație de amplificatori cu impedanță foarte mare la intrare, în raport cu cea din figura 2.27.

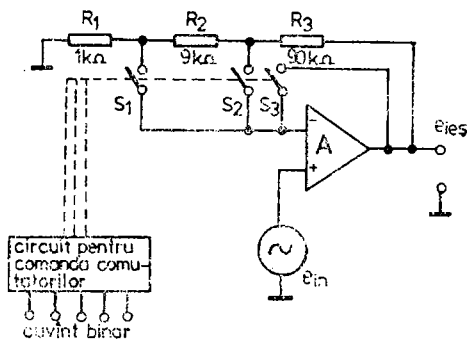


Fig. 2.28. Circuit de ADAP în configurație inversoare

Impedanța de intrare a amplificatorului este egală cu impedanța de intrare în mod comun a AO. Tensiunea de ieșire se exprimă prin relația:

$$e_{ieș} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{S_1 R_1 + S_2 (R_1 + R_2)} e_{in} + S_3 (R_1 + R_2 + R_3). \quad (2.41)$$

Amplificarea acestui tip de amplificator este dată de  $\frac{1}{\beta}$  unde  $\beta$  este factorul de reacție. Pentru montajul din figura 2.28 amplificarea poate lua valorile 1, 10 sau 100, în funcție de poziția comutatorilor. Rezistența în regim de conducție a comutatorilor nu afectează valoarea amplificării, ceea ce înlătură deficiențele amintite la circuitul anterior. Schema are, însă, dezavantajul că pentru fiecare valoare a amplificării este necesar câte un comutator. Dacă se admit doi sau mai mulți comutatori în conducție simultană, amplificarea devine o funcție de valorile rezistențelor comutatorilor în regim de conducție. Circuitul din figura 2.27 este convenabil în situațiile în care sursa de semnale  $e_{in}$  are o impedanță de ieșire scăzută și se cere o reglare în trepte fine a amplificării, în timp ce montajul din figura 2.28 este util când se acceptă un reglaj în trepte brute a amplificării, impunându-se totodată o impedanță mare de intrare.

Figura 2.29 exemplifică transformarea în ADAP a unui amplificator diferențial.

Amplificatorii  $A_1$  și  $A_2$  formează etajul de amplificare cu intrarea și ieșirea diferențiale. Amplificarea etajului este  $1 + \frac{2R_0}{R_1}$  pentru semnale diferențiale și unitară pentru modul comun, indiferent de valorile lui  $R_0$  și  $R_1$ . Al treilea AO transformă semnalul diferențial de la ieșirea lui  $A_1$  și  $A_2$  într-un semnal raportat față de masă. Rejecția de mod comun a etajului al doilea de amplificare este determinată de precizia celor patru rezistori  $R_2$ .

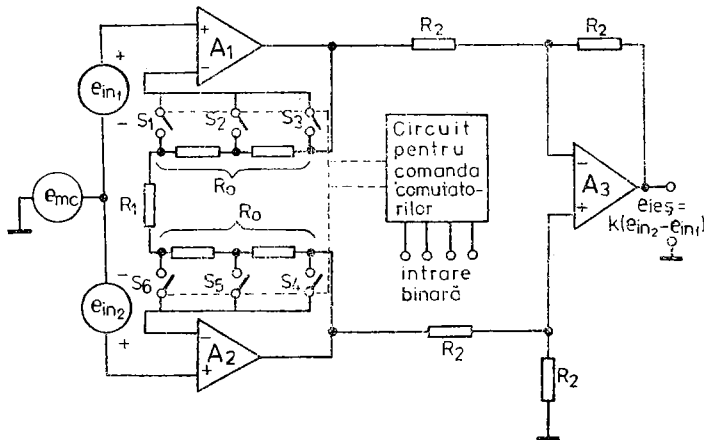


Fig. 2.29. Schema unui ADAP diferențial:

$$e_{ieș} = h(e_{in_2} - e_{in_1}).$$

Aceasta crește odată cu mărirea valorii amplificării din etajul diferențial. În funcționarea acestui tip de ADAP diferențial se admite existența unei singure perechi de comutatori în regim închis, pentru a se elimina erorile datorite rezistențelor în regim de conducție ale comutatorilor. Tensiunea de la ieșirea circuitului este dată de relația:

$$e_{ie\varphi} = k(e_{in_2} - e_{in_1}) \quad (2.42)$$

S-a arătat că există multe aplicații la care este necesar ca amplificarea să se modifice automat, permițând menținerea într-o gamă dată a nivelului de semnal la ieșire. Asemenea sisteme autoreglabile elimină controlul prin intermediul calculatorului. Valoarea amplificării, după ce a fost stabilită la nivelul necesar cu ajutorul sistemului de autoreglare, poate fi utilizată, dacă este cazul, în sistemul de calcul sub formă de cuvinte binare.

Asemenea circuite de autoreglare sînt numeroase, unul dintre ele fiind prezentat în figura 2.30.

Acesta reprezintă o soluție convenabilă, în special pentru semnale de intrare continue și nemultiplexate. Tensiunea de la ieșirea ADAP-ului este comparată în mod continuu cu două niveluri de tensiune de referință.  $U_{refsup}$  și  $U_{refinf}$ . Cînd tensiunea de referință superioară este depășită, comparatorul  $C_2$  își schimbă starea de la zero la unu. Un generator intern de tact furnizează impulsuri de ștergere, care determină întîrzierea în timp între treptele de reglaj ale amplificării. Dacă ieșirea comparatorului este în starea unu, poarta  $\Phi I$  va transmite primul impuls de tact apărut numărătorului stînga-dreapta de la intrarea de numărare spre stînga, reducînd astfel cu o treaptă nivelul de amplificare. Amplificarea se va menține în această stare pînă la apariția unui nou impuls de tact. Modalitatea de reglaj pentru limita inferioară a gamei este similară.

În situația că tensiunea de la ieșirea amplificatorului este mai mică decît tensiunea de referință inferioară, comparatorul  $C_1$  trece din starea zero în starea unu, iar poarta permite trecerea spre intrarea de numărare dreapta a următorului impuls de tact. Conținutul numărătorului va crește cu o unitate, determinînd astfel mărirea corespunzătoare a amplificării sistemului. Frecvența impulsurilor de tact trebuie astfel aleasă încît să permită amplificatorului să ajungă într-un regim de amplificare stabilă, corespunzătoare unui anumit cuvînt binar la intrare. Cînd ieșirile celor doi comparatori sînt în starea zero amplificarea sistemului se va menține în cadrul limitelor fixate. Alegerea tensiunilor de referință trebuie făcută judicios, în scopul evitării unor efecte nedorite. De exemplu, dacă autoreglarea amplificării se face în trepte de 10:1 va fi necesar ca tensiunea de referință inferioară să fie cu puțin mai mică decît o zecime din tensiunea de referință superioară. Efectul autoreglării pe semnalul de zgomot poate fi inhibat prin introducerea unei întîrzieri la nivelul de comparare.

Schema circuitului de autoreglare a ADAP din figura 2.31 este convenabilă pentru sistemele care lucrează prin multiplexare. Spre deosebire de montajul anterior, aceasta are un circuit de blocare a autoreglării pe perioada cînd se realizează comutația unui canal la nivelul multiplexorului. Un monostabil comandat de impulsurile de comutație a canalelor în multiplexor blochează generatorul de tact pentru un interval finit de timp, corespunzător

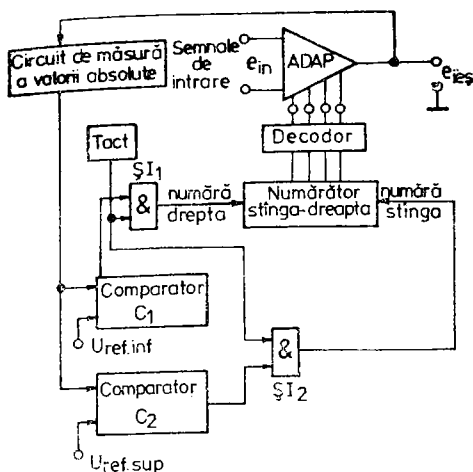


Fig. 2.30. Schema unui ADAP autoreglabil

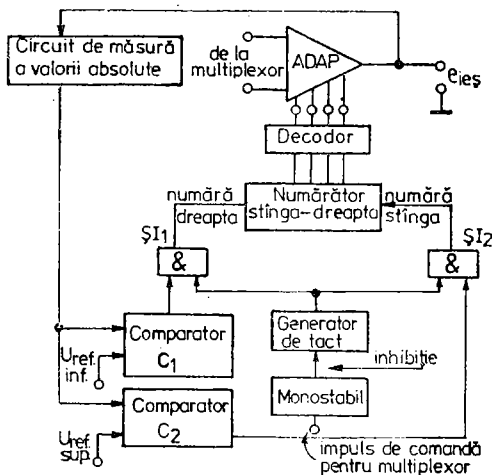


Fig. 2.31. Schema unui ADAP autoreglabil pentru sisteme cu funcționare prin multiplexare

perioadei de comutație a canalului și puțin după aceea. Durata exactă a intervalului de blocare a generatorului de tact depinde de viteza de regenerare a amplificatorilor. Imediat ce monostabilul revine la starea normală, procesul de autoreglare continuă.

Utilizarea ADAP într-o anumită aplicație este strîns legată de corelarea optimă dintre performanțele sale și cerințele impuse sistemului ce urmează a fi proiectat.

Printre caracteristicile importante ale unui ADAP se numără și cele care se referă la capacitatea acestuia de a intra rapid în regim staționar la ieșire, după aplicarea unei trepte de tensiune la intrare, astfel:

*Timpul de stabilizare* al ADAP se definește ca fiind durată necesară pentru ca tensiunea la ieșire să ajungă și să se mențină la o anumită valoare, în cadrul unei anumite benzi de eroare.

*Banda de eroare* se exprimă fie în milivolți, fie în procente din dinamica tensiunii de ieșire a ADAP-ului.

*Timpul de comutație* al unui ADAP reprezintă timpul necesar comutatoarelor de reglaj al amplificării pentru a trece din regim de conducție în regim de blocare și viceversa.

*Timpul de revenire din suprasarcină* este un alt parametru. Deși în literatura de specialitate sînt date mai multe definiții ale acestui timp, el reprezintă în esență timpul necesar ca ADAP-ul să-și reia starea inițială — ieșind din regimul de saturație — din momentul în care semnalul care a determinat saturația a încetat. În general, viteza de răspuns a amplificatorului scade cînd amplificarea crește. La aplicațiile care necesită și o gamă largă de amplificări, precum și viteze de răspuns ridicate se impune legarea în cascadă a doi ADAP. Produsul amplificare-banda se va îmbunătăți, iar timpul de stabili-

zare va fi mai mic decît în cazul utilizării unui singur ADAP cu aceeași gamă de amplificări.

*Rezoluția* unui ADAP este limitată atît de variația tensiunii reale de decalaj, cît și datorită zgomotului de intrare. Tensiunea de decalaj de la intrare poate fi anulată în anumite condiții de temperatură, amplificare și impedanță a sursei, lucru care totuși este dificil de realizat, deoarece fiecare dintre acești parametri variază foarte mult. Efectele temperaturii pot fi reduse prin alegerea unor amplificatori cu o derivă de tensiune extrem de mică ( $\pm 1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ).

Dacă impedanța sursei prezintă variații mari se aleg amplificatori cu curenți de polarizare foarte reduși. La majoritatea aplicațiilor tranzistorii cu efect de cîmp elimină acest tip de erori.

De menționat, de asemenea, că precizia amplificării și linearitatea ADAP sînt limitate de valoarea amplificării buclei din fiecare AO (precizia amplificării ADAP este invers proporțională cu nivelul amplificării buclei). De exemplu, un AO avînd amplificarea în buclă deschisă de  $10^5$  asigură o precizie a amplificării de  $\pm 0,1\%$ , iar în buclă închisă de pînă la  $10^2$ . Dacă este necesară o gamă mai largă a amplificării se face apel la mai multe etaje cu amplificare comutabilă.

## 2.7. SURSE DE CURENT COMANDATE

La majoritatea aparaturii electronice există circuite care produc o tensiune de semnal, direct raportată la o tensiune de comandă. Cu toate acestea, mai există multe alte aplicații unde curentul de semnal poate conduce — reglat prin intermediul unei tensiuni de control — la soluții mai simple și mai directe. În cazurile cînd sînt necesari curenți de ieșire unipolari se pot realiza surse de curent cu performanțe excelente folosind un AO, un tranzistor și un rezistor. Astfel de circuite permit obținerea unei impedanțe de ieșire foarte mari, în condițiile în care rezistența de sarcină nu este fluctuantă.

Schemele din figura 2.32 oferă două exemple.

Aici sînt valabile relațiile:

$$I_{ieș} = \alpha \frac{U_A - e_{in}}{R} \quad (2.43)$$

pentru figura 2.32 *a*, respectiv

$$\frac{I_{ieș}}{e_{in}} = \frac{\alpha}{R} \quad (\text{cînd } e_{in} \text{ este nenul}), \quad (2.44)$$

care se referă la figura 2.32, *b*, unde  $\alpha$  reprezintă amplificarea în curent a tranzistorului montat în bază comună.

În montajul din figura 2.32, *a*, curentul de colector diferă de curentul de emitor controlat datorită factorului  $\alpha$  al tranzistorului.

Reducerea erorii datorite lui  $\alpha$  se face prin folosirea unei configurații Darlington, iar la aplicațiile unde se pretinde o precizie foarte ridicată, precum și o impedanță de ieșire ameliorată se utilizează tranzistori cu efect de cîmp.

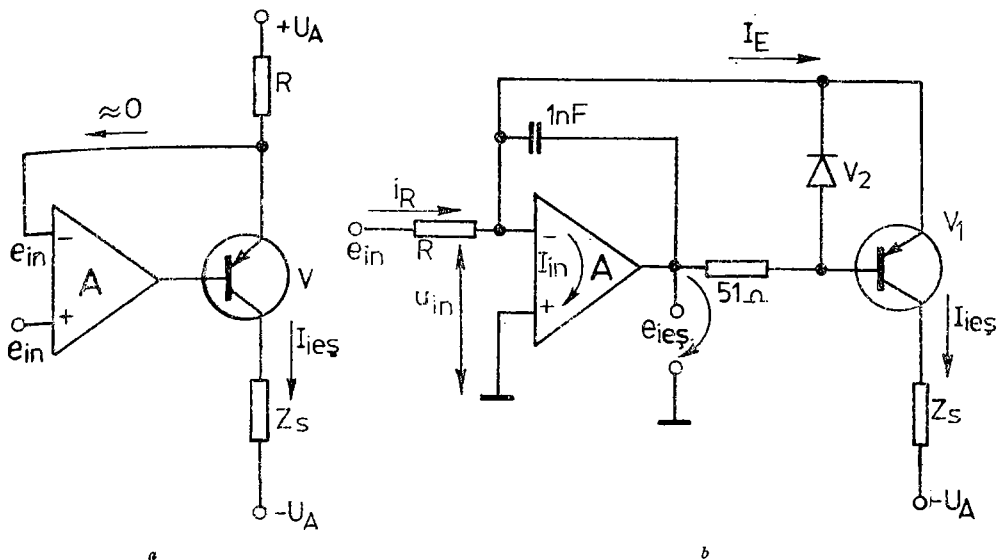


Fig. 2.32. Comanda unei surse de curent cu AO:

$$a. I_{ieş} = \alpha \frac{U_A - e_{in}}{R}; \quad b. \frac{I_{ieş}}{e_{in}} = \frac{\alpha}{R}, \quad e_{in} \geq 0.$$

Montajul din figura 2.32 b — sursă de curent de tip Hardt — utilizând un AO cu amplificare mare în buclă deschisă reduce foarte mult efectele neliniarității tensiunii bază-emitor a tranzistorului. Urmărind figura 2.32 b se poate scrie:

$$I_{ieş} = \alpha I_E \approx I_E; \quad (2.45)$$

$$I_C = I_R - I_{in} \approx I_R = \frac{e_{in} - U_{in}}{R}. \quad (2.46)$$

$$\text{Deoarece } U_{ieş} = U_{in} - U_{BE} = -A_0 U_{in},$$

rezultă:

$$U_{in} = \frac{U_{BE}}{1 + A_0}. \quad (2.47)$$

Deci:

$$I_{ieş} = \alpha \frac{e_{in} - U_{BE}/(1 + A_0)}{R} \approx \alpha \frac{e_{in}}{R}. \quad (2.48)$$

Din relația (2.48) reiese că, datorită amplificării mari, efectul lui  $U_{BE}$  este neglijabil, iar reglajul curentului de ieșire nu mai depinde de variațiile tensiunii de alimentare. Dioda a fost inserată în circuit pentru protejarea joncțiunii  $U_{BE}$  a tranzistorului.

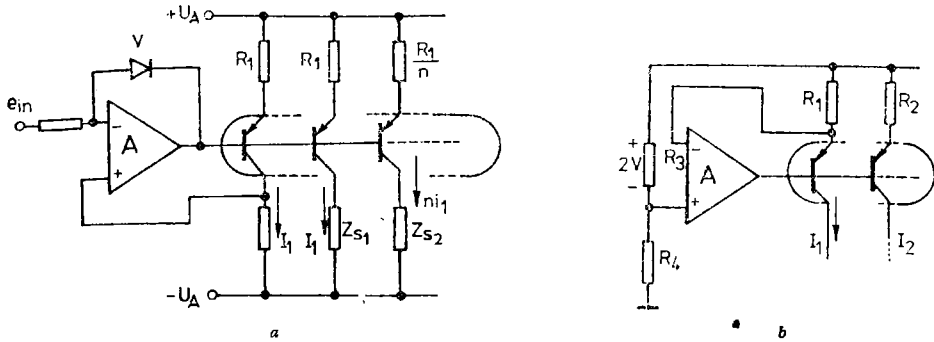


Fig. 2.33. Surse de curent cu ieșiri multiple:

$$I_2 = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_1.$$

Pentru aplicațiile care pretind surse de curent mai specializate se pot concepe scheme cu performanțe îmbunătățite în ceea ce privește valoarea impedanței de ieșire și a curentului disponibil. O largă utilizare, mai ales în realizarea convertorilor numeric-analogici, o au sursele de curent multiple (figura 2.33). Cu astfel de circuite se pot obține oricât de multe ieșiri având ponderi arbitrare. Căderile de tensiune de pe fiecare rezistor din emitorul tranzistorului sînt egale, dacă se neglijează unele mici abateri datorate diferențelor de tensiune bază-emitor ale tranzistorilor, diferențe ce pot fi reduse prin sortare. Erorile curenților, consecință a factorului  $\alpha$  al tranzistorilor, vor fi și ele minimizate prin operația de sortare. Dioda este necesară pentru prevenirea fenomenului de agățare al amplificatorului operațional cînd se saturează tranzistorul de reacție.

Toate sursele de curent descrise sînt în esență surse unipolare și prezintă un deosebit interes într-o serie de aplicații ce fac uz de sursele de curent constant. Cu ajutorul AO se poate obține o clasă mai largă de surse de curent, care pot furniza la ieșire curenți de ambele polarități, avînd sarcina conectată la masă sau flotantă în raport cu masa.

Prin adăugarea unui rezistor în plus în bucla de reacție a unui AO (figura 2.34) se obține o sursă de curent ce furnizează unei sarcini latente de curent cu  $1 + R_2/R_3$  mai mare decît cel livrat de generatorul de semnal,  $e_{in}$ .

Din analiza schemei din figura 2.34 rezultă următoarele relații:

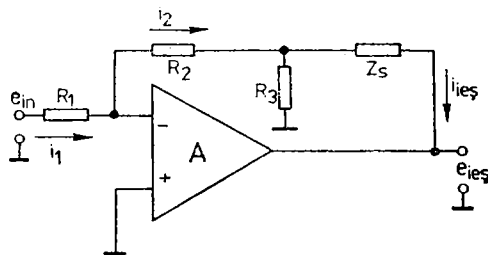
$$i_1 = \frac{e_{in}}{R_1}; \quad (2.49)$$

$$i_2 = \frac{i_{ieq} R_3}{R_2 + R_3}. \quad (2.50)$$

Avînd în vedere că  $i_1 = i_2$ , rezultă valoarea transcendentală a circuitului:

$$\frac{i_{ieq}}{e_{in}} = \frac{1}{R_1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = g_m. \quad (2.51)$$

Fig. 2.34. Sursă de curent pentru sarcină flotantă



Trebuie ținut cont însă că introducerea, în scopul măririi curentului prin sarcină, a acestui tip de rețea de reacție duce la mărirea excursiei tensiunii de ieșire necesare pentru alimentarea sarcinii, reducând totodată amplificarea buclei de reacție. Valoarea redusă a amplificării buclei atrage după sine și o micșorare a impedanței de ieșire prezentate sarcinii de către sursa de curent.

În figura 2.35 a este dată schema unei surse de curent bilaterale, avînd o flexibilitate deosebită în utilizare. Această sursă de curent furnizează la ieșire un curent proporțional cu tensiunea de intrare. Curentul poate comanda o sarcină raportată la masă sau la orice tensiune din gama dinamică a tensiunii de ieșire a AO. În cazul cînd ieșirea este considerată ca avînd potențialul masei se poate scrie expresia curentului livrat:

$$I_{ieș} = - \frac{R_3 e_{in}}{R_1 R_5} . \quad (2.52)$$

Dacă valoarea tensiunii de ieșire nu este de zero volți, curentul prin divizorul  $R_4, R_2$  va afecta precizia, iar dacă au loc egalitățile  $R_1 = R_2$  și  $R_3 = R_4 + R_5$ , curentul de ieșire este independent de valoarea tensiunii de ieșire. Pentru situația  $R_1 + R_3 \gg R_5$  rezistența de ieșire a circuitului este dată de:

$$R_{ieș} = R_5 \cdot \frac{R}{\Delta R} , \quad (2.52')$$

unde:  $R$  este oricare dintre rezistențele de reacție ( $R_1, R_2, R_3, R_4$ ), iar  $\Delta R$ , variația incrementală a valorii rezistenței în raport cu valoarea nominală.

Relația (2.52) precizează că pentru circuitul din figura 2.35 a abaterea de un procent la valoarea uneia dintre rezistențele din rețeaua de reacție va

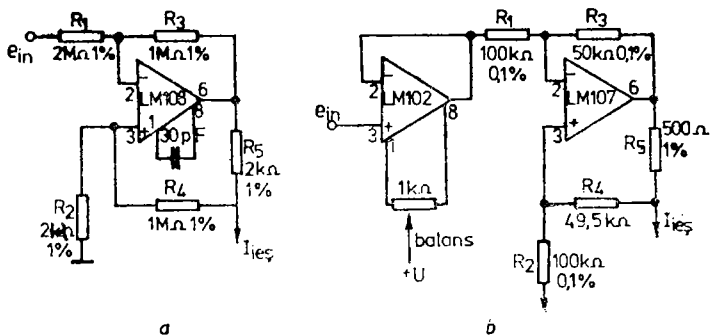


Fig. 2.35. Surse de curent bilaterale

determina o scădere a rezistenței de ieșire de 200 kΩ. Asemenea erori pot fi înlăturate prin introducerea unui trimer pentru reglajul uncia dintre rezistențele din rețea. Este recomandabil ca valorile rezistorilor de reacție să fie cât mai mari posibil.

Rezistența sursei de semnal care comandă acest circuit trebuie să fie foarte mică față de  $R_1$ , pentru ca valoarea sa să nu dezechilibreze circuitul (figura 2.35 b), fapt care înseamnă că sînt afectate atât amplificarea, cât și rezistența de ieșire. Circuitul furnizează un curent de ieșire negativ — pentru tensiuni de intrare pozitive —, dar poate fi modificat, prin conectarea capătului liber al lui  $R_1$  la masă și aplicarea semnalului prin intermediul rezistorului  $R_2$ , să dea curenți pozitivi pentru tensiuni de intrare pozitive. Modulul factorului de scală rămîne neschimbat atît timp cît  $R_4 \gg R_5$ .

Un alt montaj frecvent utilizat pentru obținerea unor surse bilaterale de curent este dat în figura 2.36, unde sensul curentului este determinat de  $e_{in}$ .

Amplificatorul operațional  $A_2$  este folosit aici ca repetor de tensiune cu impedanță mare de intrare și comandă modul în care sînt sumate tensiunile  $e_{in}$  și  $e_{ieș}$ .

Analizînd circuitul, se pot scrie următoarele ecuații:

$$U_a = \frac{e_{in} + e_{ieș}}{2}; \quad (2.53)$$

$$U_b = U \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 2U = e_{in} + e_{ieș}.$$

A doua ecuație arată că tensiunea pe rezistorul de ieșire este egală cu  $e_{in}$ , datorită impedanței mari prezentate de  $A_2$ :

$$I_{ieș} = \frac{e_{in}}{R_{ieș}}. \quad (2.54)$$

Curentul maxim de ieșire este limitat de curentul pe care-l poate furniza AO pentru tensiunea sa maximă de ieșire.

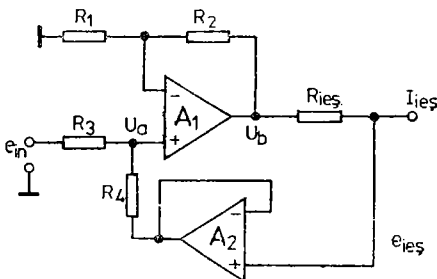


Fig. 2.36. Sursă de curent bilaterală

## 2.8. SURSE DE TENSIUNE DE REFERINȚĂ

Deoarece au o impedanță de intrare mare, iar amplificarea ușor reglabilă, amplificatorii operaționali pot fi folosiți ca surse de tensiune de referință cu impedanța de ieșire foarte scăzută și cu posibilitatea de a furniza curenți de ieșire relativ mari.

În figurile 2.37 *a* și *b* sînt prezentate două surse de tensiune de referință pozitivă, reglabile. Diferența dintre ele constă în faptul că una produce o tensiune de referință mai mică decît tensiunea Zener obținută cu ajutorul diodei, iar cealaltă, o tensiune mai mare. Valoarea lui  $R_1$  este astfel aleasă încît să se obțină un coeficient termic Zener minim.

O sursă de tensiune de referință cu derivă scăzută de tensiune este ușor realizabilă prin conversia în tensiune a unui curent cu coeficient de temperatură nul. Tranzistorul cu efect de câmp, cu grilă cu joncțiune (TECJ), ușor polarizat, sub tensiunea de închidere, furnizează un curent de drenă cu coeficient termic zero.

Avînd în vedere această proprietate și folosind un AO cu consum redus, se poate obține o sursă de tensiune de referință, la un consum de putere redus. Schema unei astfel de surse de referință este dată în figura 2.38.

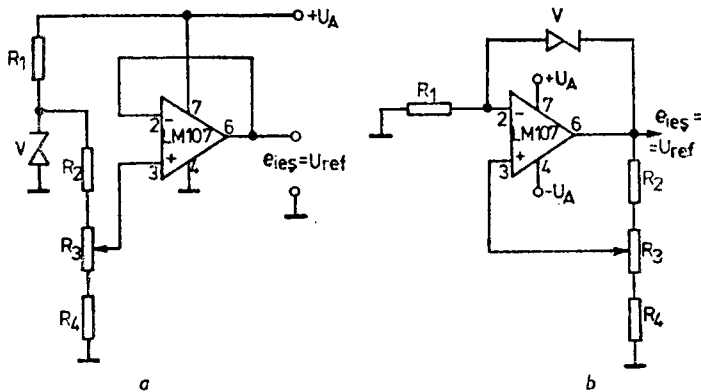


Fig. 2.37. Surse de tensiune pozitivă, de referință, reglabile:

$$e_{ies} = U_{ref}.$$

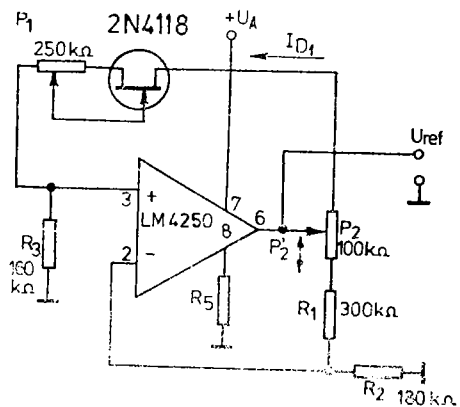


Fig. 2.38. Sursă de tensiune de referință, reglabilă, cu consum foarte redus

Tensiunea de referință obținută este reglabilă cu ajutorul lui  $P_2$  și are valoarea:

$$U_{ref} = I_{D_1}(P'_2 + R_1 + R_2). \quad (2.55)$$

Pentru compensarea curenților de polarizare trebuie să fie îndeplinite relațiile:

$$R_2 = R_3;$$

$$I_{D_1} \approx I_{D_{ss}} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2 \quad (2.56)$$

$$I_{D_{ss}} = I_{D_{sat}} \Big|_{U_{GS}=0}$$

Cu valorile indicate în figura 2.56, coeficientul termic al tensiunii de ieșire este de  $0,002\%/^{\circ}\text{C}$ , iar curentul de repaus, mai mic de  $100 \mu\text{A}$ .

După cum se vede, proiectarea surselor de tensiune de referință trebuie făcută foarte judicios pentru a avea coeficienți de temperatură în jurul lui zero. Uneori este cazul ca acestea să aibă coeficienți de temperatură cu variație termică pozitivă sau negativă. În figura 2.39 prezentăm o schemă ce oferă posibilitatea realizării unei surse de tensiune de referință cu un coeficient termic reglabil la o valoare dorită. Exemplul din figura 2.39 permite, în

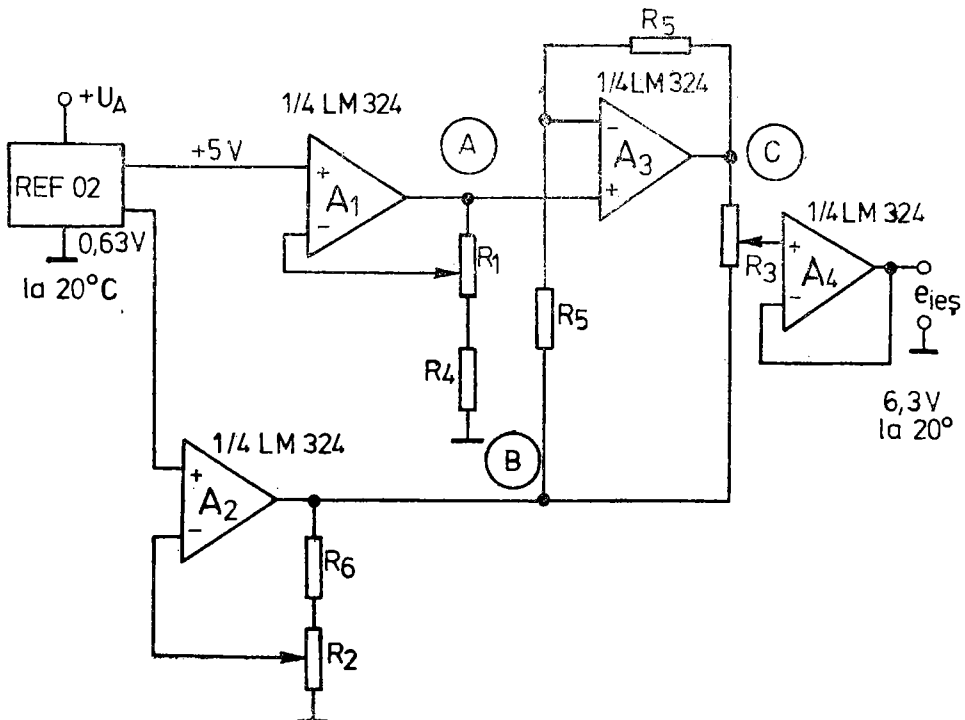


Fig. 2.39. Sursă de tensiune de referință, cu coeficient reglabil de temperatură

principiu, obținerea unei surse de tensiune de orice valoare, caracterizate de un coeficient nul de temperatură sau reglabil pentru diferite valori pozitive sau negative. Dispozitivul *Ref 02* \* — din schemă — este o sursă de tensiune care furnizează atât o referință stabilă de 5 V, cât și o referință dependentă de temperatură, de 0,63 V. Circuitul  $A_1$  este utilizat pentru obținerea unei referințe stabile de la 5 V. În cazul cînd tensiunea de referință necesară este chiar de 5 V, circuitul  $A_1$  poate fi înlocuit cu un potențiomtru. Circuitul  $A_2$ , la rîndul său, amplifică valoarea tensiunii de referință dependente de temperatură pînă la o valoare egală cu cea a tensiunii de referință dorite. În sfîrșit,  $A_3$  este un amplificator-inversor, cu amplificare unitară.

Analizînd schema din figura 2.39, se constată că dacă punctele  $A$  și  $B$  sînt la aceeași tensiune, atunci și punctul  $C$  are același potențial. Dacă se produce o variație de temperatură, semnalul de la ieșirea lui  $A_2$  va afecta proporțional și potențialul din  $C$ , dar cu semn schimbat. Cînd cursorul potențiometrului este la mijloc nu se va constata nici o schimbare de tensiune, deoarece de această dată este vorba de o sursă de tensiune cu coeficient nul de temperatură. Dacă cursorul este deplasat de o parte sau de alta a poziției mediane sursa de tensiune de referință are un coeficient de temperatură fie pozitiv, fie negativ. Amplificatorul  $A_4$  este folosit pentru obținerea unei impedanțe de ieșire scăzute.

## 2.9. STABILIZATORI DE TENSIUNE

Un stabilizator de tensiune este un dispozitiv cu reacție negativă în care variațiile tensiunii de stabilizat sînt comparate cu o tensiune de referință, iar rezultatul acestei comparări este amplificat de către un amplificator cu performanțe mai mici sau mai mari, pentru ca apoi să fie reinjectat într-un element numit *de balast* — care poate fi montat în paralel sau, mai frecvent, în serie. Ținînd seama de această definiție, avantajele pe care le prezintă un AO sînt evidențiate cu pregnanță la proiectarea și realizarea stabilizatorilor de tensiune.

### 2.9.1. STABILIZATORI DE TENSIUNE DE TIP SERIE

Schema-bloc completă a unui asemenea stabilizator — cu element de balast serie — este prezentată în figura 2.40.

Cu cît o anumită aplicație necesită un stabilizator cu performanțe mai bune, cu atît fiecare element din schemă trebuie să fie selecționat și calculat cu mai multă precizie. Întrucît cererea de stabilizatori a crescut enorm în ultimul timp, aceștia s-au standardizat, iar în prezent sînt disponibili sub formă de blocuri integrate cu trei terminale; în acest fel orice sursă de tensiune stabilizată, de valoare nestandardizată, poate fi realizată cu ajutorul unor stabilizatori de valoare standard.

---

\* produs de firma PMI

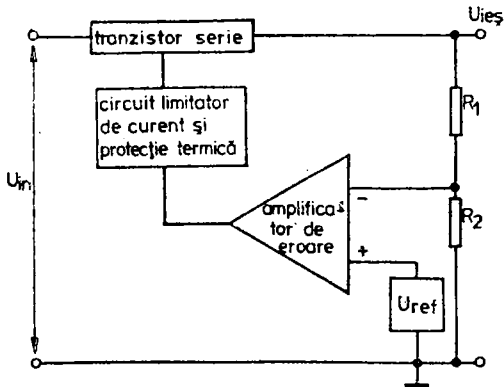


Fig. 2.40. Schema-bloc a unui stabilizator serie

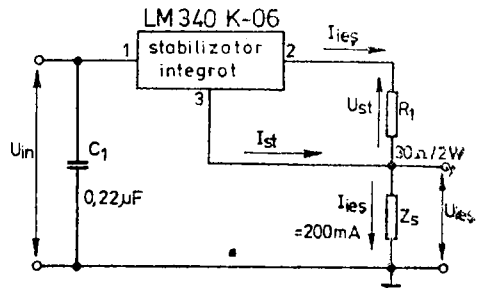


Fig. 2.41. Sursă de curent cu stabilizator integrat:

$$0 \leq Z_s \leq 85\Omega.$$

În cele ce urmează stabilizatorii vor fi tratați ca blocuri integrate cu trei terminale, special proiectate pentru tensiuni pozitive sau negative (de pildă seria 7800).

Gama de utilizare a stabilizatorilor de tensiune integrați pentru obținerea de surse de curent sau de tensiune este deosebit de întinsă. În figura 2.41 este prezentată o sursă de curent avînd un stabilizator de tensiune integrat, de sarcină variabilă (capacitorul  $C_1$  este necesar doar în situația cînd stabilizatorul este amplasat departe de filtrul redresorului).

Folosind următoarele definiții:

$\frac{S_c}{U}$  — variația per volt a curentului de repaus prin terminalul de masă, cînd variația tensiunii de intrare este de  $U$  volți;

$\frac{L_s}{U}$  — variația per volt a tensiunii de la ieșirea stabilizatorului, cînd variația tensiunii de intrare este de  $U$  volți;

precum și notațiile din figura 2.41, vom avea pentru  $Z_{ies}$  și  $I_{ies}$ :

$$\Delta I_{ies} = \frac{S_c}{U} \cdot \Delta U_{ies} + \frac{L_s}{U} \cdot \frac{1}{R_1} \Delta U_{ies}; \quad (2.57)$$

$$Z_{ies} = \frac{\Delta U_{ies}}{\Delta I_{ies}}. \quad (2.58)$$

Substituind expresia lui  $\Delta I_{ies}$  din (2.57) în (2.58), se obține:

$$Z_{ies} = \frac{\Delta U_{ies}}{\frac{S_c}{U} \cdot \Delta U_{ies} + \frac{L_s}{U} \cdot \frac{1}{R_1} \cdot \Delta U_{ies}}. \quad (2.58')$$

Simplificînd cu  $U_{ieș}$ , expresia finală a impedenței de ieșire este:

$$Z_{ieș} = \frac{1}{\frac{S_c}{U} + \frac{L_s}{U} \cdot \frac{1}{R_1}} \quad (2.58'')$$

Datele de catalog ale circuitului integrat *LM340-06* folosit ca stabilizator sînt:

— variația maximă a lui  $I_{st}$  este de 1,3 mA, pentru o variație între 8 și 25 V a tensiunii de intrare;

— variația tensiunii redresate, interpolate pentru  $I_{ieș} = 200$  mA, maximum 75 mV la o variație a tensiunii de intrare de la 8 la 25 V.

Valorile de catalog introduse în rapoartele de definiție ce intră în expresia (2.57) permit calculul variației per volt a curentului de stabilizare și al stabilizării per volt a tensiunii redresate:

$$\frac{S_c}{U} = \frac{1,3 \text{ mA}}{25 \text{ V} - 8 \text{ V}} = 76 \text{ } \mu\text{A/V}; \quad \frac{L_s}{U} = \frac{75 \text{ mV}}{25 \text{ V} - 8 \text{ V}} = 4,4 \text{ mV/V}.$$

Așadar, rezultă că în cazul cel mai defavorabil variația curentului de ieșire corespunzînd unei variații de un volt a tensiunii de intrare (ținînd seama de 2.57), este de:

$$\frac{\Delta I_{ieș}}{1 \text{ V}} = 76 \text{ } \mu\text{A} + \frac{4,4 \text{ mV}}{30 \text{ } \Omega} = 233 \text{ } \mu\text{A}.$$

Impedența de ieșire pentru o variație de la 0 la 85  $\Omega$  a impedenței de sarcină este:

$$Z_{ieș} = \frac{1 \text{ V}}{76 \text{ } \mu\text{A} + 4,4 \text{ mV}/30 \text{ } \Omega} = 4,5 \text{ k}\Omega.$$

Valorile uzuale ale lui  $Z_{ieș}$  se situează între 10 și 12,3 k $\Omega$  sau 81 ... 100  $\mu\text{A/V}$ .

Dacă la anumite aplicații este necesar un curent mult mai mare, se va putea utiliza montajul din figura 2.42.

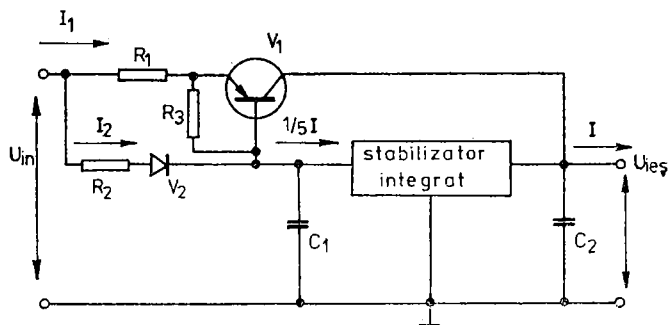


Fig. 2.42. Mărirea curentului de ieșire al unui stabilizator integrat

Acest tip de stabilizator de curent păstrează avantajul caracteristicilor de limitare specifice stabilizatorului de tensiune integrat pentru protecția la scurtcircuit. Stabilizatorul de tensiune și tranzistorul  $V_1$  își împart curentul de sarcină într-un raport determinat de  $R_2$  și  $R_1$  dacă tensiunea pe dioda  $V_2$ ,  $U_{V_2}$ , este egală cu  $U_{BE(V_1)}$ .

Pe perioada scurtcircuitului:

$$I_1 (\text{scurtcircuit}) = \frac{R_2}{R_1} I_2 (\text{scurtcircuit}). \quad (2.59)$$

Presupunând că stabilizatorul integrat și tranzistorul au aceeași rezistență termică,  $\Theta_{J_e}$ , va trebui ca valoarea capacității radiatorului necesar tranzistorului să fie în proporție de  $\frac{R_2}{R_1}$  față de radiatorul stabilizatorului integrat.

În cazul aplicațiilor în care tensiunea de ieșire trebuie să fie reglabilă, folosirea ingenioasă a stabilizatorilor integrați cu trei terminale permite obținerea unor stabilizatori de tensiune în game foarte largi.

În figura 2.43 se prezintă principiul de lucru al unui asemenea stabilizator. Se observă că o parte din curentul furnizat de stabilizatorul integrat este utilizat pentru a aduce potențialul terminalului de masă (3) la un nivel mai mare, prin urmare tensiunea de ieșire se poate scrie:

$$U_{ieș} = U_{st} + R_2 \left( I_{st} + \frac{U_{st}}{R_1} \right). \quad (2.60)$$

Expresia stabilizării este:

$$\frac{\Delta U_{ieș}}{\Delta U_{in}} = L_s \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{\Delta I_{st}}{\Delta U_{in}} \cdot R_2. \quad (2.61)$$

În sarcină aceasta va fi dată de:

$$\frac{\Delta U_0}{\Delta I_s} = L_s \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{\Delta I_{st}}{\Delta I_{ieș}} \cdot R_2, \quad (2.62)$$

unde  $L_s = \frac{U_{ieș}}{I_{ieș}}$  este stabilizarea în sarcină a stabilizatorului atunci cînd are loc o variație de un amper a curentului de sarcină, respectiv:

$$\frac{\Delta I_{st}}{\Delta I_{ieș}} \quad \text{variația lui } I_{st} \text{ pentru o variație de un amper a curentului de sarcină și, în final,}$$

$$\frac{\Delta I_{st}}{\Delta U_{in}} \quad \text{variația lui } I_{st} \text{ cînd tensiunea de intrare variază cu un volt.}$$

Pentru a îmbunătăți performanțele schemei se introduce un AO (figura 2.44). În acest caz potențialul terminalului de masă al stabilizatorului integrat va fi determinat de tensiunea de ieșire a AO. Dacă valoarea curentului de pola-

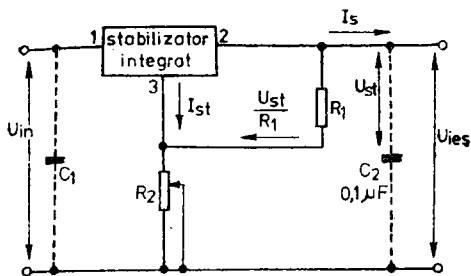


Fig. 2.43. Stabilizator cu tensiune reglabilă de ieșire.

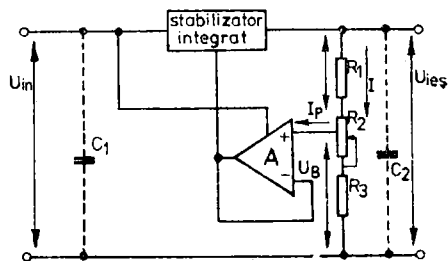


Fig. 2.44. Stabilizator cu tensiune reglabilă de ieșire.

rizare al amplificatorului operațional este foarte mică ( $I_p \ll I$ ), tensiunea la ieșire va fi egală cu:

$$U_{ies} = \left( \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \right) \cdot U_{st}. \quad (2.63)$$

Tensiunea de ieșire minimă este:

$$U_{ies(min)} = U_{st} + U_{B(min)}, \quad (2.64)$$

când  $R_2 = 0$  și  $\frac{R_3}{R_1} = \frac{U_{B(min)}}{U_{st}}$ .

iar tensiunea maximă furnizată la ieșire:

$$U_{ies(max)} = \left( \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \right) \cdot U_{st}. \quad (2.65)$$

La alegerea valorilor lui  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$ , pentru o tensiune de intrare dată, se începe cu o valoare arbitrară a lui  $R_1$  și apoi se calculează  $R_2$  și  $R_3$  din condiția impusă de tensiunea minimă de ieșire. În continuare se verifică îndeplinirea condițiilor:

$$\frac{U_{ies(min)}}{R_1 + R_3} \gg I_p; \quad \frac{U_{ies(max)}}{R_1 + R_2 + R_3} \gg I_p. \quad (2.66)$$

Dacă este necesar ca tensiunea de ieșire stabilizată să varieze într-o gamă de valori foarte largă (între 0 și  $U_{max}$ ) se folosește schema din figura 2.45,

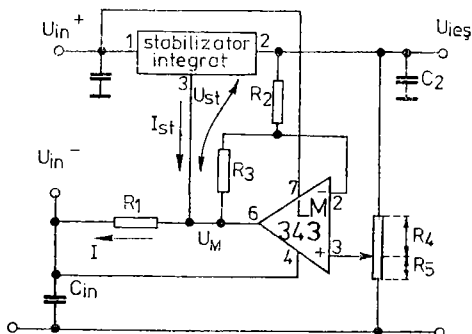


Fig. 2.45. Stabilizator de tensiune cu ieșire variabilă într-o gamă largă.

la care tensiunea minimă este egală, practic, cu zero. Tensiunea,  $U_M$ , la care se află terminalul de masă al stabilizatorului integrat este funcție de căderea de tensiune pe rezistorul  $R_1$  și de amplificarea AO. Curentul,  $I$ , poate fi determinat din relațiile ce se stabilesc între tensiuni și curenți, în ipoteza că AO este idealizat. Tensiunea pe intrarea neînversoare este dată de relația:

$$U_{R_3} = \frac{U_{ie\bar{s}} \cdot R_5}{R_4 + R_5}. \quad (2.67)$$

Curentul prin  $R_2$  este egal cu:

$$I_{R_2} = \frac{U_{ie\bar{s}} - \frac{U_{ie\bar{s}} \cdot R_5}{R_4 + R_5}}{R_2} = \frac{U_{ie\bar{s}} \cdot R_4}{R_2(R_5 + R_4)} = \frac{U_{st}}{R_2 + R_3}. \quad (2.68)$$

Din această egalitate rezultă că:

$$U_{ie\bar{s}} = \frac{U_{st}(R_5 + R_4)R_2}{R_4(R_2 + R_3)}. \quad (2.69)$$

Tensiunea pe terminalul de masă al stabilizatorului integrat este:

$$U_M = U_{ie\bar{s}} - U_{st} = \frac{U_{st}(R_2R_5 - R_3R_4)}{(R_2 + R_3)R_4}. \quad (2.70)$$

În aceste condiții curentul  $I$  poate fi determinat din relația:

$$I = \frac{U_{st}}{R_1} \frac{R_2R_5 - R_3R_4}{R_4(R_2 + R_3)} + \frac{U_{in-}}{R_1}. \quad (2.71)$$

Dacă în ecuație se impune condiția ca:

$$R_2 + R_3 = R_4 + R_5 = R, \quad (2.72)$$

rezultă:

$$I = \frac{U_{st}R_2}{R_1R_4} + \frac{1}{R_1}(U_{in-} - U_{st}). \quad (2.73a)$$

Avînd în vedere că:

$$U_{ie\bar{s}} = U_M + U_{st} \quad (2.73b)$$

și

$$U_M = R_1I - U_{in-}, \quad (2.73c)$$

combinînd relațiile (2.73 a), (2.73, b) și (2.73c) se obține expresia tensiunii de ieșire:

$$U_{ie\bar{s}} = \frac{U_{st} \cdot R_2}{R_4}. \quad (2.74)$$

Din această relație rezultă că tensiunea de ieșire este invers proporțională cu  $R_4$ , ceea ce indică posibilitatea reglării foarte precise a tensiunii de ieșire pentru valori mici. De exemplu, dacă tensiunea minimă este de 0,5 V, rezultă că:

$$\frac{R_2}{R_4} = 0,1; \quad \frac{R_3}{R_4} = 0,9; \quad \frac{R_3}{R_2} = 9. \quad (2.75)$$

O tensiune de ieșire egală cu zero ar necesita, așa cum rezultă din (2.74), ca  $R_4$  să fie infinită sau  $R_2 = 0$ , ceea ce nu este practic pentru această schemă. Rezistența  $R_1$  poate fi calculată din:

$$R_1 = \frac{U_{in}}{I_{st}}. \quad (2.76)$$

Tensiunea de ieșire maximă este de circa 30 de volți dacă se folosește un AO capabil să lucreze la tensiuni mari (tipul *LM143*). Dacă este vorba despre tensiuni de ieșire mai mici se va putea utiliza amplificatorul operațional *LM101*.

Pentru aplicații în care tensiunea de intrare este mai mare decât tensiunea de intrare maximă nominală a stabilizatorului integrat se impune folosirea unei combinații tranzistor-diodă Zener, în scopul reducerii tensiunii de intrare văzute de stabilizatorul integrat.

În cazul aplicațiilor care impun atât la intrare, cât și la ieșire o tensiune mare se poate adopta schema din figura 2.46.

În figura 2.46 tranzistorul  $V_1$  și dioda Zener  $V_2$  stabilesc valoarea tensiunii la intrarea stabilizatorului integrat:

$$U'_{in} = U_V + U_V - 1. \quad (2.78)$$

Dioda  $V_4$  permite startul circuitului în sarcină totală și menține potențialul  $U_M$  egal cu căderea de tensiune pe diodă, pe perioada scurtcircuitelor, protejând stabilizatorul integrat față de variațiile diferențiale mari (intrare-ieșire) de tensiune.

Dezavantajul schemei este nivelul ridicat al zgomotului de la ieșire, precum și o derivă relativ mare a tensiunii de ieșire, datorită diodelor Zener.

Valoarea lui  $R_1$  se calculează cu ajutorul relației:

$$R_1 \approx \frac{U_{in} - (U_{Z_1} + U_{Z_2})}{I \text{ în sarcină}}. \quad (2.79)$$

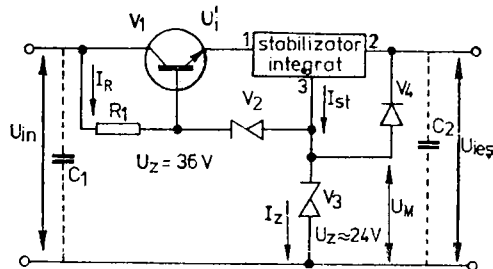


Fig. 2.46. Stabilizatori de înaltă tensiune:

$$U_{ies} = U_{st} + U_M.$$

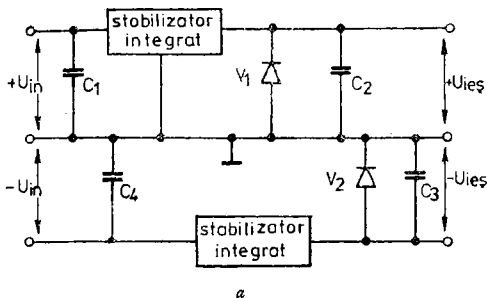


Fig. 2.47 a. Stabilizator dual de tensiune

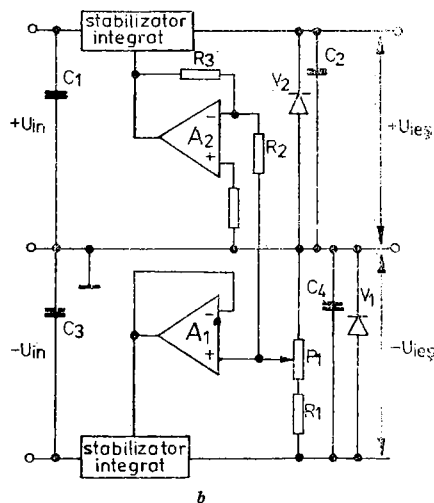


Fig. 2.47 b. Stabilizator dual de tensiune, cu urmărire

Foarte frecvent se realizează surse de tensiune stabilizate, duale, cu sau fără urmărire, așa cum se observă în figurile 2.47 a și b.

În figura 2.47 a sursa de tensiune duală folosește stabilizatori independenți pentru fiecare tensiune. Dioda  $V_1$  asigură startul stabilizatorului, protejînd împreună cu  $V_2$  stabilizatorii integrați.

Avînd în vedere că stabilizatorul negativ are performanțe mai bune în ceea ce privește deriva de tensiune, partea negativă va fi urmărită de partea pozitivă.

## 2.9.2. STABILIZATORI DE TENSIUNE DE TIP PARALEL

Stabilizatorii de tensiune de tip paralel (fig. 2.48) sînt utilizați cînd se cere o izolare bună între curentul de intrare și cel de ieșire sau dacă sursa primară de alimentare trebuie să furnizeze un curent constant de sarcină, chiar și în cazul existenței unor variații ale rezistenței de sarcină.

Circuitul îl menține pe  $I_{in}$  la valoarea constantă  $I_{ies} + I_s$ , la care se adaugă curenții prin  $R_z$ ,  $R_f$  și AO. În situația că tensiunea de ieșire tinde să se reducă ca urmare a unei creșteri a curentului de sarcină, tensiunea  $U_1$  de la intrarea neînversoare a AO va scădea, determinînd micșorarea tensiunii și în baza lui  $V_1$ , implicit a curentului  $I_s$ . Reducerea lui  $I_s$  va avea loc exact cu aceeași valoare cu care va crește curentul  $I_{ies}$ , ceea ce înseamnă că  $I_{in}$  rămîne constant.

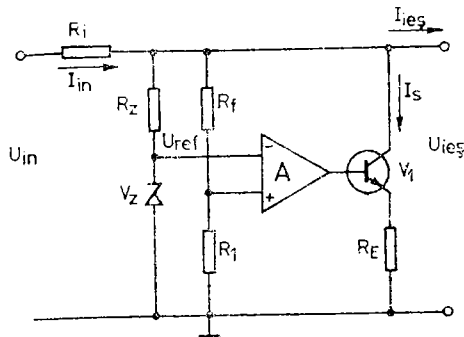


Fig. 2.48. Stabilizator de tensiune tip paralel

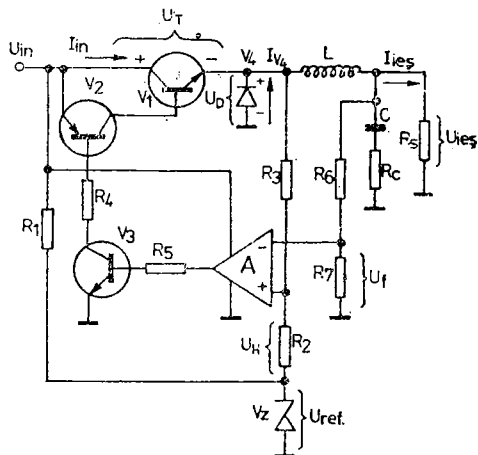


Fig. 2.49. Stabilizator de tensiune în regim de comutație;  $R_C$  — rezistența serie echivalentă a capacitorului.

Circuitul este caracterizat prin următoarele relații de proiectare:

$$U_{ieș} = U_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_f}{R_f}; \quad (2.80)$$

$$R_i = \frac{U_{in} - U_{ieș}}{I_{in}}; \quad R_2 = \frac{U_{ieș} - U_{ref}}{I_z}, \quad (2.81)$$

unde  $I_z$  este curentul optim prin dioda Zener;

$$\begin{aligned} R_f &= \frac{100 \cdot U_{ref}}{I_{in}}; & R_1 &= \frac{100 \cdot U_{ieș}}{I_{in}} - R_f; \\ R_E &= \frac{U_{ieș}}{I_{in}}. \end{aligned} \quad (2.82)$$

### 2.9.3. STABILIZATORI DE TENSIUNE PRIN COMUTAȚIE

Un alt tip de stabilizatori foarte des întâlniți în aplicații sînt cei care lucrează în regim de comutație (fig. 2.49). Funcționarea lor se bazează pe comutația tranzistorului  $V_1$  din regim blocat în regim de conducție, care, în mod uzual, se face cu o frecvență variabilă în domeniul 5 ... 100 kHz. Astfel, dacă presupunem că la momentul inițial  $U_f$  crește pînă ce devine brusc mai mare decît  $U_{ref} + U_H$ , ieșirea AO devine dintr-odată mai negativă și, în consecință, va produce blocarea tranzistorilor  $V_3$ ,  $V_2$  și  $V_1$ . În momentul blocării lui  $V_1$  curentul din  $L$  și  $R_L$ , datorită efectului inductanței, nu variază instantaneu.

Curentul memorat în inductor va circula, deci, prin dioda  $V_4$ , iar valoarea sa scade în funcție de timp, ceea ce duce în cele din urmă la reducerea lui  $U_{ieș}$ . Dacă tensiunea  $U_{ieș}$  scade, se micșorează și  $U_f$  sub valoarea tensiunii de referință  $U_{ref}$ . Tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional va deveni pozitivă, ceea ce determină deschiderea tranzistorilor  $V_3, V_2, V_1$  și, deci, din nou creșterea curentului prin  $L$ . Procesul continuă pînă cînd  $U_f$  devine din nou mai mare decît  $U_{ref} + U_H$ .

Ecuatiile de proiectare pentru circuitul din figura 2.49 sînt următoarele:

$$U_{ieș} = U_{in} \cdot \frac{t_{conducție}}{t_{conducție} + t_{blocare}}; \quad (2.83)$$

$$L = \frac{(U_{in} - U_{ieș}) \cdot t_{conducție}}{2(I_v - I_{ieș})}; \quad (2.84)$$

$$C = \frac{U_{in} - U_{ieș}}{4\pi^2 f_0^2 L U_r}, \quad (2.85)$$

unde:  $I_{ieș}$  (mediu) este curentul prin sarcină;

$U_r$  — valoarea vîrf-la-vîrf, maxim admisă pentru neuniformitatea tensiunii;

$I_v$  — valoarea de vîrf a curentului prin sarcină (cu 5 ... 20% mai mare decît  $I_{ieș}$ );

$$f_0 = \frac{1}{t_{conducție} + t_{blocare}} = \frac{R_c U_{ref} (U_{in} - U_{ref})}{U_{in} U_r L}. \quad (2.86)$$

În calculul exact al lui  $U_{ieș}$  și  $f_0$  trebuie să se ia în considerare timpii de tranziție ai tranzistorului  $V_1$  din regim de comutație în regim de blocare și invers.

Rezistențele se calculează cu relațiile:

$$R_1 = \frac{U_{in} - U_{ref}}{I_z}, \quad (2.87)$$

unde:  $I_z$  este curentul optim prin dioda Zener;

$$R_2 = \frac{10R_1 U_r}{U_{in} - U_{ref}};$$

$$R_3 = 10R_1 - R_2; \quad (2.88)$$

$$R_4 = \frac{U_{in} \beta_1 \beta_2}{I_{ieș}}.$$

în care:  $\beta_1$  și  $\beta_2$  sînt amplificările minime în curent ale tranzistorilor  $V_1$  și  $V_2$ ;

$$R_5 = \frac{\beta_1 \beta_2 \beta_3 U_{in}}{I_{ies}}; \quad (2.89)$$

$$R_6 = R_3; \quad (2.90)$$

$$R_7 = \frac{R_6 U_{ref}}{U_{ies} - U_{ref}}.$$

Stabilizatorii în regim de comutație pot fi realizați și cu circuite integrate stabilizatoare (vezi fig. 2.50).

Deoarece nu există nici o intrare de referință, bucla de reacție pozitivă ( $R_1, R_2$ ) va fi conectată direct la terminalul de masă al circuitului integrat stabilizator. Odată aplicată tensiunea de alimentare  $U_{in}$ , curentul de sarcină care circulă prin stabilizatorul integrat va deschide tranzistorul  $V_1$ , permițînd cuplarea inductorului  $L$  la sursa de alimentare. Pe măsură ce curentul prin  $L$  crește, stabilizatorul integrat furnizează din ce în ce mai puțin curent lui  $R_s$  și, în final,  $V_1$  se va bloca.

Pentru optimizarea randamentului stabilizatorului este necesară minimizarea oricărui curent continuu prin  $R_E$ , lucru care se realizează prin alegerea corespunzătoare a lui  $R_E$ :

$$I_{RE} + I_B = \frac{U_{BE(sat)}}{R_E} + I_B \approx \frac{U_{in} - U_{ies}}{2L} \cdot t_{conducție}. \quad (2.91 a)$$

Capacitorul  $C_3$  îmbunătățește forma tensiunii în nodul  $G$  și, deci, reduce neuniformitatea tensiunii de ieșire.

Neuniformitatea se calculează cu relația:

$$U_r = \frac{U_{in} R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.91b)$$

La multe aplicații este adesea necesară generarea unei tensiuni de o valoare diferită față de cea disponibilă în montaj. Stabilizatorii de tensiune cu comutație pot realiza conversii de la o tensiune de intrare mai mare la una mai mică, în condiții de randament maxim. Problema se complică în situația cînd tensiunea de ieșire trebuie să fie mai mare decît tensiunea de intrare.

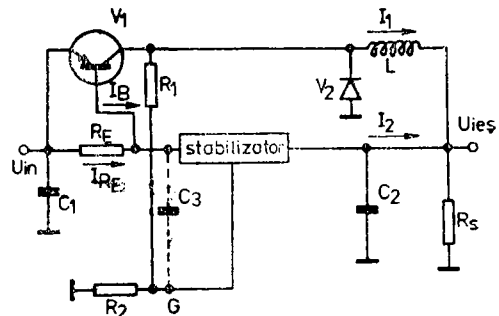


Fig. 2.50. Stabilizator în regim de comutație, realizat cu stabilizator integrat

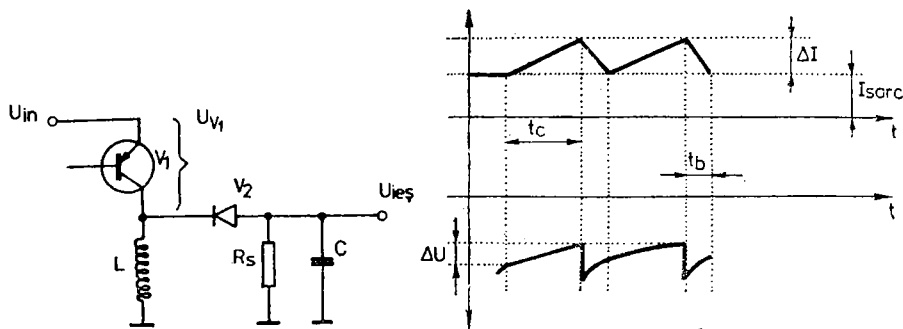


Fig. 2.51. Principiul unui convertor de tensiune de c.c., pentru diferite combinații ale tensiunilor de intrare/ieșire:

$t_c$  — timpul de conducție;  $t_b$  — timpul de blocare.

Ca o mențiune specială, obținerea unei tensiuni de polaritate opusă celei de intrare necesită un proces de proiectare mai complicat.

În cele ce urmează este descris principiul de funcționare al unui convertor de tensiune continuă de la  $+5\text{ V}$  la  $-15\text{ V}$ , care poate fi utilizat la orice combinație de tensiuni intrare-ieșire (fig. 2.51).

Tranzistorul  $V_1$  funcționează în regim de comutație (blocat-saturat), au un anumit raport între perioadele respective. În cazul cînd curentul de bază este suficient pentru aducerea tranzistorului în regim de saturație, pe inductorul  $L$  tensiunea va fi  $U_{in} - U_{v(sat)}$ . Variația curentului din inductorul  $L$  este dată de relația:

$$\Delta I = \frac{U_{in} - U_{v(sat)}}{L} \cdot t_{conducție} \approx \frac{U_{in}}{L} \cdot t_{conducție}. \quad (2.92)$$

Pe timpul cît  $V_1$  este blocat, curentul din  $L$  circulă prin dioda  $V_2$  creînd pe rezistorul de sarcină  $R_s$  o cădere negativă de tensiune. Existența capacitorului  $C$ , în paralel pe  $R_s$ , împiedică scăderea la zero a tensiunii pe perioada de conducție a tranzistorului  $V_1$ . Presupunînd că  $C$  are o valoare mare, variația curentului este:

$$\Delta I = \frac{U_{ieș} - U_{V_2}}{L} \cdot t_{blocare} \approx \frac{U_{ieș}}{L} \cdot t_{blocare}. \quad (2.93)$$

Pe timpul cît tranzistorul  $V_1$  conduce, în  $L$  se acumulează energie, iar energia înmagazinată în  $C$  este consumată de  $R_s$ .

Căderea de tensiune de pe capacitorul  $C$  este egală cu:

$$\Delta U = \frac{I_{sarcină} \cdot t_{conducție}}{C}. \quad (2.94)$$

În perioada blocării energia stocată în  $L$  este transferată capacitorului  $C$  și rezistorului de sarcină  $R_s$ .

Timpul de blocare,  $t_{\text{blocare}}$ , poate fi estimat mai simplu ca:

$$t_{\text{blocare}} = \frac{U_{in}}{U_{ieş}} \cdot t_{\text{conducție}}. \quad (2.95)$$

Capacitorul se va reîncărca cu un curent mediu exprimat de relația:

$$I_C = \frac{\Delta U \cdot C}{t_{\text{blocare}}} = \frac{I_{\text{sarcină}} \cdot U_{ieş}}{U_{in}}. \quad (2.96)$$

Curentul total care trece prin  $L$  — pe perioada blocării — poate fi exprimat sub forma:

$$I_L = I_S + I_C. \quad (2.97)$$

Din analiza figurii 2.51 rezultă că:

$$I_C = \frac{\Delta I}{2} = \frac{U_{in} \cdot t_{\text{conducție}}}{2L} \quad (2.98)$$

ceea ce duce la relația:

$$t_{\text{conducție}} = 2 \cdot \frac{L \cdot I_S \cdot U_{ieş}}{U_{in}^2}. \quad (2.99)$$

Avînd în vedere că randamentul este de aproximativ 75%, expresia finală va fi:

$$t_{\text{conducție}} = 1,5 \cdot \frac{L \cdot I_S \cdot U_{ieş}}{U_{in}^2}. \quad (2.100)_r$$

## ANALIZORI DE SEMNAL

În arhitectura mai mult sau mai puțin complexă a circuitelor electronice este indispensabil să se urmărească numeroși parametri ce caracterizează semnalele. Desigur, cele mai uzuale caracteristici ale unui semnal sînt amplitudinea, frecvența și faza, dar pe lîngă acestea mai sînt frecvent necesare în multe aplicații și alte informații suplimentare. Astfel de date se obțin prin intermediul unor circuite specializate: detectori de vîrf, comparatori, discriminatori de tensiune, circuite de valoare absolută etc. În ultimul timp toate acestea se realizează pe bază de AO, elemente ideale pentru analiza semnalelor.

### 3.1. COMPARATORI

Compararea a două niveluri de tensiune este una dintre aplicațiile cele mai des întîlnite ale amplificatorilor operaționali. Deși în prezent există numeroși comparatori special proiectați, varietatea lor este totuși mult mai redusă decît a amplificatorilor operaționali. Comparatorii realizați cu AO permit alegerea celui mai reușit compromis în privința derivei, vitezei de răspuns, curentului de intrare și prețului de cost. Printre funcțiile cele mai uzuale ale comparatorilor cu amplificatori operaționali se pot aminti: histerezisul controlat, conversia unui semnal în semnal dreptunghiular, detecția de impulsuri etc.

Conversia unor semnale oarecare în semnale dreptunghiulare este o operație simplă și se poate realiza comparînd nivelul acestora cu o referință stabilită în funcție de necesitate. Dacă nivelul semnalului este foarte mic, procesul de comparare va fi afectat de erorile specifice amplificatorilor operaționali și, în special, de tensiunea de decalaj de la intrare.

Pentru evitarea acestui inconvenient s-au elaborat circuite în care pragul de comparare se reglează automat, folosind o buclă de reacție în curent continuu. În acest fel se înlătură efectul tensiunii de decalaj și se pot detecta semnale de curent continuu cu amplitudini extrem de mici.

Un mijloc de reglare automată a pragului și de rejecție simultană a zgomotului îl constituie montajul din figura 3.1. În acest circuit primul AO acționează ca detector de vîrf, încărcînd capacitorul  $C$  — pe perioada impulsuri-

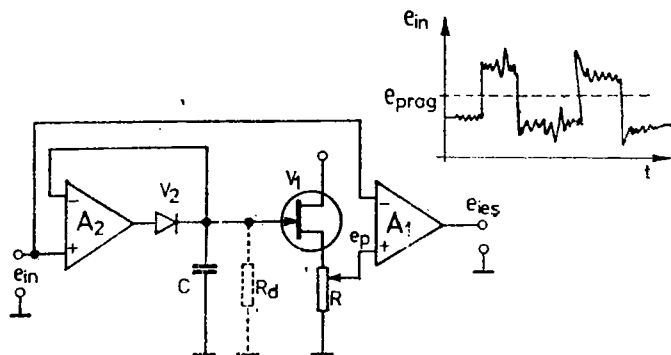


Fig. 3.1. Conversia semnalelor de c.a. în semnale dreptunghiulare

lor — la valoarea de vîrf; dioda  $V_2$  împiedică descărcarea capacitorului  $C$  prin impedanța de ieșire a amplificatorului operațional, iar tranzistorul cu efect de câmp, montat ca repetor, are rol și de etaj de separare, pentru a evita descărcarea capacitorului  $C$  prin impedanța de intrare a celui de al doilea AO. Al doilea AO îndeplinește funcția de comparare și de rejectie a zgomotului care afectează palierul impulsurilor. Pragul de comparare se stabilește la valoarea dorită cu ajutorul potențiometrului  $R$ . Schema este deosebit de practică în situația cînd impulsurile sînt de frecvență foarte joasă.

În cazul impulsurilor de frecvență ridicată se poate renunța la TEC și se introduce în schimb un divizor rezistiv pentru stabilirea pragului de comparare sau, dacă se dorește un reglaj automat al pragului, se conectează un rezistor  $R_d$ , de descărcare a capacitorului cu o constantă de timp,  $\tau = R_d \cdot C$ , convenabil aleasă, în funcție de nivelurile la care trebuie stabilit pragul și de frecvența impulsurilor. Schema poate fi utilizată și la detecția prin comparare a unor impulsuri afectate de zgomot, care nu sînt periodice.

Pentru a asigura o corectă funcționare a montajului este necesar ca primul AO care lucrează ca detector de vîrf să fie compensat corespunzător spre a nu apărea supracreșteri.

Un alt tip de comparator foarte des întîlnit la detecția semnalelor afectate de zgomot este comparatorul cu histerezis, care se obține prin introducerea unei reacții pozitive de la ieșire la intrarea neinvertoare. Cea mai simplă schemă de histerezis este dată în figura 3.2.

Ecuatiile pentru acest tip de comparator sînt următoarele:

$$U_M = U_{ref} + \frac{R_r(e_{ies_{max}} - U_{ref})}{R_f + R_r}; \quad (3.1)$$

$$U_m = U_{ref} + \frac{R_r(e_{ies_{min}} - U_{ref})}{R_f + R_r}. \quad (3.2)$$

Lățimea buclei de histerezis este dată de expresia:

$$U_H = U_M - U_m = \frac{R_r}{R_f + R_r} \cdot (e_{ies_{max}} - e_{ies_{min}}). \quad (3.3)$$

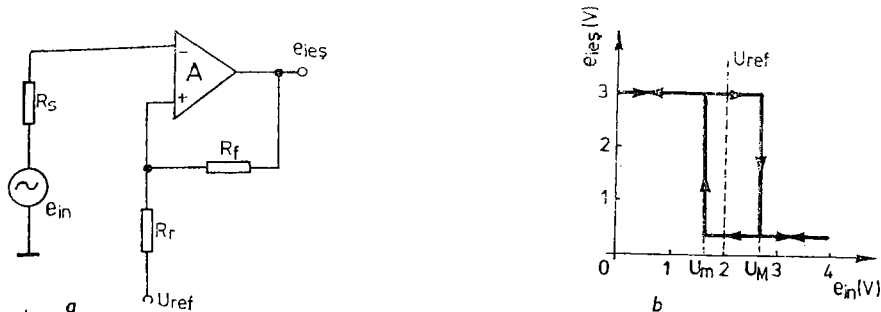


Fig. 3.2. Comparator cu histererezis: a.  $R_s \approx R_f // R_r$ ; b. Caracteristica de transfer.

Montajul suferă totuși de o anumită lipsă de precizie, deoarece reacția pozitivă se obține de la ieșirea aflată în saturație. O precizie mai mare se poate obține limitînd ieșirea comparatorului cu diode Zener, însă nivelul de precizie al detecției rămîne încă dependent de toleranțele și deriva diodelor stabilizatoare.

Un circuit analizor de semnal de precizie ridicată, cu histererezis, funcționînd ca trigger Schmitt de bandă largă, se poate obține cu ajutorul unui amplificator operațional montat ca în figura 3.3. În acest circuit dacă tensiunea  $e_{in}$  este nulă, atunci  $e_{ies}$  devine  $-U_A$ . Totodată, expresia lui  $U_M$  este:

$$U_M = \frac{U_{ref} \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.4)$$

Pe măsură ce  $e_{in}$  crește și depășește valoarea lui  $U_M$  ( $e_{in} > U_M$ ),  $e_{ies}$  devine pozitivă. Tensiunea pe intrarea inversoare are acum forma:

$$U_m = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \cdot U_{ref}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} = \frac{R_2 R_3 \cdot U_{ref}}{R_2 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3}. \quad (3.5)$$

Această tensiune este mai mică decît nivelul de prag anterior. Dacă este necesar să se mărească și mai mult precizia de măsurare, care la acest montaj

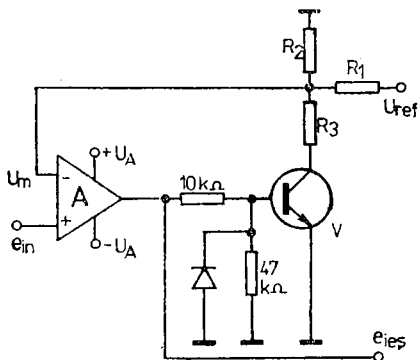


Fig. 3.3. Trigger Schmitt de bandă largă cu AO

este afectată de tensiunea de saturație a tranzistorului, se înlocuiește tranzistorul bipolar cu un TEC, luând valorile lui  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$  cât mai mari posibil, ceea ce ar impune folosirea unui amplificator operațional avînd la intrare TEC-uri sau tranzistori superbeta, pentru a avea un curent de polarizare cât mai mic.

Detectorul de două limite sau comparatorul de tip fereastră din figura 3.4 *a* este realizat din doi comparatori. El indică dacă valoarea semnalului se situează într-un interval stabilit cu ajutorul unor tensiuni de referință. Cînd semnalul se află în cadrul gamei stabilite (respectiv în interiorul ferestrei) ieșirea va fi în starea *zero*, iar dacă se depășește acest cadru, ieșirea comparatorului va trece în starea *unu*. Funcționarea comparatorului-fereastră este ilustrată de caracteristica de transfer (figura 3.4 *b*).

Așadar, dacă

$$U_{refM} < e_{in} < U_{refm}, \quad (3.6)$$

atunci  $e_{ieș} = 0$ , iar, respectiv, dacă  $e_{in} < U_{refmim}$  sau  $e_{in} > U_{refM}$ , rezultă că  $e_{ieș} = 1$ .

Acest circuit permite o extrapolare rapidă la comparatorul-fereastră cu apertură multiplă (vezi figura 3.5).

Pe măsură ce semnalul de intrare crește, trecînd prin valorile de referință, ieșirile AO sînt comandate succesiv la valoarea pozitivă. Concomitent, tranzistorii cu efect de cîmp asociați căii de semnal se blochează și, ca urmare, ieșirea comparatorului anterior va trece în stare negativă. Lanțul de comparatori poate fi extins la valoarea  $n$ , arbitrară, și se observă că întotdeauna ultimul comparator nu va mai fi comutat înapoi în starea negativă. Ieșirea fiecărui comparator rămîne pozitivă doar atît timp cît  $e_{in}$  este cuprinsă între tensiunea sa de referință și cea a comparatorului superior.

Rezistențele și capacitățile în regim de conducție ale comutatorilor reprezintă o sursă inerentă de erori pentru acest tip de comparator și acționează atît asupra comparării cît și a timpului de răspuns.

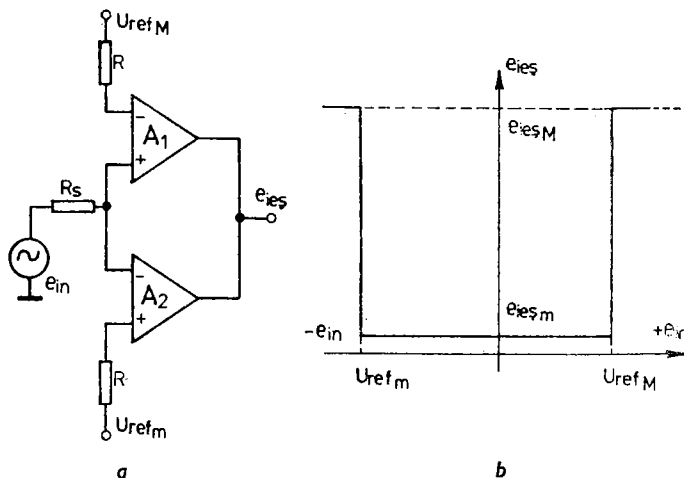


Fig. 3.4. Comparator-fereastră

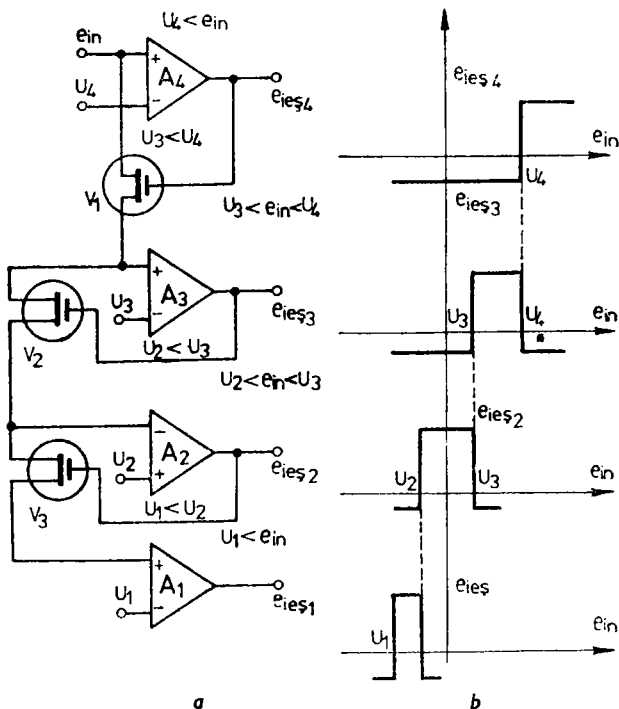


Fig. 3.5. Discriminator-fereastră cu apertură multiplă

### 3.2. DETECTORI DE VÎRF

Cea mai uzuală mărime caracteristică pentru curenții sau tensiunile de curent continuu este valoarea eficace a tensiunii, respectiv a curentului, deoarece furnizează o indicație foarte utilă asupra conținutului de energie, însă instrumentele pentru măsurarea valorii eficace nu reușesc să facă față la semnalele tranzitorii, cum ar fi apariția unui singur impuls. Asemenea impulsuri se întâlnesc practic în toate domeniile electronicii. În aceste cazuri amplitudinea semnalului reprezintă o informație mult mai utilă decât valoarea eficace, dar dispozitivul folosit pentru măsurare — detectorul de vîrf — trebuie să dispună de viteză și precizia corespunzătoare aplicației.

Detectorul de vîrf este un circuit de eșantionare și memorare, ale cărui moduri de lucru sînt comandate de semnalul de urmărit. Astfel, pe măsură ce semnalul crește peste valoarea memorată anterior, detectorul de vîrf îl urmărește în modul eșantionare. Când semnalul începe să scadă detectorul de vîrf reține în modul de lucru memorare valoarea maximă anterioară a semnalului, care este menținută de detectorul de vîrf pînă ce semnalul de intrare ia o valoare mai mare sau se dă o comandă de ștergere. Prin acest mod de funcționare detectorul de vîrf obține o tensiune de ieșire egală cu va-

loarea maximă a semnalului urmărit. Funcționarea de principiu a detectorului de vîrf este prezentată în figura 3.6. Datorită diodelor, tensiunea de la ieșirea detectorului nu poate descinde, ci doar să crească sub acțiunea semnalului de intrare. Pentru a înlătura tensiunea memorată s-a introdus un comutator comandat electronic (de regulă, un tranzistor cu efect de cîmp).

În cazul unor semnale repetitive comutatorul se înlocuiește cu un rezistor avînd între două vîrfuri de semnal o acțiune nesemnificativă de descărcare, dar care în absența semnalului poate descărca în totalitate capacitorul.

Detectorul de vîrf din figura 3.6 este afectat de o serie de erori, dintre care cele mai importante sînt: erorile introduse de AO, montat ca repetor de tensiune, timpul de comutație al diodelor, supracreșterile, curenții de scurgere paraziți. În modul de lucru eșantionare erorile sînt produse de: tensiunea de decalaj de la intrarea AO, eroarea de amplificare, eroarea de mod comun, lărgimea de bandă a AO. În afară de aceasta, fenomenele de supracreștere pot să încarce capacitorul la o valoare mai mare decît tensiunea de vîrf a semnalului de intrare. Pentru a nu mai avea erori de acest fel, care sînt în genere destul de mari, se va compensa faza AO în așa fel, încît să nu aibă supracreșteri în regim de sarcină capacitivă.

Rețeaua de compensare a fazei se stabilește observînd răspunsul circuitului la un tren de impulsuri dreptunghiulare, cu dioda  $V_1$  scurtcircuitată, pentru a putea obține un răspuns repetitiv. Erorile în modul de lucru memorare sînt cauzate de pierderile parazite pe capacitorul  $C$ , care produc în timp variații ale tensiunii de ieșire. Aceste scurgeri parazite pot fi provocate de: curentul de scurgere al diodei  $V_1$  și al comutatorului de ștergere, pierderile din dielectricul capacitorului  $C$ , curentul de polarizare al intrării AO și curentul prin sarcina de ieșire.

Pentru minimizarea erorilor introduse de diode și de comutatorul de ștergere se vor alege dispozitive cu curenți de scurgere cît mai mici.

Erorile datorate absorbției dielectricului din capacitor se reduc prin utilizarea unor condensatori cu dielectric din politetrafluorură de etilen (PTFE) sau polistiren. Mai pot rezulta erori semnificative și datorită timpilor de tranziție la comutația de la un mod de lucru la altul, deoarece în timpul acestei tranziții ieșirea amplificatorului trebuie să realizeze o excursie de tensiune de la valoarea la care ea este axată de către  $V_2$  la valoarea cerută de noul mod de lucru. Dacă durata acestui interval de tranziție este mai mare decît durata vîrfului de semnal, acesta nu va fi sesizat de detector.

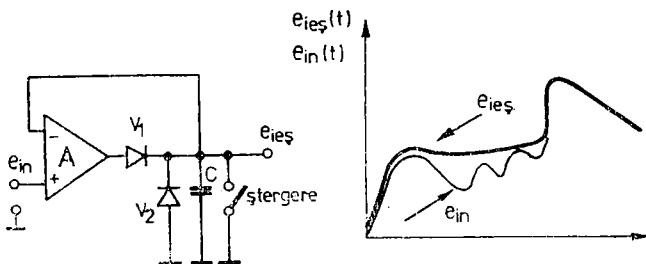


Fig. 3.6. Principiul unui detector de vîrf:  $e_{ies}(t) = e_{in_{max}}$

Proiectarea unui detector de vîrf trebuie să înceapă cu stabilirea timpului de răspuns și a derivei admisibile în modul de lucru memorare. Luînd în considerare curentul de scurgere parazit,  $I_p$ , și deriva,  $K$ , a tensiunii produse de acesta se obține capacitatea de memorare  $C_M$ :

$$C_M \geq \frac{I_p}{K}. \quad (3.7)$$

Pentru a încărca acest capacitor în perioada impusă de timpul de răspuns necesar,  $t_n$ , va trebui ales un AO avînd curent de ieșire și timp de răspuns adecvate. Acesta din urmă trebuie să fie chiar cel al amplificatorului operațional compensat în fază atunci cînd supracreșterea la răspunsul treaptă în sarcină capacitivă este nulă. Curentul de ieșire trebuie să fie astfel încît capacitorul de memorare să se încarce în timpul  $t_n$  la tensiunea de vîrf a semnalului de intrare  $e_{i\text{vrf}}$ :

$$I_{ieș} \geq 2C_M \frac{e_{i\text{vrf}}}{t_n}. \quad (3.8)$$

În expresia de mai sus factorul 2 reprezintă un coeficient de siguranță, care permite ca jumătate din timpul necesar să fie folosit pentru încărcare și cealaltă jumătate pentru stabilizarea finală. Deoarece, în general, majoritatea sarcinilor conectate la ieșirea unui detector de vîrf produc o cădere de tensiune apreciabilă în modul memorare este necesară introducerea unui etaj de separare, care se realizează fie cu ajutorul unor TEC-uri, fie cu ajutorul altui AO.

În etajul din figura 3.7 detectorul de vîrf prezintă, prin adăugarea rezistorului  $R_1$ , o amplificare supraunitară. Deoarece tensiunea de pe capacitorul  $C$  este egală cu tensiunea de ieșire, tensiunea memorată va fi egală cu tensiunea de intrare amplificată. Un detector de vîrf care folosește un AO auxiliar permite anularea curenților de polarizare ai intrărilor și, deci, o cădere de tensiune neglijabilă pe capacitorul  $C_M$  în regim de memorare, cu condiția ca respectivii curenți de polarizare să fie egali. În figura 3.8 este prezentat un asemenea montaj de detector de vîrf, proiectat conform condiției de minimizare a erorilor datorate diverșilor curenți de scurgere.

Folosirea unor AO integrați pe același cip, deci cu curenți de intrare foarte apropiați, permite realizarea unui detector de vîrf, la care erorile cauzate de curenții de intrare sînt aproape eliminate, avînd totodată o impedanță de intrare mare și o impedanță de ieșire mică.

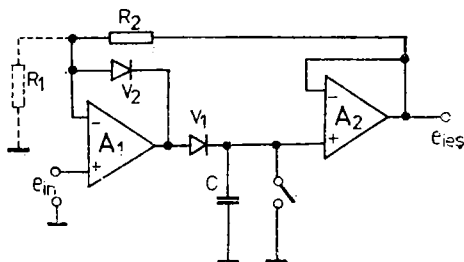


Fig. 3.7. Detector de vîrf:

$$e_{ieș} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \cdot e_{in_{max}}$$



Datorită divizorului rezistiv de la intrare, valoarea semnalului de intrare se înjumătățește; tensiunea memorată pe  $C_1$  se va regăsi amplificată de două ori la ieșire datorită lui  $A_3$ . În acest circuit, spre a minimiza curentul de polarizare a etajului de separare pentru detectorul de vîrf al valorilor negative, s-a conectat în bucla de reacție a lui  $A_3$  capacitorul  $C_2$ , de memorare a curentului. Se observă că referința față de masă a detectorului de vîrf pentru mărimi negative este luată de la ieșirea detectorului de vîrf pozitiv, motiv pentru care  $A_3$  adună ieșirea amplificată a detectorului de vîrf pozitiv la cea inversată a detectorului de vîrf negativ. Suma respectivă reprezintă valoarea vîrf-la-vîrf a semnalului de intrare.

Pe de altă parte, datorită faptului că cei doi condensatori de memorare sînt situați la intrările lui  $A_3$ , se produce un fenomen convenabil de anulare a efectului de diminuare a tensiunilor în modul memorare. Alegerea judicioasă a valorilor celor doi condensatori de memorare, în situația în care curenții de polarizare a intrărilor lui  $A_1$ ,  $A_2$ , și  $A_3$  sînt aproximativ egali, constă în îndeplinirea condiției:  $C_1 = 3C_2$ . Este evident că performanțele globale ale unui detector vîrf-la-vîrf sînt strîns legate de performanțele fiecărui detector în parte ( $A_1$ - $A_3$  formează detectorul de vîrf pozitiv, iar  $A_2$ - $A_3$ , detectorul de vîrf negativ). Evaluarea erorilor care afectează circuitul de determinare a valorii vîrf-la-vîrf a unui semnal se face analizînd erorile specifice fiecăruia dintre detectorii de vîrf existenți în montaj.

O aplicație frecventă a acestui tip de detectori este determinarea excursiei maxime a unui semnal reprezentînd un proces oarecare.

### 3.3. CIRCUITE PENTRU CALCULUL VALORILOR ABSOLUTE

Redresorii de precizie sau circuitele pentru evaluarea valorii absolute sînt larg întrebuițați în voltmetrii de curent alternativ ori în alte dispozitive de urmărire a semnalelor.

Valoarea absolută a unui semnal se poate obține cu multă ușurință prin conversia semnalului bipolar în semnal unipolar. Cu ajutorul amplificatorilor operaționali se realizează circuite de redresare de mare precizie, fără a sacrifica o porțiune din semnal, așa cum se întîmplă în cazul redresării cu diode. Acest lucru este posibil prin conectarea diodelor de redresare în bucla de reacție a amplificatorului operațional, care va micșora nivelul pierderilor de semnal cu atît mai mult, cu cît va dispune de o amplificare în buclă deschisă mai mare.

Cele mai uzuale circuite de evaluare a valorii absolute utilizează doi AO, conectați astfel încît să comute polaritatea amplificării atunci cînd semnalul își schimbă polaritatea. Pentru a ilustra posibilitățile oferite în asemenea aplicații de către amplificatorii operaționali, se va examina circuitul din figura 3.10. Aplicînd la intrare o tensiune sinusoidală, respectiv plecînd de la zero, tensiunea la intrarea amplificatorului crește spre valori pozitive.

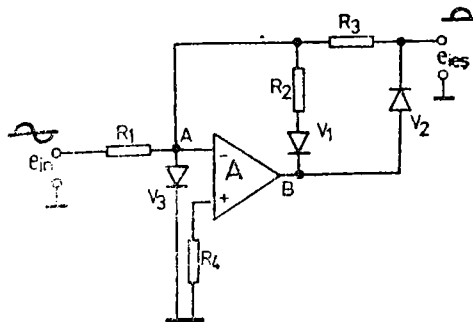


Fig. 3.10. Redresor monoalternanță:

$$R_1 = R_2 = R_3; \quad R_4 = R_1 // R_2.$$

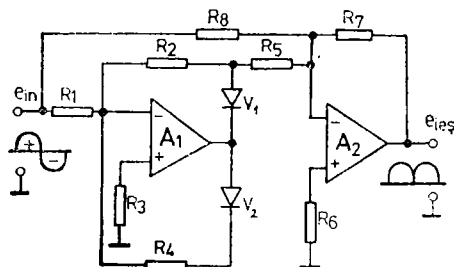


Fig. 3.11. Redresor dublă alternanță:

$$R_1 = R_2 = R_4 = R_5; \quad R_7 = R_8 = 2R_1 = 2R_2 = \dots \quad R_3 = R_6 = R_1 // R_2.$$

Atît timp cît tensiunea de deschidere a diodei  $V_1$  nu este atinsă (dioda  $V_2$  fiind oricum blocată), amplificatorul lucrează în buclă deschisă cu amplificarea foarte mare. De exemplu, considerînd un AO cu amplificarea în buclă deschisă de 25 000, iar tensiunea de deschidere a diodei fiind de 0,7 volți, rezultă că ecartul pozitiv aplicat la intrare, pentru ca ieșirea să ajungă la valoarea de 0,7 volți, este  $0,7 : 25\,000 = 28\,\mu\text{V}$ .

În momentul în care dioda  $V_1$  se deschide, bucla de reacție se închide și amplificatorul se comportă ca amplificator inversor cu amplificarea echilibrată ( $R_1 = R_3$ ), iar tensiunea în punctul  $B$  urmărește tensiunea de intrare. Rolul diodei  $V_3$  este de a proteja de supratensiuni intrarea amplificatorului operațional. Datorită însă faptului că dioda  $V_2$  este blocată, la ieșire nu se culege nici o tensiune, din contră, pentru valori negative ale semnalului de intrare, dioda  $V_2$  trece în stare de conducție, iar la ieșire se culege o tensiune aproape egală cu tensiunea de intrare. În felul acesta s-a realizat un redresor monoalternanță aproape perfect cu o zonă de ineficacitate pentru semnale extrem de mici ( $28\,\mu\text{V}$  pentru exemplul dat) în raport cu semnalul de intrare ( $1\,\text{V}_{\text{vv}}$ ). Trebuie remarcat totodată că printr-o alegere corespunzătoare a rezistorilor din bucla de reacție se realizează un circuit care reunește funcțiile de redresor monoalternanță și amplificator.

Pentru un redresor cu dublă alternanță, la circuitul prezentat mai sus se va mai adăuga un circuit de sumare (fig. 3.11). Amplificatorul  $A_1$  funcționează ca redresor monoalternanță cu inversiune, astfel că alternanțele negative vor da la ieșirea acestuia valoarea zero, dar totodată vor fi aplicate prin intermediul lui  $R_8$  la intrarea inversoare a lui  $A_2$ , care funcționează ca sumator. Ieșirea lui  $A_2$ , pentru alternanțele negative de la intrare, va fi constituită din alternanțe pozitive de aceeași amplitudine. Pentru alternanțele pozitive de la intrare, ieșirea redresorului monoalternanță  $A_1$ , datorită modului de conectare a AO și valorilor rezistorilor din buclele de reacție, furnizează alternanțe negative de aceeași amplitudine, care — aplicate intrării sumatorului  $A_2$  —, vor da la ieșire în final tot alternanțe pozitive de aceeași amplitudine. După cum se vede, precizia redresorului este determinată doar de precizia rezistorilor  $R_1, R_2, R_4, R_5, R_7, R_8$ .

Procesul de redresare se poate realiza și fără diode, comutând în mod sincron sau asincron semnul amplificării. Pentru o corectă înțelegere se consideră circuitul din figura 3.12.

Tratând amplificatorul ca un AO ideal,

$$i_1 = i_2; \quad i_3 = i_4; \quad e_1 = e_2. \quad (3.9')$$

Pe de altă parte,

$$e_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot e_{in_2} \quad (3.9'')$$

și deci:

$$i_1 = \frac{e_{in_1} - e_1}{R_1} = \frac{e_{in_1}}{R_1} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot e_{in_2}. \quad (3.10)$$

Tensiunea de ieșire este:

$$e_{ieș} = e_1 - i_2 R_2. \quad (3.11)$$

Substituind în 3.11 pe  $e_1$  și  $i_2$  din expresiile (3.9'') și (3.10) se obține:

$$e_{ieș} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) e_{in_2} - \frac{R_2}{R_1} e_{in_1}. \quad (3.12)$$

Folosind circuitul ca amplificator diferențial cu  $R_1 = R_3$  și  $R_2 = R_4$  se va putea scrie:

$$e_{ieș} = \frac{R_2}{R_1} (e_{in_2} - e_{in_1}). \quad (3.13)$$

Dacă  $e_{in_1} = e_{in_2} = e_{in}$  (deci dacă intrările AO sînt conectate împreună) și  $R_1 = R_2$ , iar  $R_4$  se comută de la valoarea zero la  $\infty$ , este evident că circuitul poate fi folosit ca redresor sincron (sensibil la fază). Astfel, în conformitate cu ecuația 3.12, pentru  $R_4 = 0$ ,

$$e_{ieș} = -e_{in}, \quad (3.14)$$

iar pentru  $R_4 = \infty$ ,

$$e_{ieș} = e_{in}. \quad (3.15)$$

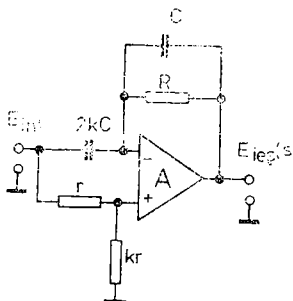
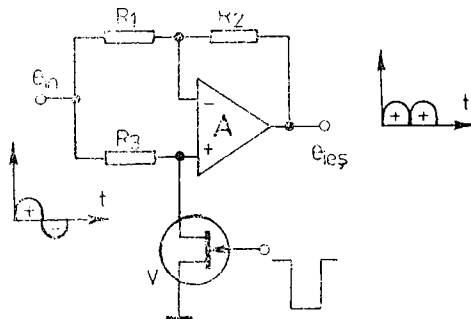


Fig. 3.12. Principiul redresării dublei alternanțe bazat pe schimbarea semnului amplificării

Fig. 3.13. Redresor dublă  
alternanță, sincron



Se observă că ecuațiile 3.14 și 3.15 sînt adevărate, independent de valoarea lui  $R_3$ , care însă poate fi astfel aleasă încît să minimizeze tensiunea de decalaj. Înlocuind rezistorul  $R_4$  cu un tranzistor cu efect de cîmp (figura 3.13) se obține un redresor cu dublă alternanță, sincron.

### 3.4. CIRCUITE DE MĂSURARE A VALORII ABSOLUTE ÎN DISPOZITIVE CU INTRĂRI DIFERENȚIALE

La voltmetrii de curent alternativ se folosesc frecvent redresori de mare precizie, capabili să efectueze redresarea pentru semnale care variază de la cîțiva milivolți la cîțiva volți. Pentru obținerea unei intrări diferențiale se poate introduce înaintea circuitului de redresare un AO conectat în configurație inversoare sau un amplificator specializat. Este posibil să se realizeze o variantă mai economică prin intermediul unui circuit de redresare de precizie, cu intrare diferențială (fig. 3.14).

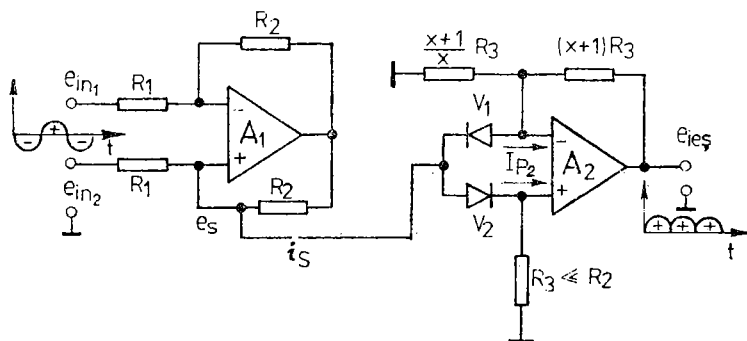


Fig. 3.14. Redresor de precizie cu intrare diferențială:

$$i_s = \frac{e_{in2} - e_{in1}}{R_1}; \quad R_3 \ll R_2.$$

În acest caz primul amplificator operațional se comportă ca un convertor de tensiune-curent, iar cel de al doilea, ca redresor și convertor curent-tensiune. Prin conversia tensiune-curent se simplifică procesul redresării de precizie, deoarece căderea de tensiune de pe diodele redresoare nu introduce erori în curentul de semnal. Conversia se face cu ajutorul unei surse de curent comandate în tensiune, cu intrare diferențială, la care trebuie să se țină seama de selectarea cu mare precizie a rezistorilor, în vederea menținerii unei impedanțe de ieșire foarte mari a sursei. Semnalul de intrare  $e_{in_2}$  furnizează curent direct redresorului format cu  $A_2$ , dar valoarea acestui curent este modificată de prezența lui  $e_s$ . În circuitul redresorului este debitat însă și un curent suplimentar prin calea de reacție pozitivă a lui  $R_2$ . Mărimea sa depinde de valoarea tensiunii de la ieșirea lui  $A_1$ , care este dependentă de valorile lui  $e_{in_1}$  și  $e_s$ . Deoarece efectul lui  $e_s$  asupra curentului adițional se opune curentului produs de  $e_{in_2}$ , este posibil ca cele două efecte să se anuleze dacă rețelele de reacție pozitivă și negativă sînt corect echilibrate. În acest caz curentul furnizat redresorului este independent de tensiunea pe care o dezvoltă pe el.

În concluzie, curentul furnizat redresorului este:

$$i_s = \frac{e_{in_2} - e_{in_1}}{R_1}. \quad (3.16)$$

Redresînd acest curent cu ajutorul unor diode montate în contratimp, la ieșirea lui  $A_2$  se obține o tensiune pozitivă. Cînd curentul este pozitiv dioda  $V_2$  se deschide, iar tensiunea de pe  $R_3$  va fi amplificată de  $x + 1$  ori:

$$e_{ie\bar{s}} = (x + 1) R_3 i_s, \quad \text{pentru } i_s > 0. \quad (3.17)$$

Pentru curenți negativi va conduce dioda  $V_1$ , iar amplificatorul operațional  $A_2$  funcționează ca inversor, cu tensiunea de ieșire:

$$e_{ie\bar{s}} = - (x + 1) R_3 i_s, \quad \text{pentru } i_s < 0. \quad (3.18)$$

Amplificarea fiind negativă, tensiunea de ieșire va avea valoarea:

$$e_{ie\bar{s}} = \frac{(x + 1) R_3}{R_1} |e_1 - e_2|. \quad (3.19)$$

Circuitele echivalente pentru cele două situații sînt date în figura 3.15.

Performanțele de joasă frecvență ale unui asemenea circuit sînt limitate de rezistorii din sursa de curent, de gradul de dezadaptare dintre ei, precum și de erorile de curent continuu specifice AO.

Tensiunea și curentul de decalaj de la intrarea lui  $A_1$  ( $U_{dec_1}$  și  $I_{dec_1}$ ), participă la generarea unui curent de eroare egal cu  $I_{dec_1} + U_{dec_1} \cdot R_1$ .

Ca metodă generală, curentul de eroare total poate fi compensat acționînd asupra reglajului de nul al AO.

Un alt motiv de înrăutățire a performanțelor este prezența curenților de polarizare ai amplificatorului operațional  $A_2$ , care nu pot fi anulați decît prin circuite speciale. Acești curenți modifică punctul de comutație al diodelor, astfel că la niveluri mici de semnal redresarea nu mai are loc.

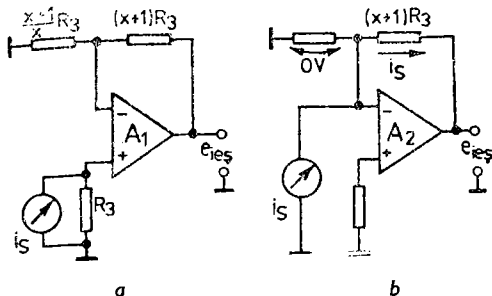


Fig. 3.15. Schema echivalentă:

- a)  $i_S > 0$ ;  $e_{ies} = (n + 1) R_3 i_S$ ; b)  $i_S < 0$ ;  
 $e_{ies} = -(n + 1) R_3 i_S$ .

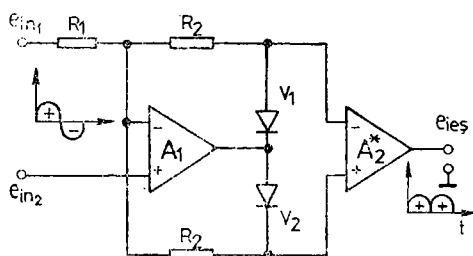


Fig. 3.16. Redresor cu intrare diferențială cu o singură intrare de mare impedanță:  $A_2^*$  - amplificator diferențial

Valoarea decalajului parazit care apare în regimul de comutație al diodelor se reduce prin generarea, la ieșirea sursei de curent, a unui curent de decalaj de compensare. Reglajul punctului de nul al lui  $A_1$  se face prin observarea modului în care are loc redresarea la nivel mic de semnal.

Performanțele de înaltă frecvență ale redresorului sînt limitate de proprietatea amplificatorului operațional  $A_1$  de a comanda rapid diodele de redresare. Timpul necesar pentru comutație este determinat de lărgimea de bandă a amplificatorului operațional și de viteza de răspuns a acestuia. El poate fi mult îmbunătățit dacă rezistența de sarcină  $R_3$  pentru sursa de curent este mult mai mică decît  $R_2$ , dar și din acest punct de vedere trebuie realizat un compromis optim, deoarece cu  $R_3 \ll R_2$  gama de variație a tensiunii de ieșire este mult atenuată.

Pentru aplicațiile care necesită doar o singură intrare de impedanță mare poate fi folosit un circuit ca cel din figura 3.16.

În acest montaj intrarea de impedanță mare este cea de la terminalul neinvertor, impedanța de intrare în mod comun a lui  $A_1$ . Impedanța de intrare pe celălalt terminal este determinată de către  $R_1$ . O caracteristică a circuitului este lărgimea de bandă, deoarece — spre deosebire de circuitul analizat anterior — comanda diodelor de redresare se face direct de la ieșirea AO. Timpul de comutație este dat și de această dată tot de lărgimea de bandă.

Procesul de redresare se datorează diodelor, care comută ieșirea lui  $A_1$  de la o intrare la alta a lui  $A_2$ , schimbînd astfel semnul amplificării acestui AO, făcînd ca în final tensiunea de ieșire a lui să rămînă pozitivă.

Cînd semnalul diferențial de intrare este pozitiv, ieșirea amplificatorului operațional  $A_1$  devine negativă și polarizează dioda  $V_1$  în sensul de conducție, iar dioda  $V_2$ , în sensul de blocare. Astfel, semnalul de la ieșirea lui  $A_1$  este conectat la intrarea inversoare a lui  $A_2$ , iar valoarea sa este:

$$e_{in_2} + (e_{in_2} - e_{in_1}) \cdot \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.20')$$

Amplificatorul  $A_2$  va amplifica deci diferența dintre acest semnal și cel aplicat intrării neinvertoare, care, printr-un rezistor, este conectată la intrarea inversoare a lui  $A_1$ , al cărui potențial va fi egal cu  $e_{in_2}$ . Din cauza impe-

danței mari de intrare a lui  $A_2$ , potențialul  $e_{in_2}$  se regăsește pe intrarea sa neînversoare.

Pentru  $e_{in_1} - e_{in_2} > 0$ , semnalul de ieșire este:

$$e_{ieș} = A_2 \frac{R_2}{R_1} (e_{in_1} - e_{in_2}). \quad (3.20'')$$

Pentru semnale de intrare negative regimul de conducție al diodelor  $V_1$  și  $V_2$  se schimbă, producându-se astfel o inversiune a căilor de semnal la intrarea lui  $A_2$ . Rezultatul acestei comutații suferite de semnul amplificării este menținerea în permanență a unei tensiuni pozitive la ieșirea lui  $A_2$ , indiferent de polaritatea semnalului de la intrare.

În acest caz pentru  $e_{in_1} - e_{in_2} < 0$ , se schimbă semnul amplificării, astfel că:

$$e_{ieș} = -A_2 \frac{R_2}{R_1} (e_{in_1} - e_{in_2}). \quad (3.21)$$

În final, tensiunea de ieșire rămîne tot timpul pozitivă:

$$e_{ieș} = A_2 \frac{R_2}{R_1} |e_{in_1} - e_{in_2}|. \quad (3.22)$$

Performanțele circuitului sînt afectate de gradul de adaptare dintre rezistențe. Dacă cei doi rezistori nu sînt egali, amplificările sînt diferite pentru semnale pozitive și negative. Precizia redresării este în funcție de erorile specifice ale amplificatorului operațional, ca și de valoarea pragului de comutație al diodelor.

Tensiunile și curenții de decalaj de la intrarea lui  $A_1$  au ca efect apariția unui decalaj al tensiunii de ieșire a lui  $A_2$ . De aceea la ieșire nu va apărea semnal pînă în momentul cînd semnalul de intrare nu depășește valoarea decalajului. Rezultatul final este pierderea preciziei de redresare la niveluri mici de semnal. Pentru extinderea funcționării corecte și la aceste niveluri este necesar să se introducă reglaje pentru compensarea decalajelor specifice lui  $A_1$ . Deoarece prin compensarea lui  $A_1$  se poate întîmpla să crească decalajul global de la ieșirea circuitului, se va introduce un reglaj și pentru  $A_2$ , care să permită obținerea unei perfecte compensări totale.

Dacă în anumite aplicații sînt necesare impedanțe mari (pe ambele intrări) se poate folosi un circuit ca acel din figura 3.17, unde ieșirea de curent debitează pe o sarcină flotantă.

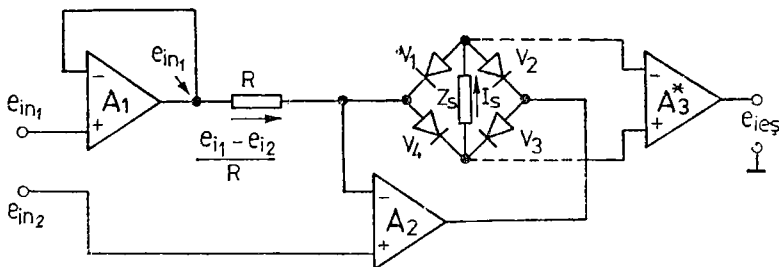


Fig. 3.17. Redresor de precizie cu intrare diferențială și impedanță mare pe ambele intrări:  $A_3^*$  — amplificator diferențial

După cum se vede, o impedanță de intrare mare se obține prin conectarea corespunzătoare a celor doi amplificatori operaționali,  $A_1$  și  $A_2$ . Redresarea are loc în puntea de diode, montată ca reacție de curent a lui  $A_2$ . Curentul prin această punte este riguros controlat de cei doi amplificatori operaționali, ale căror reacții determină curentul prin rezistorul  $R$ .

Fiecare dintre cei doi AO face ca semnalul de pe intrările lor neinversoare să urmărească fidel semnalele aplicate la intrare, astfel că tensiunea pe rezistorul  $R$  este  $e_{in_1} - e_{in_2}$ .

Curentul de sarcină are valoarea:

$$i_s = \left| \frac{e_{in_1} - e_{in_2}}{R} \right|. \quad (3.23)$$

La ieșirea lui  $A_3$  se obține tensiunea redresată, care este egală cu:

$$e_{ieș} = \frac{A_3 Z_s}{R} |e_{in_1} - e_{in_2}|. \quad (3.24)$$

Așadar, în această aplicație nu mai sînt necesari rezistori adaptați, deoarece raportul dintre  $R$  și  $Z_s$  afectează în egală măsură atît alternanțele pozitive, cît și pe cele negative. Limitările unei asemenea scheme sînt legate de înseși limitările specifice ale unui AO montat ca repetor de tensiune, de variația pragurilor de comutație ale diodelor redresoare, precum și de limitările de viteză specifice acestora.

După cum s-a mai arătat, limitările au efect asupra funcționării circuitului la niveluri mici de semnal, dar, în general, ele se elimină prin introducerea unor elemente de reglaj suplimentare.

Cît privește lărgimea de bandă a redresorului de precizie, ea este dependentă de viteza cu care  $A_2$  poate comuta diodele din banda de reacție.

Erorile de mod comun ale lui  $A_1$  și  $A_2$  tind să se anuleze dacă amplificatorii folosiți sînt de același tip.

Desigur că se pot imagina și alte scheme pentru redresarea de mare precizie cînd se folosesc circuite cu intrări diferențiale, principala preocupare pentru proiectanți rămînînd obținerea unor performanțe cît mai ridicate, prin înlăturarea erorilor care afectează precizia și stabilitatea.

În cadrul capitoului au fost date o serie de procedee de redresare de precizie a semnalelor alternative de joasă frecvență, care făceau apel la amplificatori operaționali cu amplificare mare, pentru eliminarea căderii de tensiune directă de pe diodele redresoare. Cu toate că, în principiu, aceste metode pot fi aplicate pînă la frecvențe relativ înalte, ele nu sînt utilizate totuși peste 1 MHz, datorită faptului că nu se obțin precizii satisfăcătoare. În continuare se va prezenta o schemă caracterizată printr-o foarte bună linearitate intrare-ieșire pentru semnale de intrare cu amplitudinea sub 100 milivolți,

la frecvențe de câteva sute de megahertzi. În figura 3.18 se dă schema de principiu a unui astfel de circuit, în care semnalul de intrare — presupus a fi sinusoidal,  $U_1 \sin \omega_1 t$  — este redresat de dioda  $V_1$  și sarcina aferentă,  $R_1 C_1$ , și apoi aplicat ca o tensiune de eroare unei intrări a integratorului  $A_1$ . Cealaltă intrare a integratorului este comandată de tensiunea de la ieșirea redresorului  $V_2 R_2 C_2$ . Multiplicatorul primește pe una dintre intrări o purtătoare de referință,  $U_2 \sin \omega_2 t$ , iar pe cealaltă, semnalul-diferență integrat. Dioda  $V_3$  este introdusă pentru a preveni o funcționare incorectă, care ar putea surveni datorită redresorilor ce sînt insensibili la fază. Această buclă face ca tensiunea de ieșire a multiplicatorului să fie egală în amplitudine cu semnalul de intrare, ieșirea furnizînd de fapt un semnal translatat în timp,  $U_1 \sin \omega_2 t$ , care poate fi acum manipulat cu precizie de sistemul de măsură în joasă frecvență. Pe de altă parte, în punctul  $Q$  se obține un semnal de curent continuu. O caracteristică notabilă a sa este faptul că amplitudinea purtătoarei de referință apare la numitorul expresiei:

$$U_{cc} = \frac{U_1}{U_2} \cdot U_s, \quad (3.25)$$

unde  $U_s$  este constanta de scală a multiplicatorului;  $U_s = 10$  V. Această tensiune poate fi utilizată în unele aplicații ca o formă de reglaj automat al sensibilității.

Metoda este teoretic aplicabilă oricărui detector, însă pot apărea unele anomalii dacă amplitudinea purtătoarei este prea mare. Cînd se utilizează diode cu o cădere de tensiune directă relativ mare semnalul generat la intrarea amplificatorului de eroare  $A_1$  se reduce foarte mult; or, la niveluri mici de

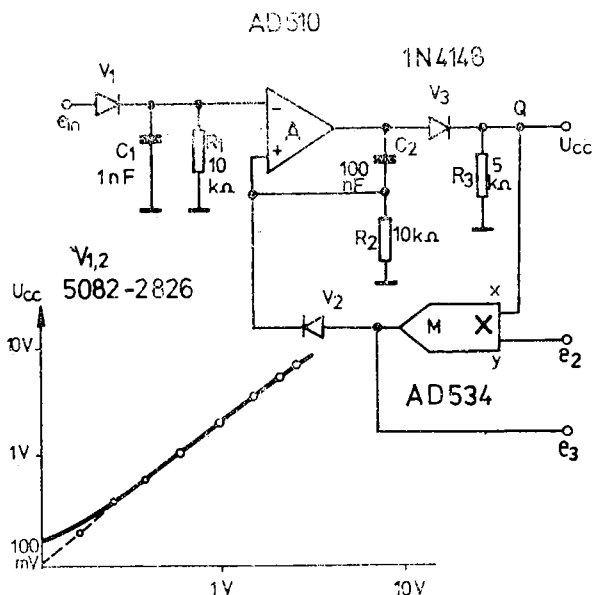


Fig. 3.18. Redresor de precizie, de bandă largă și nivel mic la intrare:

$$e_{in} = U_1 \sin \omega_1 t;$$

$$U_{cc} = \frac{U_1}{U_2} \cdot 10 \text{ V};$$

$$e_2 = U_2 \sin \omega_2 t;$$

$$e_3 = U_{ac} \sin \omega_2 t.$$

semnal se impune folosirea unui AO cu tensiune de decalaj cît mai mică. Este de dorit ca și multiplicatorul să aibă tensiunile de decalaj cît mai mici.

Utilizarea în montaj a unor diode cu germaniu permite extinderea posibilităților de măsură pentru semnale de intrare cu o amplitudine sub 10 mV.

### 3.5. CIRCUITE DE EȘANTIONARE ȘI MEMORARE

La instrumentația analogică circuitele de eșantionare și memorare — întocmai ca și detectorii de vîrf — servesc ca elemente de memorie. Utilizarea lor în procesele de conversie analogic-numerică permite înlăturarea unor impulsuri perturbatoare care apar ca rezultat al comutărilor nesimultane la nivelul diferiților biți. Majoritatea circuitelor de eșantionare și memorare pot fi transformate în detectori de vîrf prin modificări simple la nivelul regimurilor de funcționare.

Un circuit de eșantionare și memorare sesizează și memorează valoarea medie pe un interval a semnalului de intrare. În figura 3.19 este prezentată schema de principiu a unui circuit de eșantionare și memorare clasic. Orice asemenea circuit este caracterizat prin trei moduri de lucru: eșantionare, memorare și ștergere, fiecare dintre acestea necesitînd o riguroasă analiză în activitatea de proiectare. Modul de lucru în regim de memorare este cel mai dificil, deoarece performanțele trebuie să fie menținute un timp mai îndelungat.

Prima observație legată de acest mod de lucru este că deriva tensiunii de ieșire trebuie să rămînă în limitele unui domeniu prestabilit de toleranțe. Deriva, care este derivata în raport cu timpul a tensiunii de ieșire, are expresia:

$$\frac{de_{ieș}}{dt} = \frac{I_p}{C_1}, \quad (3.26)$$

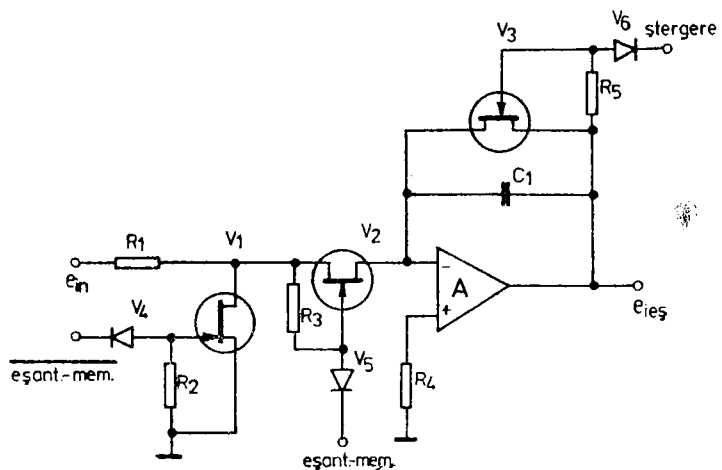


Fig. 3.19. Circuit de eșantionare-memorare

unde  $I_p$  este curentul de scurgere, consecință a prezenței curentului de polarizare al AO și altor curenți de scurgere, exprimat prin relația:

$$I_p = \frac{e_{ie\dot{s}}}{R_{ech}}, \quad (3.27)$$

în care  $R_{ech}$  este rezistența echivalentă de scurgere.

Rezolvînd ecuația 3.27 pentru  $R_{ech}$ , se va obține:

$$R_{ech} = \frac{t_m}{C_1} \left\{ \ln \left[ \frac{(e_{ie\dot{s}})_t = t_e}{(e_{ie\dot{s}})_t > t_e} \right] \right\}^{-1}, \quad (3.28)$$

în care:  $t$  reprezintă intervalul cuprins între  $t_e$  și  $t_m$  ( $t_e < t < t_m$ );  $t_e$  — timpul de eșantionare;  $t_m$  — timpul de memorare.

Rezistența  $R_{ech}$  poate fi exprimată, de asemenea, în funcție de componentele din figura 3.20, unde:  $R_{p_3}$  este rezistența de blocare a fiecăruia dintre cei doi comutatori TEC;  $R_{p_c}$  — rezistența de scurgere a capacitorului de integrare;  $R_{i_{AO}}$  — rezistența echivalentă de scurgere a AO.

Tabelul 3.1 rezumă funcționarea unui circuit de eșantionare-memorare.

TABELUL 3.1

	Modul de lucru			$e_{ie\dot{s}}$
	eșantionare	memorare	ștergere	
nivel	0	0	1	0
intrare de comandă	1	0	0	$e_{in}$
	0	1	0	$e_{in}$

Selecția amplificatorului operațional se face astfel încît acesta să aibă un curent de scurgere foarte mic și o impedanță de intrare foarte mare. Odată ales AO, capacitorul va fi determinat din condiția ca deriva să satisfacă criteriul impus. La rîndul său, deriva este afectată de principalele surse de erori ale amplificatorului operațional.

Pentru modul de lucru eșantionare se utilizează schema echivalentă din figura 3.21.

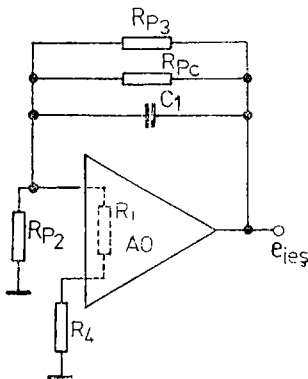


Fig. 3.20. Schema echivalentă pentru modul de lucru memorare

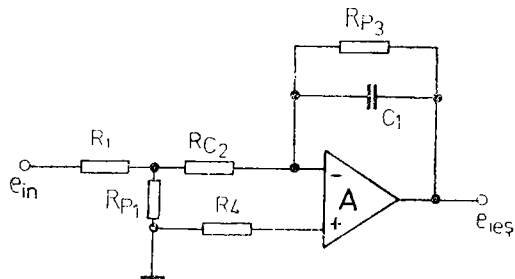


Fig. 3.21. Schema echivalentă pentru modul de lucru eșantionare:  
 $R_{C_2} \ll R_{in} \ll R_{P_1}$ .

Din schema echivalentă se calculează rezistența de intrare necesară. Întrucât eroarea introdusă de integrator este neglijabilă, tensiunea de la ieșirea integratorului poate fi descrisă în cazul ideal de relația:

$$e_{ies} = e_{in} \cdot \frac{t_c}{RC_1}, \quad (3.29)$$

unde:

$$R = R_t + R_{C_t},$$

iar  $R_{C_t}$  este rezistența în regim de conducție a TEC-ului.

Schema echivalentă pentru ștergere este dată în figura 3.22.

Acest mod de lucru plasează AO într-o stare potențial instabilă, deoarece rezistența de intrare este foarte mare, iar rezistența căii de reacție este foarte mică. Semnalul fiind însă foarte mult atenuat, configurația de circuit este cea a unui repetor de tensiune compensat, astfel că circuitul rămâne stabil și în această configurație.

O operație deosebit de importantă în proiectarea circuitelor de eșantionare și memorare este alegerea circuitului de comutație. Tensiunile de polarizare trebuie alese astfel încât să asigure condiția de blocare sau de deschidere în timpul necesar.

În figura 3.23 este prezentat un circuit de eșantionare și memorare care reunește avantajele unui curent de intrare mic al TEC-urilor cu cele ale unei tensiuni de decalaj reduse a amplificatorului operațional.

Circuitul reprezintă un amplificator repetor realizat dintr-un AO și un TEC montat ca repetor pe sursă. Când  $V_2$  ( $V_3$ ) trece în stare de conducție, datorită impulsului de eșantionare, bucla de reacție se închide, iar tensiunea de ieșire devine egală cu cea de intrare. Singura eroare este cea rezultată din tensiunea de decalaj a amplificatorului operațional. În momentul deschiderii comutatorului, sarcina memorată pe  $C$  este egală cu valoarea medie a semnalului pe perioada de eșantionare. Deoarece capacitorul  $C$  introduce un al doilea

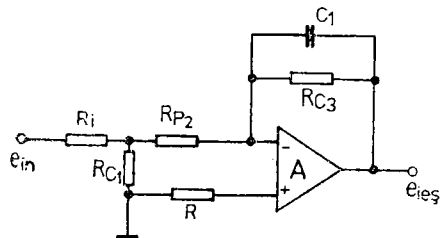


Fig. 3.22. Schema echivalentă pentru modul de lucru ștergere

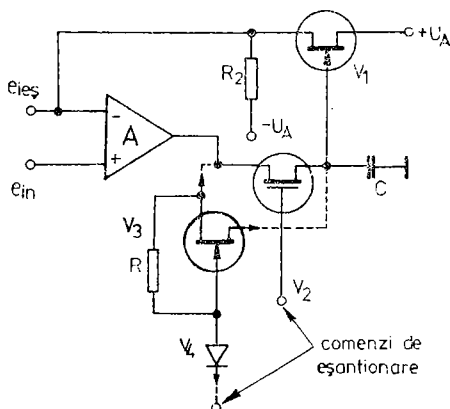


Fig. 3.23. Circuit de eșantionare-memorare cu performanțe ameliorate

pol în bucla de răspuns a AO, pot rezulta supracreșteri sau oscilații, ceea ce implică compensarea AO cu o rețea al cărei punct unghiular să fie același cu cel introdus de comutator și capacitorul de memorare. La alegerea capacitorilor de memorare se va ține seama ca dielectricul să nu prezinte fenomenul de polarizare, iar curenții de scurgere să fie foarte mici. Din această cauză nu sînt utilizați capacitorii cu hîrtie, mylar, electrolitici sau electrolitici cu tantal. Pentru valori reduse se va recurge la capacitori din mică argintată sau din sticlă, iar pentru valori mari, capacitori cu PTFE, polietilen ori policarbonat.

În situația în care se face uz de mai multe intrări de semnal analogic se poate folosi același circuit de eșantionare, conectat prin intermediul unui multiplexor.

Principalele caracteristici ale unui circuit de eșantionare și memorare sînt:

*Timpul de apertură*, care este intervalul de timp scurs din momentul cînd se dă comanda de memorare pînă la deschierea efectivă a comutatorului (fig. 3.24). După cum rezultă și din figură, eroarea datorată timpului de apertură crește atît cu timpul de apertură propriu-zis, cît și cu viteza de variație a semnalului. În practică, comutatoarii actuali realizați cu TEC-uri permit obținerea unor timpi de apertură de cîteva nanosecunde. Valorile uzuale ale timpului de apertură pentru circuite de așantionare și memorare se situează între 5 și 40 de nanosecunde.

*Incertitudinea timpului de apertură* descrie repetabilitatea performanțelor în ceea ce privește timpul de apertură. Acest parametru este un factor esențial pentru determinarea frecvenței maxime a unui semnal care poate fi eșantionat cu precizie. Amplificatorii de eșantionare și memorare standard prezintă pentru acest parametru o plajă de toleranțe de circa  $\pm 1$  ns.

*Timpul de răspuns* reprezintă perioada dintre darea comenzii de eșantionare și momentul în care tensiunea de ieșire urmărește tensiunea de intrare, cu o eroare specificată anterior.

Pentru circuitul comutator-capacitor timpul de răspuns depinde de valoarea curențului de încărcare a capacitorului de memorare. Cînd comuta-

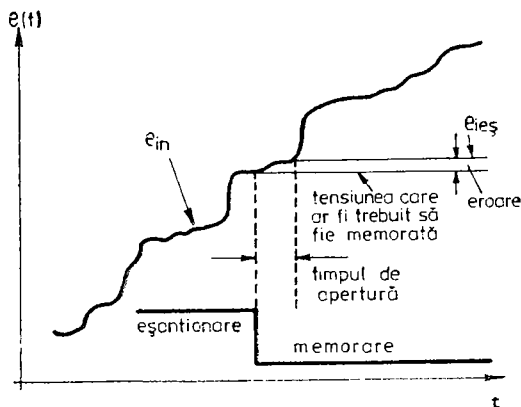


Fig. 3.24. Definirea timpilor caracteristici ai unui circuit de eșantionare-memorare

torul se închide, capacitorul se încarcă sau se descarcă exponențial, cu o constantă de timp care depinde de impedanța sursei și de capacitatea de memorare. Situația cea mai defavorabilă pentru timpul de răspuns apare când circuitul de eșantionare-memorare lucrează cu valori apropiindu-se de valoarea maximă a gamei dinamice de lucru. Acest fapt impune ca specificațiile pentru timpul de răspuns să aibă în vedere tocmai excursia completă a gamei de lucru. Pentru circuite simple timpul de răspuns este determinat de constantele de timp respective, iar în circuite mai complexe trebuie avute în vedere timpul de stabilizare și deriva tensiunii de ieșire a amplificatorului operațional.

Un aspect neplăcut, prezent chiar și la cele mai simple circuite de eșantionare și memorare, este existența unor vîrfuri de tensiune asociate comutației dintr-un regim într-altul. Aceste vîrfuri de tensiune sînt supărătoare ca atare, constituind și o serioasă sursă de erori pentru circuit. Cînd capacitorul de memorare este comutat din regim de eșantionare în regim de memorare o anumită sarcină este transferată — datorită capacităților dintre electrozii comutatorului — capacitorului de memorare. Ea reprezintă decalajul circuitului de eșantionare și memorare.

Erorile de tensiune raportate la modul de lucru al circuitului de eșantionare și memorare sînt:

- tensiunea de decalaj în regim de eșantionare, datorată — în principal — decalajului de tensiune specific AO;

- tensiunea de decalaj în regim de memorare, compusă din tensiunea de eroare, consecință a sarcinii transferate din cauza capacităților dintre electrozi, și din tensiunea de decalaj în regim de eșantionare.

În majoritatea aplicațiilor cauzele menționate nu constituie surse apreciabile de erori, deoarece în circuit se introduc elemente de reglaj pentru compensarea lor. Astfel, pentru comanda unui convertor analogic-numeric este suficient să se anuleze doar decalajul din regimul de memorare. În timpul regimului de memorare o mică parte din semnalul de intrare poate ajunge la ieșire prin intermediul capacității proprii a comutatorului. Acest lucru este, de obicei, funcție de nivelul și frecvența semnalului de intrare și poate fi exprimat ca funcția de transfer ieșire-intrare a amplificatorului de eșantionare și memorare în regim de memorare. Ideal, fenomenul trebuie să fie nul.

*Deriva tensiunii* pe capacitorul de memorare în regim de memorare, exprimată în microvolți pe secundă. Cauzele care duc la apariția fenomenului de derivă sînt curenții de polarizare a intrării AO și curenții de scurgere paraziti, care impun alegerea corespunzătoare a tipului de amplificator operațional, a capacitorului de memorare și a substratului cablajului imprimat, în funcție de timpul de memorare și precizia necesară. În aplicațiile de mare viteză, perioada de memorare fiind de 100 de microsecunde, erorile datorite derivei sînt de circa  $1 \mu\text{V}/\mu\text{s}$ , valoare — evident — neglijabilă. Anumite dificultăți survin însă la sistemele care lucrează prin multiplexare, unde toți parametrii sînt importanți, nu numai deriva.

Schema-bloc și cea de principiu ale unui circuit de eșantionare și memorare bipolar, cu timp infinit de memorare și cu ieșire atît analogică, cît și numerică, sînt date în figurile 3.25 și 3.26.

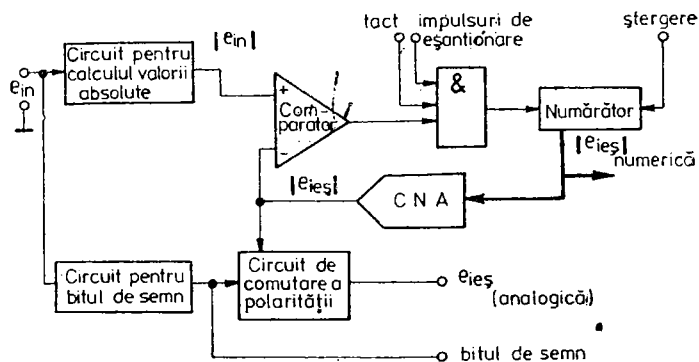


Fig. 3.25. Schema-bloc a unui circuit de eșantionare-memorare cu timp infinit de memorare

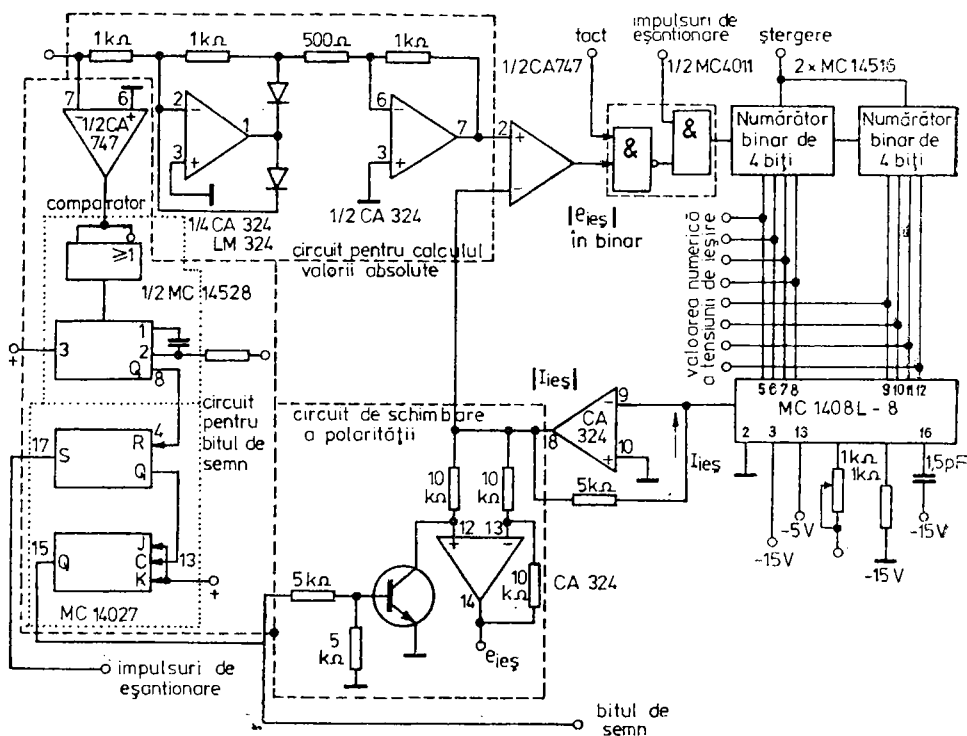


Fig. 3.26. Schema de principiu a unui circuit de eșantionare-memorare cu timp infinit de memorare

În funcționarea acestui montaj trebuie să se obțină — în primul rînd — modulul tensiunii de intrare,  $|e_{in}|$ , și apoi să se compare acest modul cu ieșirea CNA,  $|e_{ieș}|$ . În cazul cînd între moduli are loc relația  $|e_{in}| > |e_{ieș}|$  ieșirea comparatorului trece în starea *unu*, permițînd ca impulsurile de tact să fie aplicate numărătorului în coincidență cu impulsurile de eșantionare. De îndată ce numărătorul începe să numere, CNA generează la ieșire o tensiune crescătoare în treaptă, care tinde să egaleze tensiunea de la intrarea neînversoare a comparatorului. În momentul în care aceasta devine ceva mai mare, ieșirea comparatorului își schimbă starea în *zero*, inhibînd astfel procesul de numărare. După aceasta, dacă  $|e_{ieș}|$  descrește în raport cu  $|e_{in}|$  sau dacă impulsul de eșantionare este înlăturat, nivelul vîrfului detectat este menținut la infinit.

Circuitul pentru bitul de semn conține un detector de trecere prin zero și o parte logică formată din doi bistabili, care generează bitul de semn ce permite obținerea unei polarizări corecte a semnalului de ieșire.

Circuitul de comutație a polarității are un AO cu amplificarea  $+1$  sau  $-1$ , în funcție de bitul de semn. Intrările în CNA reprezintă, totodată, și valoarea binară a modului tensiunii de ieșire, exprimată printr-un cuvînt de 8 biți. Cuvîntul binar va fi asociat cu bitul de semn pentru caracterizarea completă și în domeniul numeric.

În concluzie, circuitul de eșantionare și memorare prezentat poate furniza la ieșire atît o tensiune analogică, cît și expresia ei numerică, plus bitul de semn.

O aplicație directă a circuitelor de eșantionare și memorare o constituie armonizarea formelor de undă obținute din prelucrarea numerică.

La sistemele care lucrează cu microprocesori avînd rezoluție mică (8 biți) și viteză de lucru relativ redusă rezultă forme de undă caracterizate prin trepte de dimensiuni mari, diferite mult de formele de undă originale. Formele de undă obținute se caracterizează, deci, printr-un RSZ mic.

Dacă semnalul de la ieșirea CNA este supus unui proces de interpolare lineară, forma semnalului este mult mai apropiată de cea originală. Schema de principiu a unui circuit de interpolare lineară, realizat cu amplificatori operaționali și porți analogice, este prezentat în figura 3.27. Montajul constă în esență din două circuite de eșantionare-memorare și un circuit de integrare.

Un semnal de tact, întîrziat în raport cu semnalul de tact al convertorului NA, acționează cei doi comutatori analogici, prelevînd astfel cîte un eșantion din semnalul de intrare și din cel de la ieșirea integratorului. Ieșirea primului circuit de eșantionare și memorare comandă circuitul de integrare, care — la rîndul său — furnizează semnalul celui de al doilea circuit de eșantionare și memorare. În acest fel integratorul este comandat, de fapt, cu diferența dintre valorile celor două circuite de eșantionare și memorare. Plecînd de la un impuls de intrare pozitiv, tensiunea la ieșirea integratorului se integrează la valori negative. Dacă semnalul de intrare revine la zero, al doilea circuit de eșantionare-memorare mai conține încă valoarea negativă, astfel încît tensiunea de la ieșirea integratorului ajunge din nou la nivelul zero.

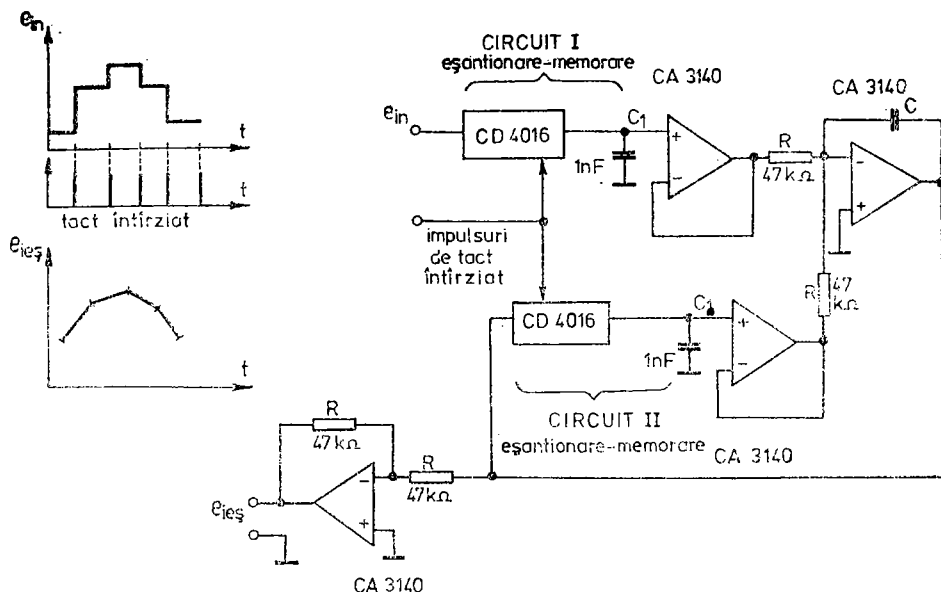


Fig. 3.27. Circuit de interpolare lineară

Inversorul amplasat la ieșire permite obținerea unui semnal de ieșire cu aceeași polaritate ca și semnalul de intrare. Valoarea lui  $C$  trebuie să fie stabilă în conformitate cu frecvența de tact a CNA.

### 3.6. CALCULUL VALORII EFICACE

Măsurarea semnalelor de curent continuu este destul de complicată, cu toate că în procesul de măsură nu intervin decât doi parametri: mărimea și semnul. Măsurarea semnalelor de curent alternativ este, însă, în general o problemă de mare complexitate tehnică, necesitând cunoașterea mult mai multor date despre semnal: dacă este sau nu periodic, ce perioade de repetiție are, care este forma semnalului, care este amplitudinea vîrf-la-vîrf, și, în sfîrșit, care este valoarea sa eficace, respectiv rădăcina mediei pătratice. Toate aceste informații pot fi obținute prin analiză spectrală, care este deosebit de dificilă și necesită aparatură complexă, indisponibilă pentru marea majoritate a aplicațiilor. Cum în diverse situații o serie de date sînt cunoscute aprioric, rămîne, deci, să se determine doar unii dintre parametri. În ceea ce privește valoarea amplitudinii semnalelor alternative, există trei mărimi care sînt transformate în mărimi de curent continuu, mai ușor măsurabile:

- amplitudinea vîrf-la-vîrf a semnalului,  $U_{vv}$ ;
- valoarea medie a semnalului, care reprezintă media valorilor absolute a acestuia. Valoarea medie a unui semnal de curent alternativ este echivalentă cu nivelul de curent continuu care va transfera aceeași sarcină în

unitatea de timp. Ea se definește din punct de vedere analitic prin relația:

$$U_{med} = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} e(t) dt, \quad (3.30)$$

unde  $t_0$  reprezintă intervalul de timp pe care se realizează medierea;

— valoarea eficace sau rădăcina mediei pătratice.

Expresia analitică pentru valoarea eficace pe un interval de timp  $t_0$  este:

$$U_{ef} = U_{rmp} = \sqrt{\frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} e^2(t) dt} = \sqrt{\overline{e^2(t)}}. \quad (3.31)$$

Cele trei valori de curent continuu,  $U_{vv}$ ,  $U_{med}$  și  $U_{ef}$ , pot fi considerate ca mărimi echivalente ale mărimii semnalului, deoarece pentru aceeași formă de undă între ele există anumite raporturi fixe.

Raportul dintre valoarea de vîrf și valoarea eficace se numește și *factor de creastă*, iar raportul dintre valoarea eficace și valoarea medie, *factor de formă*:

$$\text{— factorul de creastă: } K_c = \frac{U_{vv}}{U_{ef}};$$

$$\text{— factorul de formă: } K_f = \frac{U_{ef}}{U_{med}}.$$

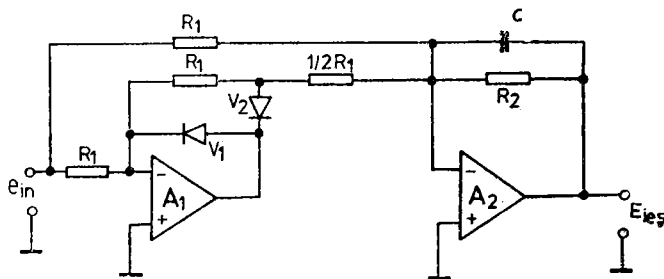
Valoarea eficace este parametrul cel mai răspîndit, încît atunci cînd se vorbește despre valoarea unei tensiuni de curent alternativ, marea majoritate a inginerilor consideră de la sine înțeles că este vorba despre valoarea eficace a tensiunii. Valorile eficace au o deosebită importanță în măsurările asupra zgomotului, deoarece nivelurile de zgomot sînt raportate sub formă de putere. Valoarea eficace are un rol important și în abordările statistice, întrucît deviația standard a unui proces aleator staționar cu medie zero este chiar valoarea eficace a procesului.

În cazul cînd mărimile sînt necorelate sau ortogonale valoarea eficace a sumei este egală cu rădăcina pătrată a sumei pătratelor valorilor eficace individuale. Realizarea unor circuite pentru măsurarea valorii eficace este destul de complexă, așa cum dealtfel va rezulta din cele ce urmează.

În figura 3.28 este prezentată o metodă foarte răspîndită de generare a unei tensiuni continue (proporționale cu valoarea eficace a unui semnal de curent alternativ) prin medierea răspunsului unui convertor curent alternativ-curent continuu.

Fig. 3.28. Circuit pentru calculul valorii eficace:

$$E_{ief} = \frac{R_2}{R_1} \cdot |\overline{e_{in}(t)}|.$$



Tensiunea de la ieșirea circuitului reprezintă media modulului semnalului de intrare. Ea poate fi în așa fel scalată, încît să reprezinte chiar valoarea eficace pentru o formă de undă dată. Pentru semnalele sinusoidale factorul de formă este de 1,11072. Deși prin aplicarea unui factor corespunzător de creștere și formă circuitul analizat furnizează o tensiune de ieșire egală cu valoarea eficace a semnalului de intrare pentru o formă de undă dată, acesta nu permite reliefaarea completă a proprietăților valorii eficace. Astfel, se presupune că ieșirea a fost corectată printr-un factor de scală corespunzător unui semnal sinusoidal pur și că circuitul este apoi folosit pentru a măsura tensiunea eficace la ieșirea unui oscilator cu o distorsiune maximă de 1%. În funcție de frecvența și faza distorsiunii, va apărea o eroare de măsură de pînă la 0,33% ceea ce nu este corect, deoarece măsurarea trebuie să fie independentă de frecvența și faza distorsiunii. Pentru semnalele nesinusoidale erorile sînt mult mai mari.

În aplicațiile unde sînt necesare rezultate mai precise se face apel la alte metode de măsurare, bazate pe sisteme de calcul complexe. Schema din figura 3.29 reprezintă un sistem de conversie care realizează operațiile aritmetice cu ajutorul unor operatori de calcul analogic. În circuitul din figura 3.29 *a* procesul de conversie se face direct, urmărindu-se în mod riguros operațiile aritmetice ce definesc valoarea eficace. Semnalul de intrare este introdus în circuitul de ridicare la pătrat, constituit dintr-un multiplicator integrat, apoi este supus unui proces de mediere în filtrul trece-jos, realizat cu ajutorul unui AO. De aici semnalul ajunge în circuitul de extragere a rădăcinii pătrate, construit tot cu un multiplicator. În figura 3.29 *b* are loc același proces de calcul, însă în mod implicit, ceea ce duce la simplificarea schemei. La realizarea practică a schemei se utilizează metodele de logaritmare-antilogaritmare amintite în capitolul despre multiplicatori.

Ecuatiile diferențiale care descriu funcționarea convertorului pot fi obținute prin sumarea curenților la intrarea inversoare a amplificatorului operațional:

— Pentru metoda de calcul direct:

$$\frac{e_{in}^2}{10R_1} - \frac{e_{ies}^2}{10R_2} - \frac{C_1}{10} \cdot \frac{de_{ies}}{dt} = 0. \quad (3.32)$$

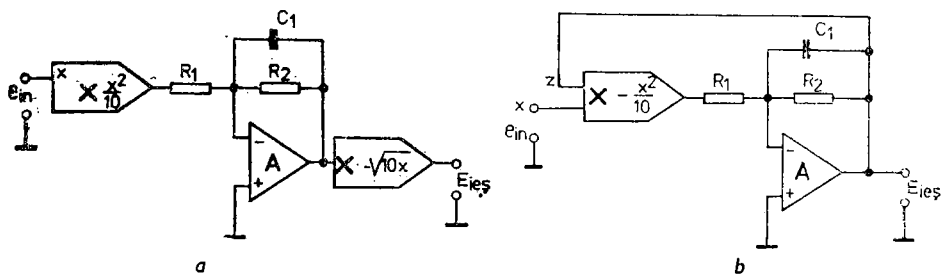


Fig. 3.29. Circuit de calcul al valorii eficace: *a*) prin calcul analogic direct; *b*) prin calcul analogic implicit;

$$E_{ies} = \sqrt{e_{in}^2}.$$

— Pentru metoda de calcul implicit:

$$-\frac{e_{in}^2}{e_{ie\varphi} R_1} + \frac{e_{ie\varphi}}{R_2} + C_1 \frac{de_{ie\varphi}}{dt} = 0. \quad (3.33)$$

Folosind identitatea

$$\frac{de_{ie\varphi}^2}{dt} = 2e_{ie\varphi} \frac{de_{ie\varphi}}{dt} \quad (3.34)$$

și reorganizînd termenii, se obțin:

$$e_{ie\varphi}^2 + R_2 C_1 \frac{de_{ie\varphi}^2}{dt} = \frac{R_2}{R_1} \cdot e_{in}^2 - \text{pentru conversia directă}, \quad (3.35)$$

precum și

$$e_{ie\varphi}^2 + \frac{R_2 C_1}{2} \cdot \frac{de_{ie\varphi}^2}{dt} = \frac{R_2}{R_1} \cdot e_{in}^2 - \text{pentru conversia implicită}. \quad (3.36)$$

Deosebirea dintre cele două ecuații diferențiale constă în valoarea constantei de timp, care este  $R_2 C_1$  pentru convertorul direct și  $R_2 C_1/2$  pentru cel implicit.

Schema unui convertor de valoare eficace, bazat pe utilizarea a patru tranzistori de logaritmare, este dată în figura 3.30. Tensiunile bază-emitor ale acestora sînt obligate să satisfacă relația:

$$U_{BE_1} + U_{BE_2} = U_{BE_3} + U_{BE_4}. \quad (3.37)$$

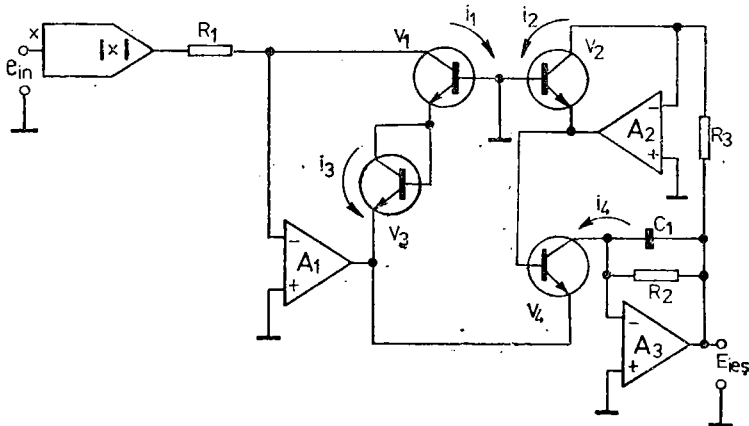


Fig. 3.30. Schema de principiu a unui circuit de măsurare a valorii eficace prin calcul implicit:

$$E_{te\varphi} = \sqrt{e_{in}^2}.$$

Avînd în vedere relația care raportează tensiunea bază-emitor a unui tranzistor la curentul său de colector, ecuația 3.37 poate fi transcrisă sub forma:

$$\frac{kT_1}{q} \ln \frac{i_1}{I_{S_1}} + \frac{kT_3}{q} \ln \frac{i_3}{I_{S_3}} = \frac{kT_2}{q} \ln \frac{i_2}{I_{S_2}} + \frac{kT_4}{q} \ln \frac{i_4}{I_{S_4}}. \quad (3.38)$$

Dacă se consideră că toți cei patru tranzistori au aceeași temperatură expresia 3.30 are forma:

$$i_4 = \frac{I_{S_2} I_{S_4}}{I_{S_1} I_{S_3}} \cdot \frac{i_1 i_3}{i_2}. \quad (3.39)$$

Deoarece tranzistorii de logaritmare sînt dispozitive unipolare, în circuit trebuie să se conecteze un dispozitiv pentru calculul valorii absolute, care să permită obținerea unui curent unipolar.

Presupunînd că amplificatorul operațional are o tensiune de decalaj și un curent de polarizare neglijabile, expresia curentului de colector a tranzistorului  $V_1$  are forma:

$$i_1 = \frac{|e_{in}|}{R_1}. \quad (3.40)$$

Curentul prin  $V_3$  este egal cu:

$$i_3 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{|e_{in}|}{R_1}, \quad (3.41)$$

unde  $\alpha_3$  și  $\alpha_1$  sînt amplificările în curent ale tranzistorilor montați în bază comună,  $V_3$  și  $V_1$ . Dacă se consideră că și amplificatorii  $A_2$  și  $A_3$  au tensiuni de decalaj și curenți de polarizare neglijabili, ecuațiile pentru curenții  $i_2$  și  $i_4$  sînt următoarele:

$$i_2 = \frac{e_{ie\bar{s}}}{R_3}; \quad (3.42)$$

$$i_4 = \frac{e_{ie\bar{s}}}{R_2} + C_1 \frac{de_{ie\bar{s}}}{dt}. \quad (3.43)$$

Combinînd aceste două relații care dau valorile curenților prin tranzistorii de logaritmare se obține ecuația diferențială:

$$\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{|e_{in}|^2}{R_1^2} = \frac{e_{ie\bar{s}}^2}{R_2 R_3} + \frac{e_{ie\bar{s}} C_1}{R_3} \cdot \frac{de_{ie\bar{s}}}{dt}. \quad (3.44)$$

Avînd în vedere că:

$$e_{in}^2 = |e_{in}|^2 \quad \text{și} \quad \frac{de_{ie\bar{s}}^2}{dt} = 2e_{ie\bar{s}} \frac{de_{ie\bar{s}}}{dt},$$

se obține:

$$e_{ie\varphi}^2 + \frac{R_2 C_1}{2} \frac{de_{ie\varphi}^2}{dt} = \frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_2 R_3}{R_1^2} \cdot e_{in}^2. \quad (3.45)$$

Aplicînd apoi transformanta Laplace, rezultă:

$$E_{ie\varphi}^2(s) = \frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_2 R_3}{R_1^2} \cdot \frac{E_{in}^2(s)}{1 + s R_2 C_1 / 2}. \quad (3.46)$$

Pentru semnalele sinusoidale expresia tensiunii de intrare este:

$$e_{in}(t) = \sqrt{2} E_{in.ef} \cos \omega t, \quad (3.47)$$

iar pătratul acestei tensiuni:

$$e_{in}^2(t) = E_{in.ef}^2 (1 + \cos 2\omega t). \quad (3.48)$$

Dacă frecvența  $\omega$  a semnalului de intrare este mult mai mare decît inversul constantei de timp  $R_2 C_1 / 2$  a funcției de transfer sau dacă semnalul de intrare este o tensiune continuă de un anumit nivel, funcția de transfer pentru regimul permanent are forma:

$$E_{ie\varphi} = E_{in.ef} \sqrt{\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_2 R_3}{R_1^2}}. \quad (3.49)$$

Din relația 3.49 reiese că, în cazul considerării circuitului de calcul al valorii absolute și amplificatorilor operaționali ideali, eroarea de amplificare va apărea doar în mijlocul benzii convertorului. Ea se compensează dacă unul dintre rezistori este înlocuit cu un potențiomtru, reglat astfel încît să fie satisfăcută relația:

$$\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_2 R_3}{R_1^2} = 1. \quad (3.50)$$

Deși oricare dintre rezistori poate fi ales semireglabil, este totuși de preferat să se regleze  $R_3$ , deoarece prin  $R_1$  circulă curenți de înaltă frecvență, iar înlocuirea sa cu un potențiomtru ar afecta răspunsul în frecvență. Rezistorul  $R_2$  nu poate fi nici el reglat, întrucît acesta, împreună cu capacitorul  $C_1$ , determină tăierea la joasă frecvență și răspunsul la treaptă.

Eroarea de amplificare este afectată de o derivă termică sau temporală datorită derivei valorilor rezistorilor și dependenței termice a curenților de saturație. Deriva generală a tensiunii de ieșire se aproximează prin relația:

$$\Delta E_{ie\varphi} = \frac{1}{2} E_{in.ef} \Delta \left( \frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_2 R_3}{R_1} \right). \quad (3.51)$$

Utilizarea rezistorilor de precizie și a unor tranzistori monolitici pentru  $V_1$ - $V_2$  și  $V_3$ - $V_4$  reduce în mod considerabil valoarea derivei. Tensiunile de decalaj și curenții de polarizare de la intrarea AO pot cauza erori adiționale, ceea ce impune o alegere corespunzătoare aplicației concrete.

Dacă se presupune că eroarea de amplificarea a fost compensată, expresia funcției de transfer a convertorului se reduce la:

$$E_{ie\dot{s}}^2(s) = \frac{E_{in}^2(s)}{1 + s\tau}, \quad (3.52)$$

unde  $\tau$  este constanta de timp a funcției de transfer. Dacă la intrarea circuitului se aplică semnale sinusoidale, prin operația de ridicare la pătrat la ieșire apar două componente (vezi ecuația 3.48): o componentă de curent continuu, cu valoarea  $E_{in \cdot ef}^2$ , și una de curent alternativ,  $E_{in \cdot ef} \cos 2\omega t$ . Rezolvarea ecuației 3.52 pentru fiecare dintre aceste componente și aplicarea ulterioară a principiului superpoziției conduc la expresia semnalului de ieșire în regim permanent. Pentru componenta continuă soluția este simplă:

$$e_{ie\dot{s}} = E_{in \cdot ef}. \quad (3.53)$$

Soluția pentru componenta de curent alternativ se regăsește făcând substituția  $s = 2j\omega$  și determinând modulul funcției de transfer:

$$\left| \frac{E_{ie\dot{s}}^2(2j\omega)}{E_{in}^2(2j\omega)} \right| = \sqrt{\frac{1}{1 + 4\omega^2\tau^2}}. \quad (3.54)$$

Ca rezultat al superpoziției, semnalul de ieșire va fi:

$$e_{ie\dot{s}} = E_{in \cdot ef} \sqrt{1 + \frac{\cos 2\omega t}{\sqrt{1 + 4\omega^2\tau^2}}}. \quad (3.55)$$

Pentru semnale de intrare cu o frecvență foarte scăzută expresia 3.55 se simplifică:

$$e_{ie\dot{s}}(t) = E_{in \cdot ef} \sqrt{1 + \cos 2\omega t}, \quad (3.56)$$

deoarece  $\omega \ll 1/\tau$ .

Ținând seama de identitatea:  $\cos \frac{x}{2} = \pm \sqrt{\frac{1 + \cos x}{2}}$  și de faptul că  $e_{ie\dot{s}}(t) = |\sqrt{e_{ie\dot{s}}^2(t)}|$ , pentru frecvențe foarte joase se obține următoarea expresie a semnalului de la ieșirea din convertor:

$$e_{ie\dot{s}}(t) = \sqrt{2} E_{in \cdot ef} |\cos \omega t|, \text{ pentru } \omega \ll 1/\tau. \quad (3.57)$$

Pe măsură ce frecvența semnalului de intrare crește, neuniformitatea care afectează semnalul de la ieșirea din convertor tinde să devină din ce în ce mai mică. Dacă se presupune că frecvența semnalului de intrare are tendința să depășească  $1/\tau$ , ecuația 3.55 se poate simplifica prin dezvoltarea în serie de puteri. Când  $\omega > 1/\tau$  aproximarea  $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8}$  este suficientă. În acest caz ecuația 3.55 ia forma:

$$e_{ie\dot{s}} = E_{in \cdot ef} \left[ 1 - \frac{1}{16(1 + 4\omega^2\tau^2)} + \frac{\cos 2\omega t}{2\sqrt{1 + 4\omega^2\tau^2}} - \frac{\cos 4\omega t}{16(1 + 4\omega^2\tau^2)} \right]. \quad (3.58)$$

Din expresia 3.58 rezultă că tensiunea de la ieșirea convertorului este afectată atât de eroarea de curent continuu, cât și de cea de curent alternativ dacă semnalul de intrare are frecvența mai mare decât  $1/\tau$ .

Neuniformitatea introdusă de termenii  $2\omega$  și  $4\omega$  se înlătură prin introducerea unui filtru trece-jos cu o frecvență de tăiere corespunzătoare, menținându-se, însă, eroarea de curent continuu. Aceasta are valoarea:

$$\varepsilon_{ies, cc} = \frac{E_{in, cf}}{16(1 + 4\omega^2\tau^2)}, \quad \text{pentru } \omega > 1/\tau. \quad (3.59)$$

Analizând ecuația 3.58, se constată că modulul erorii instantanee de la ieșire — datorate atât erorii de curent continuu, cât și componentei de curent alternativ — este funcție de frecvența semnalului de intrare. Adăugînd la ieșire un filtru trece-jos, se va reduce amplitudinea neuniformității de ieșire, dacă există un filtraj suficient în interiorul buclei de reacție pentru a obține un nivel de curent continuu cu precizia cerută. Frecvența de tăiere,  $f_j$ , la capătul inferior al benzii, funcție de precizia cerută, se determină cu relația:

$$f_j = \frac{1}{16\pi\tau\sqrt{K_r}}, \quad (3.60)$$

unde  $K_r$  este eroarea fracției  $E_{ies, cc}/E_{in, cc}$ .

Pentru obținerea unor performanțe foarte bune la frecvențe joase constanta funcției de transfer trebuie aleasă mai mare decât perioada semnalului de intrare. Acest fapt va duce la neuniformități mici la ieșire și, prin urmare, la nivelul dorit de curent continuu de la ieșire. Luînd însă o constantă prea mare va apărea inconvenientul unui răspuns lent la schimbări sub formă de treaptă ale nivelului eficace de la intrare. Răspunsul convertorului poate fi mai ușor analizat dacă se consideră că la intrare se aplică un nivel continuu care-și schimbă valoarea sub formă de treaptă de la  $E_{in_1}$  la  $E_{in_2}$ . Rezultatele obținute se extind la orice formă de semnal.

Operația de ridicare la pătrat a semnalului de intrare duce la:

$$e_{in}^2(t) = E_{in_1}^2 + (E_{in_2}^2 - E_{in_1}^2) u(t), \quad (3.61)$$

în care  $u(t)$  este funcția-treaptă.

Tensiunea de ieșire totală este:

$$E_{ies}(s) = \frac{E_{in_1}^2}{s} + \frac{1}{s(1 + s\tau)} (E_{in_2}^2 - E_{in_1}^2). \quad (3.62)$$

Aplicînd acum relației (3.62) transformata Laplace inversă, se obține:

$$e_{ies}^2(t) = E_{in_1}^2 + (1 - e^{-t/\tau}) (E_{in_2}^2 - E_{in_1}^2). \quad (3.63)$$

Răspunsul la treaptă poate fi deci scris sub forma:

$$e_{ies}(t) = \sqrt{E_{in_1}^2 e^{-t/\tau} + E_{in_2}^2 (1 - e^{-t/\tau})}. \quad (3.64)$$

Din ecuația (3.64) se determină timpul de răspuns,  $t_R$ , funcție de eroarea  $\eta$ , definită ca:

$$\eta = \frac{e_{ies}(\infty) - e_{ies}(t_R)}{e_{ies}(\infty) - e_{ies}(0)}, \quad (3.65)$$

și

$$t_R = \tau \ln \frac{E_{in_1}^2 - E_{in_2}^2}{[E_{in_2} - (E_{in_2} - E_{in_1}) \eta]^2 - E_{in_2}^2}. \quad (3.66)$$

Expresia (3.66) arată că timpul de răspuns este funcție de amplitudinea și de direcția treptei. Dacă saltul-treaptă se face de la o valoare inițială mică la una mare, expresia (3.66) se simplifică, ajungînd la forma:

$$t_{R+} = \tau \ln \frac{1}{2\eta}, \quad (3.67')$$

pentru  $E_{in_2} \gg E_{in_1}$  și  $\eta \ll 1$ .

Timpul de răspuns pentru o treaptă descrescătoare va fi:

$$t_{R-} = 2\tau \ln \frac{1}{\eta}, \quad (3.67'')$$

pentru  $E_{in_2} \ll E_{in_1}$  și  $\eta \ll 1$ .

Analiza relațiilor (3.67') și (3.67'') duce la concluzia că timpul de răspuns pentru trepte descrescătoare este mai mare decît dublul timpului de răspuns pentru trepte crescătoare.

Dacă se presupune că eroarea maximă ce afectează semnalul de ieșire ca urmare a aplicării unor semnale sinusoidale de joasă frecvență este aceeași ca și eroarea permisă provenind din timpul de răspuns, timpul de răspuns,  $t_R$ , se poate exprima ca funcție de tăierea la frecvențe joase. Din relațiile (3.67'), (3.67'') și (3.60) rezultă expresiile timpilor de răspuns pentru trepte crescătoare și respectiv descrescătoare:

$$t_{R+} = (16\pi f_j \sqrt{\eta})^{-1} \ln (1/2\eta); \quad (3.68)$$

$$t_{R-} = (8\pi f_j \sqrt{\eta})^{-1} \ln (1/\eta). \quad (3.69)$$

De exemplu, dacă precizia cerută este de 0,5%, iar cea mai scăzută frecvență de convertit este 20 Hz, atunci timpul de răspuns pentru un salt de plus 20 dB este de circa 65 ms și de 150 ms pentru saltul de minus 20 dB. Cînd precizia pretinsă conversiei crește la 0,1 procente, timpul de răspuns pentru un salt de plus 20 dB va fi de 195 ms, iar pentru unul de minus 20 dB, de 435 milisecunde.

În domeniul frecvențelor înalte sînt două limitări esențiale: lărgimea de bandă a circuitului pentru calculul valorii absolute și lărgimea de bandă a circuitului de logaritmare. Dacă amplitudinea semnalelor de intrare este mare, în comparație cu căderea de tensiune directă pe diodele  $V_1$  și  $V_2$ , eroarea da-

torată timpilor de comutație ai diodelor este mică. În cazul că semnalele de intrare au niveluri mici și frecvențe mari, timpii necesari comutației diodelor dintr-o stare în alta pot produce erori semnificative. Amplitudinea semnalului de eroare este funcție de căderea de tensiune directă pe diode și de viteza cu care răspunde AO.

Analizând expresia valorii eficace, rezultă că apar unele erori pentru semnalele cu structură complexă și un conținut de frecvență între zero și frecvența de tăiere. Aceste erori sînt produse datorită procesului de mediere necesar la evaluarea valorii eficace, iar din cauza lor medierea reprezintă un proces neadecvat și prin urmare este necesar ca determinarea acestei valori să se facă într-un interval de timp stabilit.

Convertorii pentru calculul valorii eficace pot fi făcuți cu ușurință să realizeze o valoare exactă cînd filtrul trece-jos este transformat în integrator. Acest lucru se poate obține dacă valoarea rezistenței  $R_2$  devine infinită.

Pentru convertorul cu calcul implicit al valorii eficace — dacă  $R_2$  este infinită — ecuația diferențială este:

$$\frac{de_{ie\varphi}^2}{dt} = \frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_3}{R_1^2} \cdot \frac{2e_{in}^2}{C_1}, \quad (3.70)$$

iar soluția ei:

$$e_{ie\varphi}^2(t) = \frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{2}{R_1 C_1} \int_0^t e_{in}^2(t) dt + U_{C_1}(0). \quad (3.71)$$

Întrucît  $R_3$  poate fi reglat pentru a obține:

$$\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \cdot \frac{I_{S_4}}{I_{S_3}} \cdot \frac{\alpha_3}{\alpha_1} \cdot \frac{R_3}{R_1} = 1,$$

iar capacitorul  $C_1$  al integratorului este șuntat pînă la momentul  $t = 0$  (pentru a avea condiția inițială  $U_{C_1}(0) = 0$ ), tensiunea de ieșire va fi egală cu:

$$e_{ie\varphi} = \sqrt{\frac{2}{R_1 C_1} \int_0^t e_{in}^2(t) dt}. \quad (3.72)$$

Reglajul pentru satisfacerea acestei expresii reprezintă calibrarea amplificării conversiei și se face prin aplicarea unei tensiuni continue, de valoare cunoscută la intrare și reglarea corectă a valorii tensiunii de ieșire pentru intervalul de timp  $t_0 = R_1 C_1 / 2$ .

La momentul  $t_0 = R_1 C_1 / 2$  tensiunea de ieșire reprezintă chiar valoarea eficace a tensiunii de intrare pe acest interval de timp. Tensiunea de ieșire poate fi făcută să memoreze valoarea eficace a tensiunii de intrare pe intervalul  $t_0 = R_1 C_1 / 2$  prin scurtcircuitarea colectorului lui  $V_4$  la masă în momentul  $t_0$ . Dioda  $V_9$ , nefiind polarizată, nu permite să treacă nici un curent, iar ieșirea lui  $A_3$  se menține la valoarea eficace a tensiunii de intrare. Curenții de polarizare ai lui  $A_3$  vor adăuga sau scădea sarcină electronică în capacitorul de integrare, ceea ce va face ca tensiunea de ieșire să fie afectată de o ușoară mărire ori scădere.

Eroarea cauzată de curenții de polarizare după un timp  $t_m$ , măsurat după  $t_0$ , este:

$$\varepsilon_m = \frac{I_p t_m}{C_1}. \quad (3.73)$$

Introducerea unor amplificatori operaționali avînd tranzistori cu efect de cîmp la intrare va micșora extrem de mult erorile datorate curenților de polarizare. Dacă valoarea curenților de polarizare ai amplificatorilor operaționali poate fi redusă pînă la circa 10 picoamperi, valoarea lui  $R_1$  se poate mări pînă la circa 2 M $\Omega$ , iar nivelul erorilor datorate curenților de polarizare rămîne în cadrul unor toleranțe admisibile. Pentru un interval de integrare,  $t_0$ , egal cu 100 de secunde și cu  $R_1$  avînd 2M $\Omega$ , valoarea lui  $C_1$  va fi de 100  $\mu$ F, ceea ce constituie o mărime rezonabilă din punct de vedere practic.

O metodă foarte răspîdită de măsurare a valorii eficace este de a transforma energia semnalului în căldură și apoi de a găsi și măsura semnalului de curent continuu care produce o cantitate egală de căldură. Acest procedeu permite măsurarea semnalelor de bandă largă. În figura 3.31 este dată o schemă simplă de convertor termic cu amplificare fixă, rezistori și termocupluri.

Din punct de vedere electric termocuplul este izolat față de rezistorul de încălzire, dar cuplajul lor termic este foarte bun. Cele două termoelemente (rezistor plus senzor) trebuie să aibă caracteristici identice, pentru evitarea erorilor de măsură. Orice tensiune aplicată rezistorului de încălzire de la intrare produce creșterea temperaturii termoelementului de intrare, din cauza căreia se ajunge la creșterea tensiunii furnizate de termocuplu. Această tensiune de eroare este amplificată de AO și aplicată rezistorului din termoelementul de ieșire, a cărei încălzire va tinde să anuleze diferența de tensiune dintre termocuplul de la intrare și cel de la ieșire. Presupunînd că cele două termoelemente au caracteristici identice, condiția de anulare a diferenței de tensiune este echivalentă cu egalitatea dintre valoarea eficace a tensiunii de la intrare și cea de la ieșire.

În cazul semnalelor de intrare cu frecvențe joase este posibil ca valoarea constantei termice de timp a termoelementului să fie insuficientă pentru a obține o tensiune de ieșire continuă lipsită de neuniformități. De aceea se introduce capacitorul  $C_1$ , care realizează atît o compensare a fazei, cît și o reducere a nivelului neuniformităților la ieșire. Dioda  $V$  permite obținerea unor tensiuni de ieșire numai de polaritate pozitivă. Convertorii, funcționînd

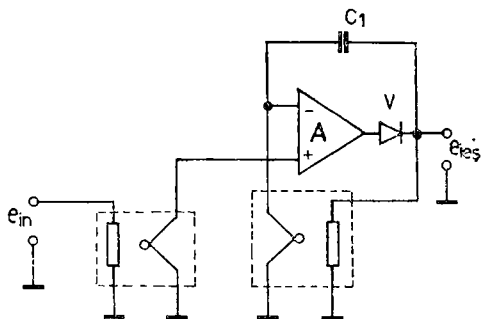


Fig. 3.31. Circuit de măsurare a valorii eficace prin mijloace termice:

$$e_{ies} = \sqrt{e_{in}^2}$$

pe acest principiu, pot facilita măsurări de valoare eficace pentru semnale de pînă la 100 MHz, cu o precizie de 0,01% în mijlocul benzii și de 2% la limita superioară.

Pe lîngă costul relativ mare, termoelementele impun anumite limitări circuitelor în care sînt montate. De exemplu, datorită masei termice mari, termoelementele se caracterizează prin constante de timp termice mari și, ca atare, au un timp lung de răspuns. Această situație poate fi înlăturată dacă se utilizează termoelementele monolitice în care senzorul termic este joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar. Actualele tehnologii permit realizarea unor rezistențe termice mari, a unor mase termice mici și, deci, posibilitatea obținerii unor convertori de valoare eficace cu un răspuns mult mai rapid. În figura 3.32 este dată schema de principiu a unui convertor de valoare eficace realizat cu un astfel de termoelement. Semnalul aplicat la intrare produce încălzirea rezistorului  $R_{V1}$  și deci variația tensiunii bază-emitor a tranzistorului din termoelementul de la intrare. Variația de tensiune bază-emitor reprezintă tensiunea de eroare, care va fi amplificată de  $V_1$ ,  $V_2$ , și  $A_1$ . Tensiunea de eroare, amplificată, este aplicată rezistorului  $R_{V2}$ , care — prin încălzire — tinde să restabilească echilibrul. Acesta va fi restabilit cînd  $E_{ies, ef} = E_{in, ef}$ .

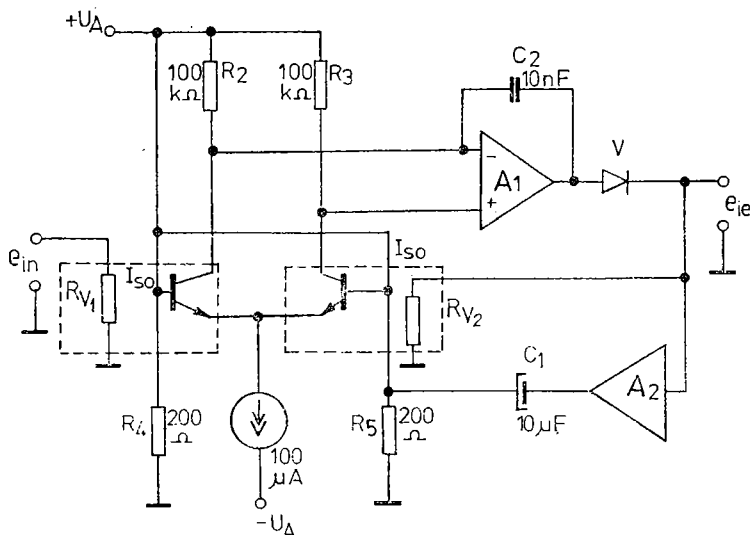


Fig. 3.32. Circuit de calcul al valorii eficace cu termoelemente monolitice

Pentru semnalele de înaltă frecvență aplicate la intrare, constanta de timp termică a rezistorului de încălzire și lărgimea de bandă finită a AO mediază puterea de la intrare, astfel ca  $E_{ies}$  să fie tensiune continuă. La o variație lentă în timp a semnalului de intrare temperatura lui  $V_1$  tinde să urmărească valoarea lui  $e_{in}$ . Introducerea unei reacții negative de la ieșire la intrare prin intermediul  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $A_2$  contribuie la obținerea unei tensiuni continue chiar și pentru frecvențe foarte joase. Capacitorii  $C_2$  și  $C_3$  compensează faza amplificatorului operațional complex, format din  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $A_1$ .

## AMPLIFICATORI OPERAȚIONALI ÎN CIRCUITE NELINEARE

La multe dintre aplicațiile de larg interes rețeaua de reacție a amplificatorului operațional este nelineară. Prin utilizarea unor asemenea rețele amplificatorii operaționali pot realiza aproximarea unor curbe de transfer, linearizarea caracteristicilor unor transductori, limitarea amplitudinilor semnalelor, diverse operații matematice etc. Implementarea rețelelor de reacție nelineare se bazează de cele mai multe ori pe caracteristica tensiune-curent a joncțiunilor semiconductoare (din diode, diode Zener, tranzistori). În unele aplicații se folosesc proprietățile de comutație la semnal mare al acestor dispozitive sau chiar caracteristica de nelinearitate a joncțiunii respective.

### 4.1. LIMITATORI CU REACȚIE

Principiul de funcționare al unui limitator cu reacție se bazează pe posibilitatea de a realiza o schimbare bruscă a valorii amplificării în buclă închisă cu ajutorul unor reacții serie sau paralel. Schema unui astfel de limitator este dată în figura 4.1. Amplificatorul operațional utilizează un circuit de limitare

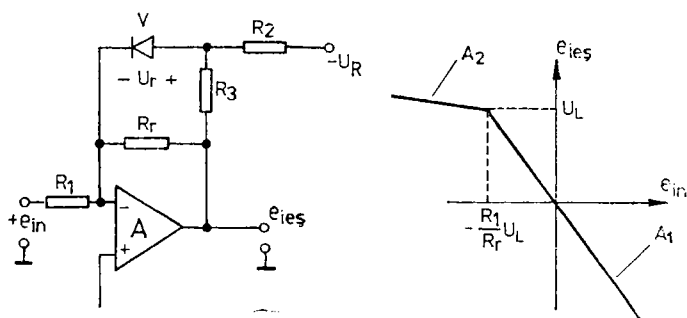


Fig. 4.1. Limitator cu reacție:

$$A_1 = -\frac{R_r}{R_1}; \quad A_2 = -\frac{R_r R_3}{(R_r + R_3) R_1}.$$

serie. Dioda  $V$  începe să conducă în momentul în care căderea de tensiune pe rezistorul  $R_r$  depășește pragul ei de conducție. În acest caz tensiunea de ieșire este limitată la valoarea:

$$U_L = \frac{R_3}{R_2} U_R + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) U_r. \quad (4.1)$$

Amplificarea înainte de limitare este de:

$$A_1 = -\frac{R_r}{R_1}, \quad (4.2)$$

iar după limitare are valoarea:

$$A_2 = -R_r \frac{R_3}{(R_r + R_3)R_1}. \quad (4.3)$$

Este evident că panta sau amplificarea poate fi făcută aproape egală cu zero dacă  $R_3 \ll R_1$ . Deoarece nu este posibil să se ia pentru  $R_3$  valori foarte mici, prin introducerea unui tranzistor (fig. 4.2) se poate obține o pantă aproximativ egală cu zero.

Tranzistorul asigură un curent suficient în joncțiunea de însumare, în timp ce curentul prin  $R_3$  rămîne mic (curentul de bază al tranzistorului). Curentul total din joncțiunea de însumare se menține la valoarea zero, atît înainte cît și după limitare. Dioda protejează joncțiunea bază-emitor a tranzistorului de tensiunile inverse.

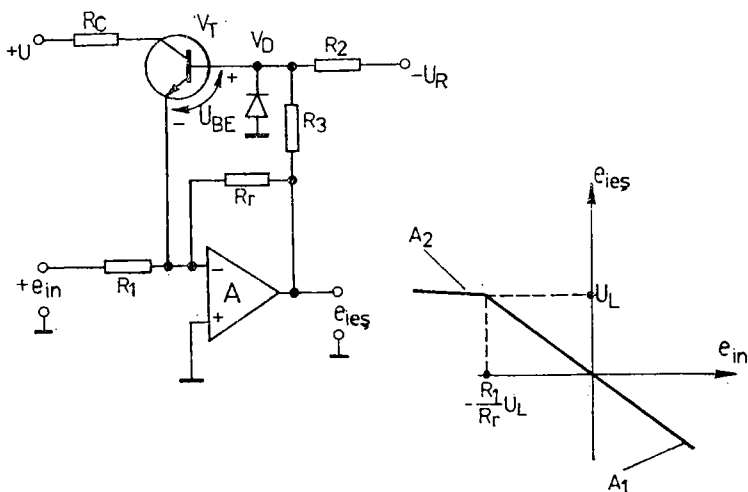


Fig. 4.2. Limitator cu reacție, cu tranzistor în bucla de reacție:

$$A_1 = -\frac{R_r}{R_1}; \quad A_2 = -\frac{R_3}{R_1}.$$

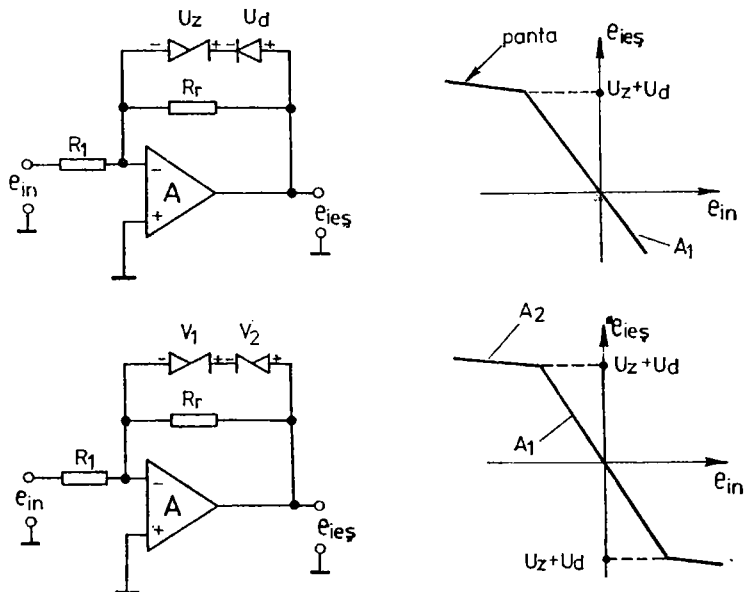


Fig. 4.3. Limitatori cu diode Zener:

$$A_1 = -\frac{R_r}{R_1}; \quad A_2 = -\frac{r_z + r_r}{R_1}.$$

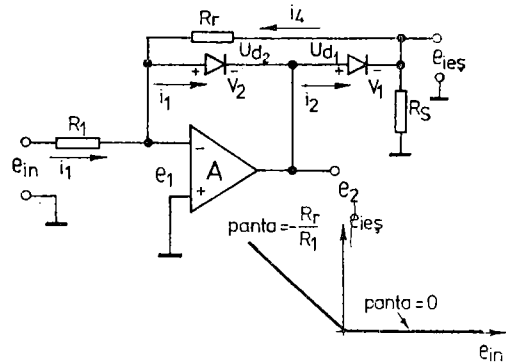
Tensiunea de limitare a montajului este dată de expresia:

$$U_L = \frac{R_3}{R_2} \cdot U_R + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) U_{BE}. \quad (4.4)$$

Ambele circuite prezintă instabilitate la variațiile de temperatură, tensiunea de limitare depinzând de indicele de temperatură al diodei sau joncțiunii bază-emitor.

În unele aplicații pot fi folosiți limitatorii cu diode Zener (figura 4.3). Aceștia lucrează foarte bine la frecvențe joase, însă la frecvențe mari nu răspund corect din cauza capacității Zener. Întrucât diodele, diodele Zener și tranzistorii au rezistență finită și variabilă în regim de conducție, iar parametrii lor sînt dependenți de temperatură, limitatorul produce o rotunjire a caracteristicii în punctul de comutație de la o valoare la alta a amplificării. De aceea s-au construit montaje cu o trecere netă dintr-un regim de amplificare în altul și mai puțin influențate de temperatură. Schema de principiu din figura 4.4 este a unui limitator de precizie, la care efectul de nelinearitate al diodei, precum și dependența ei de temperatură sînt compensate datorită caracteristicii de amplificare în buclă deschisă a AO.

Fig. 4.4. Limitator de precizie, cu diode



Analiza circuitului trebuie să fie făcută avînd în vedere relația dintre tensiunea și curentul din diode:

$$U_a = \frac{nkT}{q} [\ln (i_a - I_D) - \ln I_D] = f(i_a). \quad (4.5)$$

Pentru  $e_2 > 0$  ( $e_{in} < 0$ ) curentul  $i_3$  va fi egal cu zero, deoarece dioda  $V_2$  este polarizată invers. Curentul de intrare circulă prin  $R_r$ , generînd la ieșire o tensiune egală cu:

$$e_{ieș} = -R_r i_1 = -\frac{R_r}{R_1} e_{in}; \quad (e_{in} < 0). \quad (4.6)$$

Ținînd seama de nelinearitatea diodei și de valoarea finită a amplificării, tensiunea de ieșire este egală cu:

$$e_{ieș} = \frac{(-R_r/R_1)e_{in}}{1 - (1/A_0\beta)[1 + f(i_2)/e_{ieș}]}, \quad (4.7)$$

unde  $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_r}$ .

Se observă că efectul tensiunii de conducție directă a diodei este redus într-un raport  $A_0\beta$ , ceea ce are ca rezultat dispariția fenomenului de rotunjire la comutația dintr-un regim de lucru în altul.

Pentru tensiuni  $e_2 < 0$  dioda  $V_1$  nu mai conduce și tot curentul de intrare circulă prin  $V_2$ . Teoretic, în această situație tensiunea de ieșire este egală cu zero. Avînd însă în vedere amplificarea finită și nelinearitatea diodei, tensiunea de ieșire va avea valoarea:

$$e_{ieș} = -\frac{f(i_1)}{A_0} \cdot \frac{R_s}{R_r + R_s}; \quad (e_{in} > 0). \quad (4.8)$$

După cum se vede, este o tensiune extrem de mică, sub nivelul tensiunii de decalaj a amplificatorului operațional. În felul acesta se obține un limitator

de precizie, care reduce foarte mult nelinearitățile specifice diodelor și dependența parametrilor săi de temperatură. Utilizarea unei punți de diode într-un limitator permite realizarea unui dispozitiv de precizie cu limită pozitivă și negativă.

## 4.2. GENERATOR DE FUNCȚII NELINEARE

O utilizare directă a amplificatorilor operaționali cu reacții nelineare se întâlnește în domeniul generării de funcții nelineare. Circuitul din figura 4.5 reprezintă principiul de sinteză al unei funcții.

Analiza grafică din figura 4.5b arată cum poate fi utilizată o astfel de rețea pentru generarea unei anumite funcții. Semnalul de intrare este conectat la  $n$  rețele, fiecare formînd un divizor de tensiune între  $e_{in}$  și potențialul de referință negativă,  $U_{ref}$ . Cînd tensiunea de intrare depășește o anumită valoare dioda  $V_1$  ca conduce, generînd un curent în punctul de însumare. Condiția necesară pentru ca dioda din prima ramură să conducă este:

$$e_{in} \geq \frac{R_{A_1}}{R_{B_1}} \cdot U_{ref}, \quad (4.9)$$

situație în care curentul ce curge în nodul de intrare este:

$$e_{in}/R_{A_1}. \quad (4.10)$$

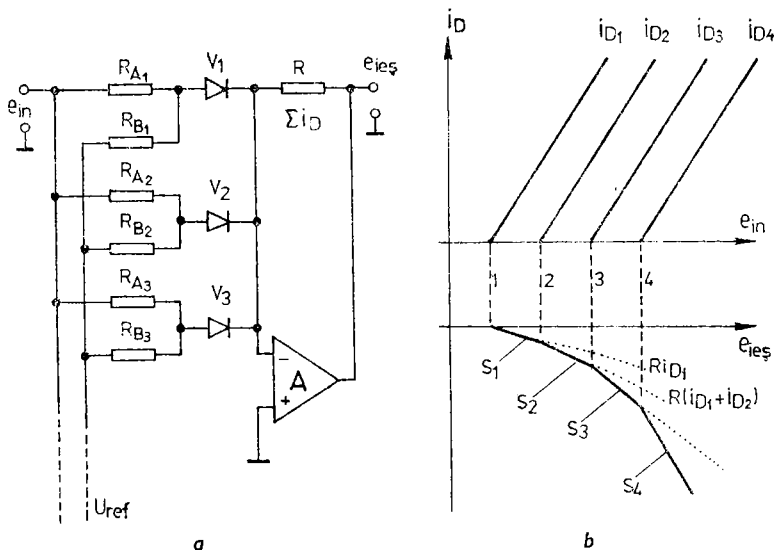


Fig. 4.5. Rețea de sinteză a unei funcții nelineare:

$$e_{ies} = R \sum_{k=1}^n i_{D_k}$$

Rezistorul de reacție menține punctul de însumare la potențialul masei. Expresia completă a curentului prin dioda  $V_1$  este în acest caz:

$$i_{D_1} = \frac{e_{in} - \frac{R_{A_1}}{R_{B_1}} \cdot U_{ref}}{R_{A_1}} = \frac{e_{in}}{R_{A_1}} - \frac{U_{ref}}{R_{B_1}}. \quad (4.11')$$

Diferența dintre funcția dorită și aproximarea rezultată prin sinteză cu segmente de dreaptă reprezintă eroarea sistematică a dispozitivului. În figură se arată această eroare pentru o aproximare făcută din segmente de dreaptă. Expresia tensiunii de ieșire are forma:

$$e_{ieș} = R \sum_{h=1}^n i_{D_h} \quad (4.11'')$$

### 4.3. AMPLIFICATORI LOGARITMICI

Așa cum s-a menționat, caracteristicile tensiune-curent ale unei joncțiuni polarizate direct pot constitui o bază utilă pentru un dispozitiv nelinear. Printr-un proces automat de testare și selecție este posibil să se obțină dispozitive ale căror caracteristici să aibă o lege de variație foarte apropiată de:

$$e = U_0 \log_{10} \frac{i}{I_s}, \quad (4.12)$$

într-o gamă dinamică largă a valorilor lui  $i$  (cîteva decade). Tranzistorii  $n\bar{p}n$  și  $pnp$  pot fi utilizați pentru a realiza funcții logaritmice pe cîteva decade ale variației curentului. Valorile lui  $I_s$  și  $U_0$  depind foarte mult de temperatură, gama dinamică fiind astfel limitată. Deși acest inconvenient reduce domeniul dinamic de funcționare, caracteristica urmărește totuși în continuare relațiile exprimate de ecuațiile:

$$U_{BE} = U_0 \log \frac{i}{I_s}, \quad (4.13)$$

unde:  $U_0 = \frac{kT}{q}$  (în care  $k = 8,62 \cdot 10^{-5}$  eV/K);  $T$  — temperatura absolută;  $I_s$  — curentul de saturație;  $q$  — sarcina electronului = 1eV.

Există trei configurații de bază pentru conectarea tranzistorilor la un AO în scopul obținerii unor generatori de funcții logaritmice. Aceste configurații sînt date în figura 4.6.

Configurația de tip transdiodă are performanțele limitate doar de  $I_s$  și de sensibilitatea amplificatorului de instrumentație asociat. Un dezavantaj al acestei conexiuni apare prin legarea la masă a bazei, ceea ce împiedică lucrul la tensiuni cu polaritate inversă și în aplicațiile care necesită un amplificator diferențial. Configurația mai răspîndită este cea din figura 4.6b.

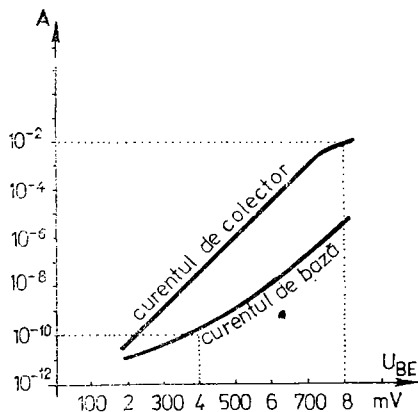
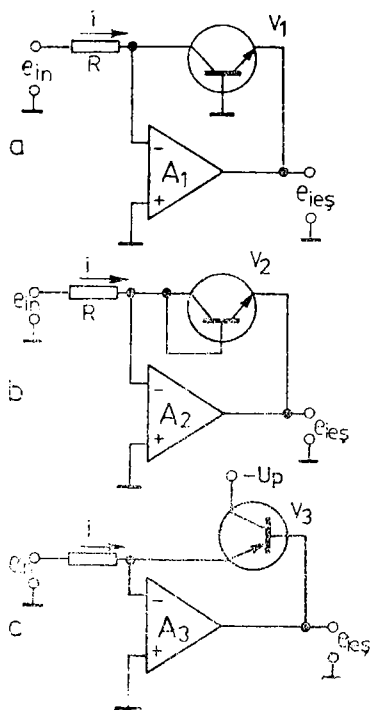


Fig. 4.6. Montaje de amplificatori logaritmici:

a. conexiune tip transdiodă;

$$e_{ie\varphi} = -U_0 \log_{10} \frac{i}{I_S};$$

b. conexiune tip diodă;

$$e_{ie\varphi} = -U_0 \log_{10} \left( \frac{i}{I_S} \right) \left( 1 - \frac{1}{\beta} \right);$$

c. conexiune tip tranzistor.

În sfârșit, configurația din 4.6c este utilă în aplicațiile unde este necesară o impedanță de intrare ridicată, când se reduce sarcina AO. Pentru ca montajul să funcționeze astfel, colectorul tranzistorului trebuie să fie polarizat, ceea ce face însă ca circuitul să nu mai fie utilizabil pentru aplicațiile care necesită reversibilitate. Aceste trei circuite (fig. 4.6) pot calcula fie logaritmul curențului de intrare, fie logaritmul tensiunii de intrare, reprezentînd elementele de bază pentru convertorii logaritmici, dar în practică mai sînt necesare și o serie de măsuri pentru compensarea efectului temperaturii și a fazei, precum și pentru protecția joncțiunii bază-emitor.

Stabilitatea în frecvență a amplificatorului logaritmice se obține prin introducerea unei rețele de compensare a fazei, astfel încît zeroul buclei deschise să apară cu cel puțin o octavă înaintea frecvenței pentru care produsul amplificare-bandă este egal cu unitatea (cerința de stabilitate impune, după cum am văzut, ca variația de fază să fie mai mică decît 180° la trecerea prin zero a amplificării AO).

În figura 4.7a este prezentat un amplificator logaritmice de tipul transdiodă, inclusiv rețeaua de compensare, iar în fig. 4.7b apare schema echivalentă a aceluiași circuit.

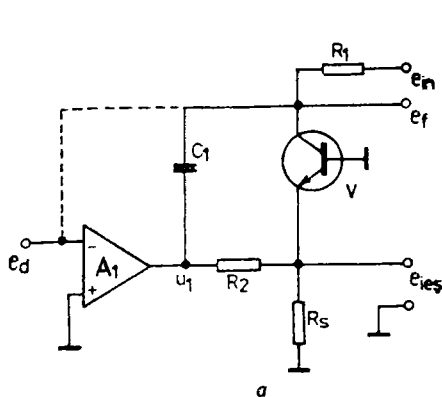


Fig. 4.7a. Amplificator logaritmice de tip transdiodă

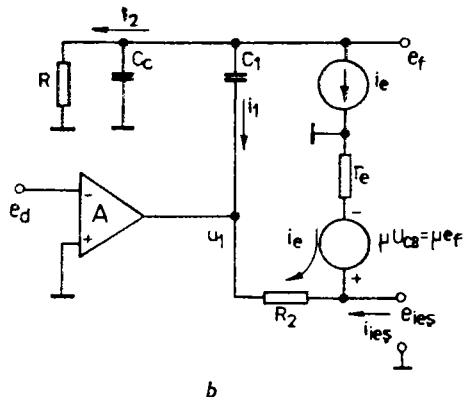


Fig. 4.7b. Schema echivalentă (fig. 4.7a):

$$r_e = \frac{kT}{qI_E}; \quad \mu U_{CB} = \mu e_f.$$

Semnificația simbolurilor din figurile 4.7a și 4.7b este:

$$C_C = C_{C_{\text{transistor}}} + C_{inAO_{\text{bucle deschisă}}};$$

$r_e$  — impedanța la semnal mic a emitorului este:  $r_e = kT/qI_E$ ;

$R_2, C_1$  — componentele de compensare a fazei;

$\mu$  — factorul de reacție datorită efectului Early.

Amplificarea generală a buclei deschise este:

$$A = \frac{e_f}{e_d} = -A_1 \frac{e_f}{u_1}. \quad (4.14)$$

În domeniul frecvență complexă,  $s$ , tensiunea de ieșire este dată de:

$$E_f(s) = -(I_e + I_i) \frac{R_1}{1 + sC_e R_1}. \quad (4.15)$$

Curentul de emitor are expresia:

$$I_e(s) = \frac{\mu E_f - U_1}{R_2 + r_e}. \quad (4.16)$$

iar curentul prin capacitorul de compensare, expresia

$$I_1(s) = \frac{E_f - U_1}{sC_1}$$

și

$$I_2(s) = E_f \left( \frac{1}{R_1} + sC_e \right). \quad (4.17)$$

Din combinarea relațiilor 4.15, 4.16 și 4.17 rezultă că:

$$\frac{E_f}{U_1} = \frac{R_1}{R_2 + r_e + \mu R_1} \cdot \frac{1 + sC_1(R_2 + r_e)}{1 + s[(C_e + C_1) R_1(R_2 + r_e)/(R_2 + r_e + \mu R_1)]} \quad (4.18)$$

Presupunînd pentru simplificarea analizei că  $A_1$  are un răspuns cu un singur pol, rezultă:

$$A_1(s) = \frac{A_{01}}{1 + s(A_{01}/2\pi f_T)}, \quad (4.19)$$

unde  $A_{01}$  este amplificarea în buclă deschisă un curent continuu, iar  $f_T$  — frecvența pentru care produsul dintre amplificare și bandă este egal cu unitatea.

Amplificarea globală în buclă deschisă este egală cu:

$$A(s) = \frac{-A_{01} R_1}{R_2 + r_e + \mu R_1} \cdot \frac{1 + sC_1(R_2 + r_e)}{\left(1 + s \frac{A_{01}}{2\pi f_T}\right) \left[1 + s \frac{(C_e + C_1) R_1(R_2 + r_e)}{R_2 + r_e + \mu R_1}\right]} \quad (4.20)$$

Condiția de stabilitate este ca:

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_1(R_2 + r_e)} \leq \frac{1}{2} f_T, \quad (4.21)$$

( $f_z$  este frecvența zeroului buclei deschise)  
de unde rezultă și valoarea capacitorului  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1}{\pi(R_2 + r_e) f_T}. \quad (4.22)$$

Pentru a micșora foarte mult efectul lui  $r_e$  se alege  $R_2$  cît mai mare posibil, valoarea sa fiind limitată de semnalul maxim dorit și de curenții de sarcină:

$$R_2 \leq \frac{U_{1max} - 0,7}{(I_E + I_0)_{max}}. \quad (4.23)$$

Caracteristicile dinamice ale tensiunii de ieșire,  $e_{ies}$ , a unui amplificator logaritmîc sînt limitate de mărimea compensării de fază necesare. Deoarece elementul de reacție — tranzistorul — este un element unipolar, iar AO nu are o reacție de curent continuu pentru tensiunea de intrare cu polaritate inversă, este posibilă polarizarea inversă a tranzistorului. Această tensiune inversă poate duce la străpungerea joncțiunii bază-emitor a tranzistorului, ceea ce, în situația în care perioada de străpungere este mică, înseamnă micșorarea factorului de amplificare al tranzistorului și mărirea factorului de zgomot. Dacă însă perioada de străpungere este mare joncțiunea se va distruge. Conectînd o diodă între emitorul și colectorul tranzistorului (fig. 4.8 a), se obține o reacție de curent continuu pentru orice polaritate. La niveluri mici de semnal dioda introduce însă unele erori, în special la curenți foarte mici,

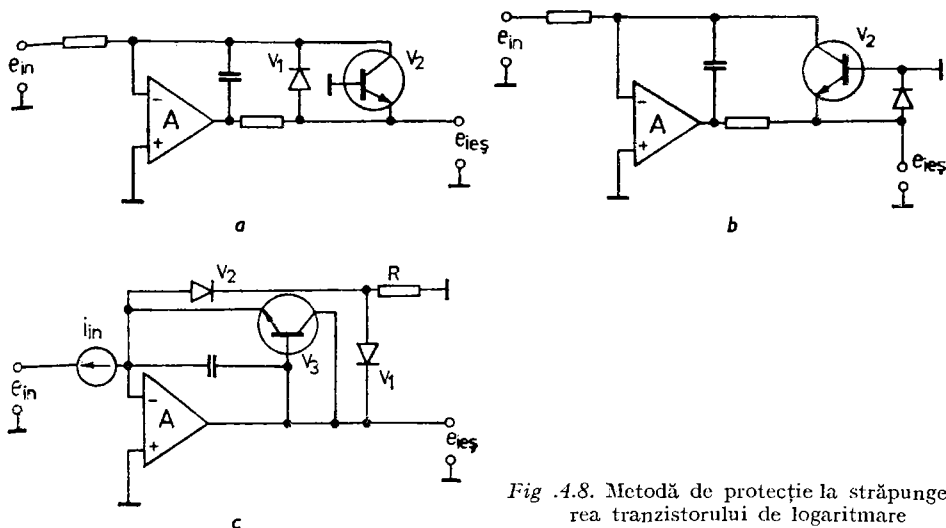


Fig .4.8. Metodă de protecție la străpungerea tranzistorului de logaritmare

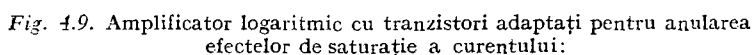
cînd curentul de scurgere prin diodă se scade din curentul de intrare. Eroarea poate fi minimizată folosind un tranzistor cu efect de cîmp, cu drena și sursa legate împreună, pentru a constitui o diodă cu curenți mici de scurgere.

Un alt mijloc de protecție contra tensiunii de străpungere îl constituie intercalarea unei diode între emitorul și baza tranzistorului (fig. 4.8 b). Metoda prezintă dezavantajul că AO nu are reacție de curent continuu pentru polarități inverse, ceea ce va conduce la saturarea sa (iar timpul de ieșire din saturatie este — de obicei — mare). De asemenea se menține posibilitatea apariției erorilor produse de curenții de scurgere, în special la niveluri mici de semnal. De aceea se preferă montarea a două diode (fig. 4.8 c).

Pentru semnale cu polaritate inversă diodele  $V_1$  și  $V_2$  închid calea de reacție în curent continuu, preîntîmpinînd saturarea amplificatorului operațional, și, în același timp, limitează tensiunea inversă pe joncțiunea bază-emitor la 1,4 volți, valoare insuficientă pentru a străpunge joncțiunea. La funcționarea normală a circuitului de logaritmare dioda de protecție  $V_1$  este polarizată invers de către tensiunea bază-emitor a tranzistorului, iar curentul său de scurgere se închide prin  $R$ , producînd o tensiune de polarizare inversă de valoare foarte mică, pe dioda de protecție  $V_2$ , al cărui curent de scurgere inversă poate constitui o sursă de erori în procesul de conversie logaritmică. Întrucît însă polarizarea inversă pe  $V_2$  poate fi menținută la niveluri foarte scăzute, eroarea introdusă de curentul său de scurgere este totuși neglijabilă.

Așa cum am mai arătat, altă sursă de erori în proiectarea amplificatorilor logaritmici o reprezintă dependența de temperatură a caracteristicilor tensiune-curent a dispozitivului folosit ca element de reacție. Amplificarea la conversia logaritmică este o funcție lineară de temperatură prin factorul  $kT/q$ . Pe de altă parte, curentul de saturație variază și el cu temperatura, conform relației:

$$I_s = BT^3 e^{-qU_{g0}/kT}, \quad (4.24)$$



unde  $B$  este o constantă dependentă de nivelul de dopare și geometria joncțiunii, iar  $U_{g_0} = 1,11$  V, pentru 0 Kelvin.

În figura 4.9 este dată schema completă a unui amplificator logaritmîc care utilizează tranzistori adaptați pentru a anula erorile datorite temperaturii.

$$u_1 = -\frac{kT}{q} \ln \frac{e_{in}}{R_1 I_{S_1}} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{ref}}{I_{S_1}}. \quad (4.25)$$

Avînd în vedere expresia curentului de saturație din (4.24) expresia lui  $u_1$  ia forma:

$$u_1 = -\frac{kT}{q} \ln \left( \frac{e_{in}}{R_1 I_{ref}} \cdot \frac{B_2}{B_1} \right). \quad (4.26)$$

132

Prezența termistorului  $R_T$ , cu coeficient negativ de temperatură, va face ca amplificarea lui  $A_2$  în cazul ideal să varieze invers proporțional cu temperatura.

O altă sursă de erori este constituită chiar din erorile specifice AO, cum ar fi tensiunea și curentul de decalaj, curenții de polarizare. Acest lucru impune proiectanților o judicioasă alegere a amplificatorilor operaționali utilizați în fiecare aplicație în parte.

În anumite situații sînt necesari și amplificatori cu caracteristică antilogaritmică, care poate fi obținută prin conectarea corespunzătoare în bucla de reacție a tranzistorilor de logaritmare. În circuitul de antilogaritmare din figura 4.10 tensiunea de intrare, după ce este atenuată cu ajutorul unui termistor, este aplicată ca tensiune diferențială unei perechi de tranzistori de logaritmare:

$$u_{BE_2} = U_{BE_1} + \gamma e_{in} \quad (4.27)$$

unde  $\gamma$  are forma:

$$\gamma = \frac{R_T}{R_T + R_3}.$$

Tensiunea bază-emitor a tranzistorului de logaritmare  $V_1$  este folosită ca referință pentru a anula curentul de saturație. Avînd în vedere expresia lui  $U_{BE}$ , se poate scrie:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{i_{C_2}}{I_{S_2}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{ref}}{I_{S_1}} - \gamma e_{in}. \quad (4.28)$$

Substituind în această expresie valorile lui  $I_{S_2}$ , se obține:

$$e_{ies} = \frac{B_2}{B_1} R_2 I_{ref} e^{-\frac{q\gamma}{kT} e_{in}}. \quad (4.29)$$

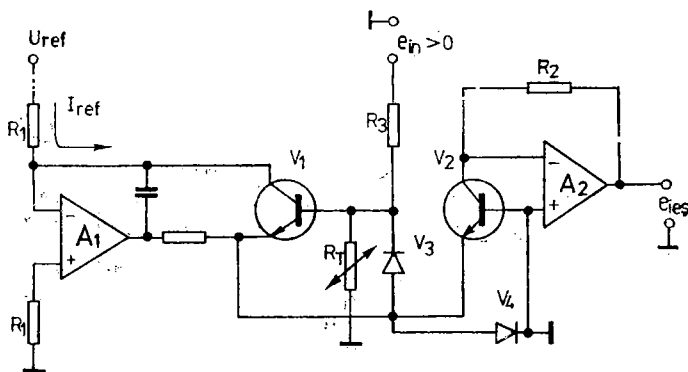


Fig. 4.10. Amplificator antilogaritmic:  
 $e_{in} > 0$

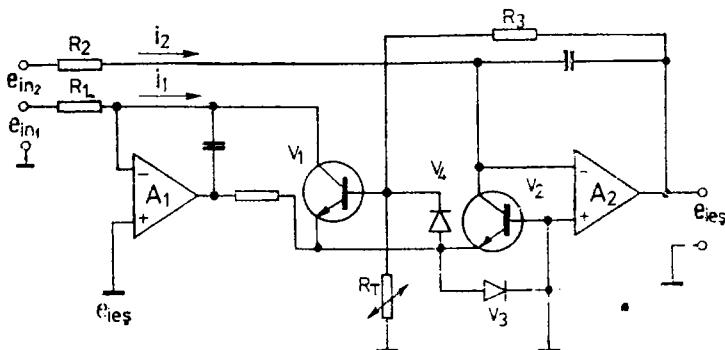


Fig. 4.11. Circuit pentru calculul logaritmului unui raport:

$$e_{ies} = A \log \frac{i_1}{i_2}; \quad A = \frac{R_3 + R_T}{0,434 R_T} \cdot \frac{kT}{q}$$

Pentru majoritatea aplicațiilor se alege  $R_3 \gg R_T$ . O variantă a circuitului discutat mai sus este dată în figura 4.11. Noul montaj permite calculul logaritmului unui raport.

Tensiunea la ieșirea acestui circuit este:

$$e_{ies} = \frac{kT}{q\gamma} \ln \left( \frac{i_1}{i_2} \cdot \frac{B_2}{B_1} \right), \quad (4.30)$$

unde

$$\gamma = \frac{R_T}{R_3 + R_T}$$

Semnalele de intrare pot fi fie surse de tensiune, fie surse de curent.

În toate exemplele date pînă acum s-au folosit pentru logaritmare tranzistori *npn*, ceea ce a presupus semnale de intrare pozitive. Pentru semnale negative se folosesc tranzistori *pnp*. În cele ce urmează vor fi prezentate cîteva scheme de realizare a unor amplificatori logaritmici. Astfel, în figura 4.12 este prezentat un amplificator logaritmîc cu o gamă dinamică de 100

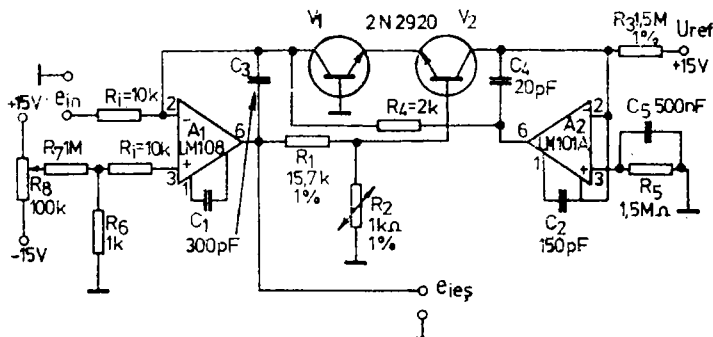


Fig. 4.12. Amplificator logaritmîc cu dinamică de 100 dB

decibeli. Circuitul din figură generează o tensiune de ieșire logaritmică pentru un curent de intrare care variază linear. Tranzistorul  $V_1$  este utilizat ca element de reacție nelineară pentru un AO tip *LM108*. Reacția negativă se aplică pe emitorul lui  $V_1$  prin intermediul divizorului  $R_1$ ,  $R_2$  și joncțiunea bază-emitor a lui  $V_2$ . Drept urmare, curentul de colector al lui  $V_1$  va fi egal cu valoarea curentului prin rezistorul de intrare  $R_i$ . Tranzistorul  $V_2$  este folosit ca element de reacție pentru amplificatorul operațional al *LM101A*. Reacția negativă forțează curentul de colector al lui  $V_2$  să fie egal cu curentul prin  $R_3$ . Pentru valorile din schemă acest curent este de 10 microamperi. Deoarece curentul de colector al lui  $V_2$  rămâne constant, rezultă că și tensiunea sa bază-emitor se menține constantă, ceea ce face ca — odată cu variația curentului de intrare — să varieze doar tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $V_1$ . Tensiunea de ieșire  $e_{ieș}$  este o funcție de diferența celor două tensiuni bază-emitor ale lui  $V_1$  și  $V_2$ :

$$e_{ieș} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (u_{BE_2} - u_{BE_1}). \quad (4.31)$$

Avînd în vedere faptul că cei doi tranzistori au caracteristici adaptive, se poate formula expresia:

$$\Delta u_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_{C_1}}{i_{C_2}}. \quad (4.32)$$

Din combinația celor două ecuații rezultă că:

$$e_{ieș} = - \frac{kT}{q} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \ln \frac{e_{in} R_3}{E_{ref} R_i}, \quad (4.33)$$

pentru  $e_{in} \geq 0$ .

Această relație demonstrează că tensiunea de ieșire este proporțională cu logaritmul tensiunii de intrare. Deoarece în relația respectivă intervine un termen de proporționalitate cu temperatura, apare necesitatea compensării, care se realizează prin intermediul rezistorului  $R_2$ , ca element dependent de temperatură. Divizorul  $R_1$ ,  $R_2$  stabilește amplificarea caracteristică circuitului, în timp ce cu ajutorul lui  $R_3$  se stabilește zeroul funcției de transfer.

După cum rezultă din expresie, amplificatorul are și o acțiune de inversare, dar pentru aplicațiile în care aceasta nu este utilă se va schimba rolul intrărilor de semnal și de referință, schimbînd totodată și poziția amplificatorilor operaționali folosiți. Gama dinamică care se poate obține cu un asemenea circuit este de 100 dB, cu o precizie de 1% din semnal. De exemplu, un aparat de măsură simplu ce utilizează un asemenea amplificator logaritmic poate vizualiza simultan impulsuri de 10 mV și de 10 V. Fără acest convertor logaritmic semnalul de nivel scăzut s-ar pierde. Evident, pentru obținerea unei astfel de game dinamice, avînd totodată o precizie foarte ridicată, este necesar ca AO de intrare să aibă o tensiune de decalaj scăzută, precum și curenți de polarizare și de decalaj foarte mici. Astfel, circuitul integrat *LM108* are un curent de polarizare de maximum 3 nanoamperi și un curent de decalaj

de 400 picoamperi, pe o gamă de temperaturi cuprinsă între  $-50^{\circ}$  și  $+125^{\circ}\text{C}$ . Pe de altă parte, circuitul este prevăzut cu posibilitatea anulării tensiunii de decalaj. De asemenea, întrucât amplificatorii logaritmici sînt circuite care lucrează la niveluri mici de semnal, terminalele circuitelor integrate trebuie să fie cît mai scurte și gardate, pentru a elimina curenții de scurgere datorăți reziduurilor care apar și rămîn pe circuitul imprimat în procesul de lipire. În plus, este necesar să se utilizeze condensatori de înaltă calitate, cu mică sau sticlă.

Tranzistorii pereche se conectează cu baza la masă pentru a elimina curenții cauzate de curenții de bază, dar o astfel de conexiune permite — cum s-a arătat — creșterea amplificării buclei, fiind necesare măsuri de prevenire a oscilațiilor. Utilizarea rețelor de compensare limitează, însă, viteza de răspuns a amplificatorilor logaritmici. În figura 4.13 se prezintă schema unui amplificator logaritmici mai rapid cu două ordine de mărime decît cel descris înainte și cu o gamă dinamică de 80 dB. Modul său de funcționare este desigur similar cu al celui descris mai sus, cu singura excepție că, în loc să se optimizeze gama dinamică de lucru, s-a optimizat viteza de lucru.

Tranzistorul  $V_1$  este conectat ca diodă pentru a permite o compensare directă a lui  $LM101A$ , extinzîndu-i banda la 10 MHz și, deci, mărindu-i viteza de răspuns.

Erorile datorate valorii finite a factorului de amplificare în curent ( $\beta$  al lui  $V_1$  și al curenților de polarizare ai lui  $LM101$ ) sînt înlăturate prin introducerea unui AO ca repetor de tensiune (în speță  $LM102$ ). Dacă circuitul ar lucra fără acest receptor, performanțele la curenți mici ale amplificatorului logaritmici s-ar degrada. Banda de frecvențe maximă este obținută prin compensarea amplificatorului. Întocmai ca la circuitul precedent,  $R_1$  și  $R_2$  determină valoarea amplificării, iar  $R_3$  controlează zeroul funcției de transfer a amplificatorului logaritmici.

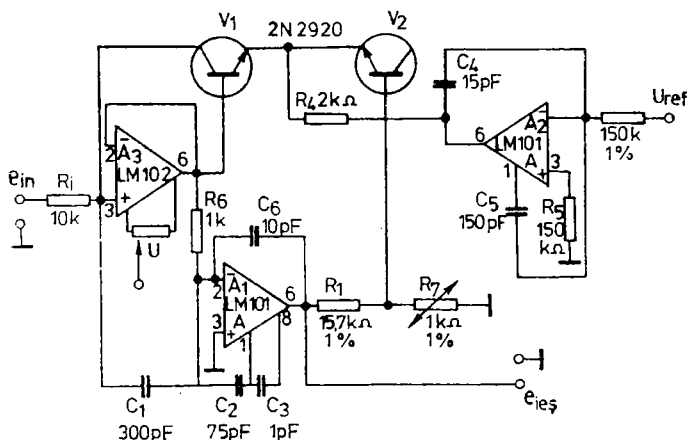


Fig. 4.13. Amplificator logaritmici cu răspuns rapid

Cu valorile indicate în schemă, factorul de scală este de 1 V/decadă, iar tensiunea de ieșire este exprimată prin relația:

$$e_{ieș} = - \left( \log_{10} \left| \frac{e_{in}}{R_i} \right| + 4 \right), \quad (4.34)$$

de la mai puțin de 100 nA la 1 mA.

Realizarea unui amplificator antilogaritmec sau exponențial este ilustrată în circuitul din figura 4.14.

Amplificatorul  $A_1$ , împreună cu tranzistorul  $V_1$ , comandă emitorul tranzistorului  $V_2$ , proporțional cu valoarea tensiunii de intrare  $e_{in}$ . Curentul de colector al tranzistorului  $V_2$  variază exponențial cu tensiunea aplicată pe joncțiunea bază-emitor și este convertit în tensiune de către cel de-al doilea amplificator operațional,  $A_2$ , astfel că:

$$e_{ieș} = 10^{-e_{in}} \quad (4.35)$$

Așadar, parametrii care caracterizează un amplificator logaritmec, pornind de la relațiile de bază, sînt:

$$e_{ieș} = -k \log \frac{i_{in}}{I_{ref}}, \quad (4.36)$$

$$e_{ieș} = -k \log \frac{e_{in}}{I_{ref}}.$$

Cele două constante,  $k$  și  $I_{ref}$ , se stabilesc în mod independent.

Pentru minimizarea efectelor datorate tensiunii de decalaj la ieșire și zgomotului este de dorit să se poată dispune de excursia maximă a tensiunii de ieșire a AO care în mod obișnuit este de  $\pm 10$  V.

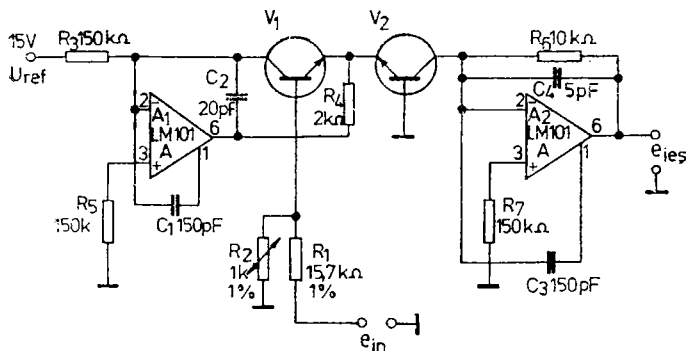


Fig. 4.14. Schema de principiu a unui amplificator logaritmec

Considerînd că valorile maxime ale tensiunii de ieșire ce definesc excursia totală a tensiunii de ieșire sînt  $\pm e_{ieșmax}$  și că acestea corespund curenților de intrare de valoare minimă și maximă se poate scrie:

$$\begin{aligned} + |e_{ieș}|_{max} &= -k \log \frac{i_{min}}{I_{ref}}, \\ - |e_{ieș}|_{max} &= -k \log \frac{i_{max}}{I_{ref}}, \\ i_{min} &\leq i \leq i_{max} \end{aligned} \quad (4.37)$$

Din aceste ecuații rezultă prin adunare:

$$\log \frac{i_{max} \cdot i_{min}}{I_{ref}^2} = 0, \quad (4.38)$$

astfel că:

$$I_{ref} = \sqrt{i_{max} \cdot i_{min}}.$$

Constanta  $k$  se poate exprima în acest caz astfel:

$$k = |e_{ieș}|_{max} / \log \sqrt{\frac{i_{max}}{i_{min}}}. \quad (4.39)$$

Odată determinate constantele  $k$  și  $I_{ref}$ , se determină abaterile de la expresia ideală, ca și gama dinamică de lucru a amplificatorului logaritmic. Abaterile de la expresia ideală se stabilește conform relației:

$$\varepsilon_{ieș} = -k \log \frac{i_{in}}{I_{ref}} - \left( -k \log \frac{i_{in} + \Delta i_{in}}{I_{ref}} \right), \quad (4.40)$$

de unde se obține eroarea raportată la ieșire:

$$\varepsilon_{ieș} = k \log(1 + \Delta i_{in}/i_{in}) \quad (4.41)$$

sau eroarea raportată la intrare:

$$\Delta i_{in} = i_{in} \left( 10^{\frac{\varepsilon_{ieș}}{k}} - 1 \right). \quad (4.42)$$

Sursele primare de erori la intrare sînt date, așa cum s-a mai arătat, de curenții de polarizare și de tensiunea de decalaj a AO. Dacă intrarea este comandată printr-o sursă de curent, efectul tensiunii de decalaj este neglijabil. Cînd se utilizează un generator de tensiune pentru comandă, efectul decalajului de tensiune al AO devine notabil și se manifestă prin apariția unui curent de eroare, dar, în general, prin folosirea metodelor de anulare decalajul nu mai are influență.

Un alt aspect important al circuitelor de logaritmare și antilogaritmare este legat de deriva tensiunii de ieșire în raport cu temperatura. Erorile datorate variațiilor termice pot fi reduse prin compensarea factorului de scală,

care intervine în expresia funcției de transfer, cu ajutorul unui termistor, precum și prin folosirea unui AO cu derivă mică. Deoarece nu se poate realiza o anulare totală, deriva tensiunii de ieșire în raport cu temperatura poate fi aproximată cu ajutorul relației:

$$\frac{\Delta e_{ieș}}{\Delta T} = \frac{\Delta k}{k \Delta T} e_{ieș} + 0,434 \cdot k \left( \frac{\Delta I'_{ref}}{I'_{ref} \Delta T} + \frac{\Delta I_p}{i_{in} \Delta T} + \frac{\Delta U_{dec}}{R i_{in} \Delta T} \right), \quad (4.43)$$

unde  $I'_{ref}$  este curentul de referință efectiv, ce include și efectul de neadaptare dintre curenții de saturație ai tranzistorilor de logaritmare, iar  $\Delta I_p / \Delta T$  și  $\Delta U_{dec} / \Delta T$  — derivate curentului de polarizare și, respectiv, ale tensiunii de decalaj ale AO în raport cu temperatura.

Deriva factorului de scală  $\Delta k / k \Delta T$  se datorează compensării incomplete a lui  $kT/q$  pe joncțiunea bază-emitor de conversie logaritmică.

## CIRCUITE DE MULTIPLICARE ȘI DIVIZARE

Multiplcatorii și divizorii analogici au fost folosiți inițial ca blocuri funcționale în calculatoarele analogice. Odată cu dezvoltarea tehnologiei semiconducturilor, ei au fost integrați sau realizați ca moduli hibridi, căpătînd o largă utilizare la prelucrarea semnalelor, sistemele de ghidaj, controlul motoarelor, modulatorii de semnal, analizorii chimici, blocurile de afișaj etc.

Un circuit de multiplicare dispune de o ieșire, care, în mod ideal, este egală cu produsul a două variabile de la intrare:

$$e_{ieș} = e_{in_1} \cdot e_{in_2}.$$

Pentru a realiza practic această operație de înmulțire s-au experimentat mai multe metode. Alegerea uneia sau alteia dintre ele se face în funcție de problema care trebuie rezolvată, însă aproape toate recurg la amplificatorii operaționali. Dintre cele mai folosite metode de realizare a operației de înmulțire amintim:

- aproximarea lineară;
- modulația în amplitudine și durată;
- medierea triunghiulară;
- transconductanța variabilă;
- logaritmarea și antilogaritmarea.

În funcție de metoda folosită pentru multiplicarea tensiunilor aplicate la intrările lor, multiplicatorii se clasifică în mod corespunzător.

### 5.1. MULTIPLICATORI CU APROXIMĂRI LINEARE

Prima categorie de multiplicatori utilizează o rețea de rezistori și diode polarizate spre a genera răspunsuri cu lege pătratică pentru suma și diferența mărimilor de la intrare, precum și însumarea mărimilor respective, cu ajutorul unui amplificator operațional, conform relațiilor algebrice:

$$e_{ieș} = 0,25[(e_{in_1} + e_{in_2})^2 - (e_{in_1} - e_{in_2})^2] = e_{in_1} \cdot e_{in_2}. \quad (5.1)$$

Ridicarea la pătrat se face cu ajutorul unei rețele de diode cu puncte de deschidere diferite, ceea ce determină existența anumitor erori, date de numărul de elemente folosite pentru aproximare și de abaterile specifice ale elementelor. Cele mai supărătoare erori se observă pentru tensiuni mici de intrare.

Avantajul deosebit al metodei îl constituie răspunsul său excelent în frecvență. În figura 5.1a este prezentat un astfel de circuit. Întrucât asemenea multiplicatori acționează de obicei în primul cadran este necesar să se utilizeze în prealabil un circuit de valoare absolută. Dacă  $(e_{in_1} + e_{in_2})$  este o mărime pozitivă, dioda  $V_1$  conduce, iar  $V_2$  este blocată, ceea ce înseamnă că la intrarea în  $A$  va exista o tensiune pozitivă. Când expresia este negativă, deși  $V_2$  conduce, iar  $V_1$  este blocată, la intrarea în  $A$  se obține tot o tensiune pozitivă. Aceasta înseamnă că ieșirea din  $A$  va fi de forma:

$$|(e_{in_1} + e_{in_2})|^2, \quad (5.2)$$

ceea ce este totuna cu  $(e_{in_1} + e_{in_2})^2$ .

Același raționament se face pentru ramura de jos: la ieșirea din blocul  $B$  se află o mărime proporțională cu  $-(e_{in_1} - e_{in_2})^2$ . Constanta  $k$  din expresia tensiunii de ieșire,

$$e_{ieș} = e_{in_1} \cdot e_{in_2} / k, \quad (5.3)$$

depinde de rezistorul  $R$  din rețeaua de reacție și de caracteristicile blocurilor de ridicare la pătrat  $A$  și  $B$ . Însă, ca regulă generală, când valoarea maximă a produsului  $e_{in_1} \cdot e_{in_2}$  este  $P$  volți,  $k$  va fi luat egal cu  $P$ . În figura 5.1b este dată schema detaliată a unui bloc ( $A$ ) ( $B$ ) de ridicare la pătrat realizat cu diode.

## 5.2. MULTIPLICATORI CU MODULAȚIE ȘI MEDIERE

În procesele de multiplicare se disting două metode înrudite de multiplicare și anume:

- metoda modulației în durată și amplitudine a impulsurilor;
- metoda medierii triunghiurilor.

Modulația în timp a impulsurilor este una dintre cele mai precise metode de multiplicare analogică, însă datorită faptului că nu permite lucrul la frecvențe mari, domeniul său de aplicații se restrânge de obicei la fenomene cu frecvențe joase.

Principiul funcționării multiplicatorilor cu modulație în durată și amplitudine se bazează pe posibilitatea generării unui tren de impulsuri a căror

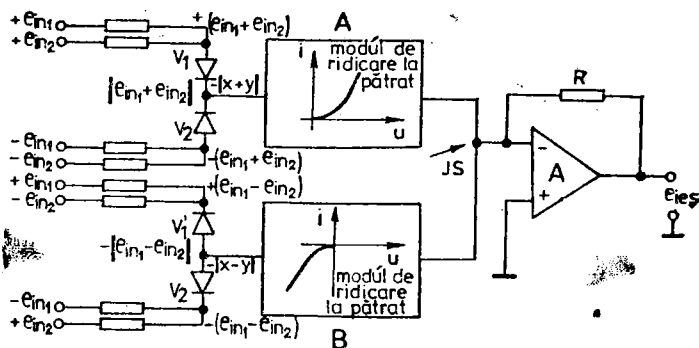


Fig. 5.1a. Principiul multiplicării prin aproximări lineare:  
JS — joncțiune de sumare

durată și amplitudine sînt funcție fiecare de cele două tensiuni al căror produs trebuie aflat.

Trenul de impulsuri astfel modulat este aplicat unui filtru trece-jos care reține doar componenta continuă, direct proporțională cu produsul celor două tensiuni de intrare,  $e_{in1}$  și  $e_{in2}$ .

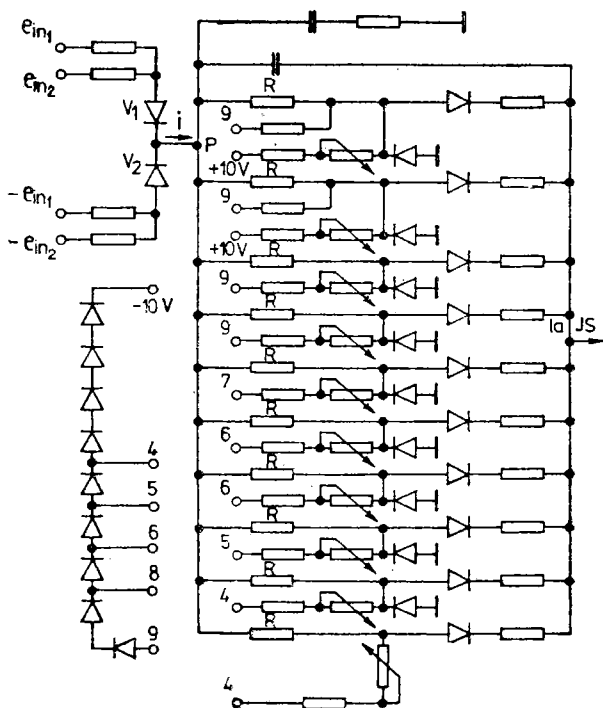


Fig. 5.1b. Schema de principiu  
a unui multiplicator bazat  
pe aproximări lineare

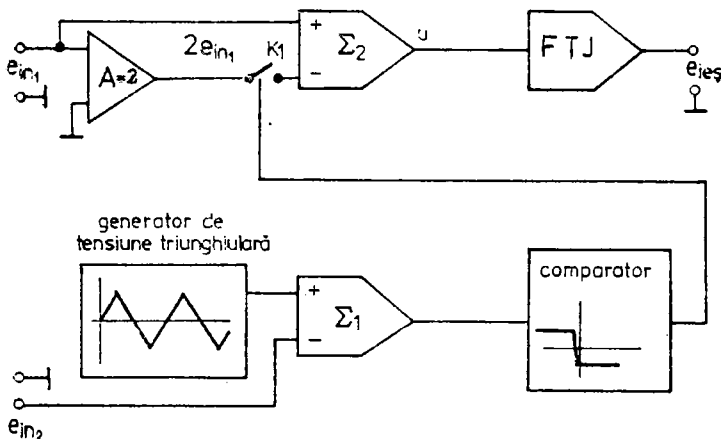


Fig. 5.2. Schema-bloc a unui multiplicator utilizînd modulația în durată și amplitudine a impulsurilor:

$$e_{ies} = e_{in_1} \cdot e_{in_2}.$$

În figura 5.2 este prezentată schema-bloc a unui astfel de multiplicator, echipat cu un generator de tensiune triunghiulară a cărei ieșire este sumată cu tensiunea de intrare  $e_{in_2}$ .

Rezultanta celor două tensiuni este aplicată unui comparator, astfel că la ieșirea sa se obține o tensiune dreptunghiulară asimetrică, determinată de mărimea și polaritatea lui  $e_{in_2}$ .

Secvența impulsurilor dreptunghiulare de la ieșirea comparatorului comandă un comutator electronic analogic,  $K$ . Amplificatorul  $A$  și sumatorul  $\Sigma_2$  vor aplica la intrarea în filtrul trece-jos (FTJ) sau  $+e_1$  sau  $-e_1$ , în funcție de starea comutatorului. Deoarece factorul de umplere al impulsurilor,  $u$ , este proporțional cu  $e_{in_1}$ , iar amplitudinea lor este  $\pm e_1$ , rezultă că valoarea medie prezentată la ieșirea FTJ este proporțională cu valoarea produsului.

Cea de a doua metodă, a medierii triunghiurilor, este reprezentată sub formă de schemă-bloc în figura 5.3. Multiplicatorul din această schemă conține un generator de tensiune triunghiulară, amplificatori de sumare, redresori de precizie și un filtru trece-jos pentru mediere. Tensiunea triunghiulară și tensiunile de intrare,  $e_{in_1}$  și  $e_{in_2}$ , ce urmează a fi multiplicare sînt mai întîi reunite în doi amplificatori de sumare separați, astfel că la ieșirile acestora se obțin tensiunile:

$$u_1 = e_t(t) + e_{in_1} + e_{in_2} \quad (5.4)$$

și

$$u_2 = e_t(t) + e_{in_1} - e_{in_2}. \quad (5.5)$$

Semnalele  $u_1$  și  $u_2$  sînt aplicate unor redresori de precizie, realizați cu amplificatori operaționali și diode, astfel încît este reținută doar porțiunea pozitivă a acestora (vezi figura 5.4).

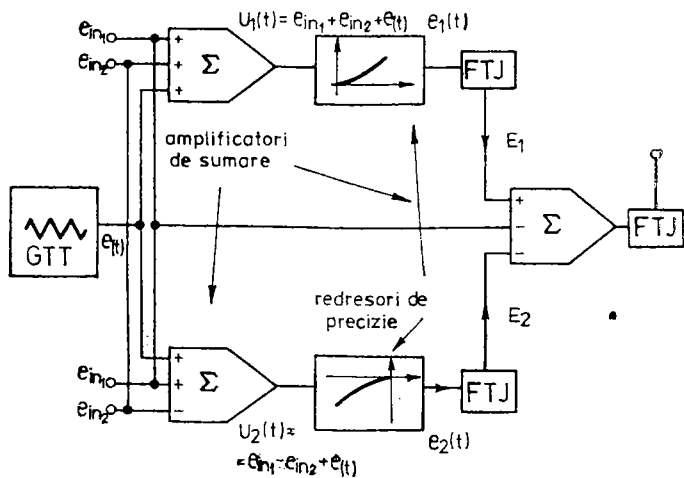


Fig. 5.3. Schema-bloc a unui multiplicator prin mediere triunghiulară

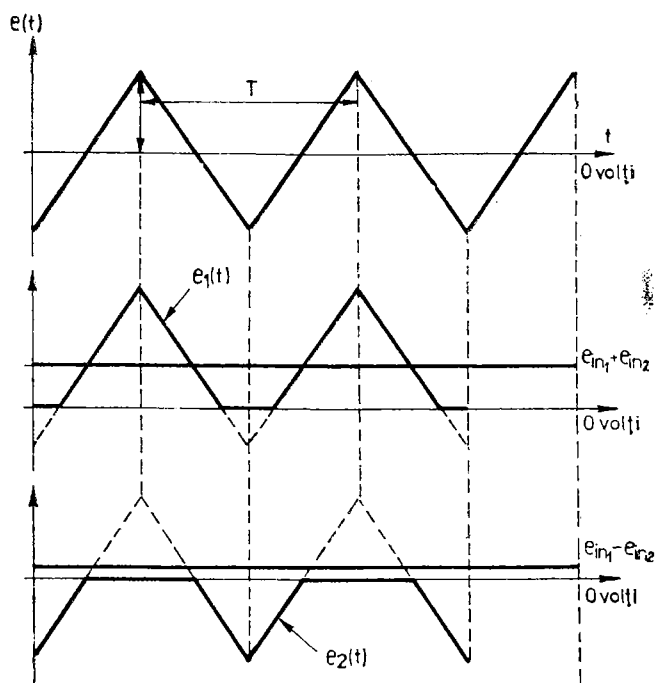


Fig. 5.4. Diagrama de interferență a mărimilor ce caracterizează multiplicatorul din fig. 5.3

Tensiunile de la ieșirea celor doi redresori sînt filtrate pentru extragerea componentei de curent continuu în conformitate cu relațiile:

$$E_1 = \frac{1}{T} \int_0^T e_1(t) dt = \frac{1}{4A} (e_{in_1} + e_{in_2} + A)^2; \quad (5.6)$$

$$E_2 = \frac{1}{T} \int_0^T e_2(t) dt = \frac{1}{4A} (-e_{in_1} + e_{in_2} + A)^2. \quad (5.7)$$

Cele două tensiuni de ieșire sînt apoi combinate într-un amplificator-sumator, astfel că expresia tensiunii de la ieșirea acestuia se va putea scrie:

$$e_{ieș} = E_1 - E_2 = e_{in_1}(t), \quad (5.8)$$

deci:

$$e_{ieș} = \frac{e_{in_1} \cdot e_{in_2}}{A}. \quad (5.9)$$

unde  $A$  este amplitudinea tensiunii triunghiulare, care trebuie să fie, evident, foarte stabilă, deoarece ea comandă amplificarea multiplicatorului.

Din cele arătate rezultă că ambele metode folosesc un generator de tensiune triunghiulară, perfect simetrică, fără vîrfuri rotunjite, ce pot duce la micșorarea preciziei, precum și un filtru trece-jos pentru înlăturarea frecvenței purtătoare.

Metoda medierii triunghiulare impune utilizarea redresorilor de precizie drept demodulatori, pe cînd metoda multiplicării prin modulația în durată și amplitudine a impulsurilor presupune folosirea comutatorilor analogici.

Multiplicatorii proiectați pe aceste principii pot avea o precizie de cel puțin 0,1%, însă răspunsul în frecvență este limitat datorită purtătoarei, timpilor de comutație și filtrului trece-jos. Avantajul acestor tipuri de multiplicatori constă în posibilitatea lor de a lucra într-o gamă de temperatură foarte largă.

### 5.3. MULTIPLICATORI CU TRANSCONDUCTANȚĂ VARIABILĂ

Acest tip de multiplicatori exploatează una dintre proprietățile tranzistorilor bipolari, și anume aceea că transconductanța și curentul direct de colector sînt legate printr-o relație lineară. Multiplicatorii cu transconductanță variabilă permit lucrul într-o bandă mare de frecvențe, au intrări diferențiale, linearitate bună și un preț de cost scăzut.

Din schema etajului diferențial realizat cu tranzistori bipolari dată în figura 5.5 se pot deduce ecuațiile de funcționare ale unui multiplicator cu transconductanță.

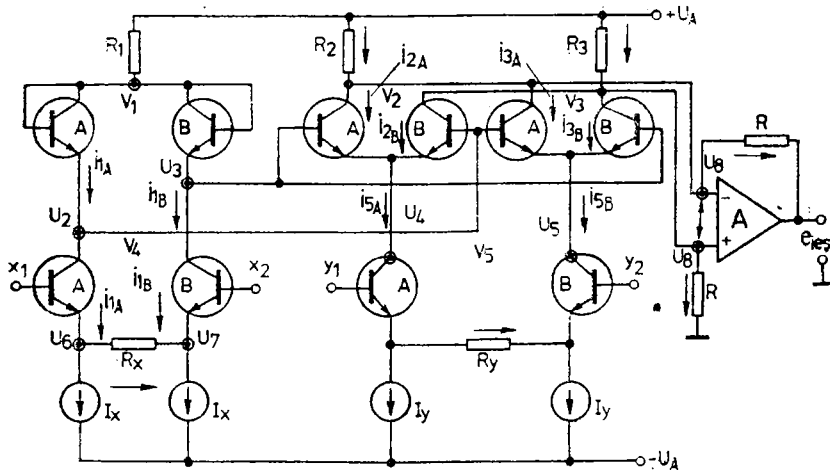


Fig. 5.5. Schema de principiu a unui multiplicator de tip transconductanță

Pentru tranzistorii  $V_{1A}$  și  $V_{1B}$  se poate scrie:

$$U_1 - U_2 = \frac{kT_{1A}}{q} \cdot \ln \frac{i_{1A}}{i_{S1A}}; \quad (5.10)$$

$$U_1 - U_3 = \frac{kT_{1B}}{q} \cdot \ln \frac{i_{1B}}{i_{S1B}}. \quad (5.11)$$

Avînd în vedere că  $V_{1A}$  și  $V_{1B}$  constituie o pereche de tranzistori adaptivi (cu caracteristici aproape identice), se consideră că:

$$T_{1A} = T_{1B} = T_1; \quad (5.12)$$

$$I_{S1A} = I_{S1B} = I_{S1}. \quad (5.13)$$

Scăzînd cele două ecuații de mai sus se obține:

$$U_3 - U_2 = \frac{kT_1}{q} \cdot \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}}. \quad (5.14)$$

Aceleași ecuații pot fi scrise și pentru perechile de tranzistori  $V_{2A}$ ,  $V_{2B}$  și  $V_{3A}$ ,  $V_{3B}$ :

$$U_3 - U_2 = \frac{kT_2}{q} \cdot \ln \frac{i_{2A}}{i_{2B}}; \quad (5.15)$$

$$U_3 - U_2 = \frac{kT_3}{q} \cdot \ln \frac{i_{3A}}{i_{3B}}; \quad (5.16)$$

Deoarece aceste perechi de tranzistori se află — în general — pe același cip, ele pot fi considerate cu aceleași caracteristici termice,  $T_1 = T_2 = T_3$ . Așadar:

$$\frac{i_{1A}}{i_{1B}} = \frac{i_{2A}}{i_{2B}} = \frac{i_{3A}}{i_{3B}}. \quad (5.17)$$

Întrucît se poate admite că AO are caracteristici ideale, tensiunea pe intrarea inversoare este egală cu cea de pe intrarea neinversoare. Suma tuturor curenților din intrarea inversoare este egală cu:

$$\frac{U_A - U_s}{R_2} = i_{2A} + i_{3B} + \frac{U_s - e_{ie\bar{s}}}{R_0}. \quad (5.18)$$

Similar, pentru intrarea neinversoare:

$$\frac{U_A - U_s}{R_2} = i_{2B} + i_{3A} + \frac{U_s}{R_0}. \quad (5.19)$$

Din cele două ecuații rezultă:

$$\frac{e_{ie\bar{s}}}{R_0} = i_{2A} - i_{2B} - i_{3A} + i_{3B}. \quad (5.20)$$

Considerînd că tranzistorii  $V_{4A}$  și  $V_{4B}$  sînt sortați cu caracteristici adaptate:

$$x_1 - U_6 = \frac{kT_4}{q} \cdot \ln \frac{i_{1A}}{I_{S4}}; \quad (5.21)$$

$$x_2 - U_7 = \frac{kT_4}{q} \cdot \ln \frac{i_{1B}}{I_{S4}}. \quad (5.21)$$

Prin scăderea celor două relații se obține:

$$x_1 - x_2 = U_6 - U_7 + \frac{kT_4}{q} \cdot \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}}. \quad (5.22)$$

Sumele curenților în emitorii lui  $V_{4A}$  și  $V_{4B}$  sînt:

$$i_{1A} = \frac{U_6 - U_7}{R_x} + I_x; \quad (5.23)$$

$$i_{1B} + \frac{U_6 - U_7}{R_x} = I_x,$$

de unde rezultă că:

$$i_{1A} + i_{1B} = 2I_x. \quad (5.24)$$

Reținând expresia lui  $(U_6 - U_7)$  din ecuațiile 5.23 și introducând-o în ecuația 5.22, se poate scrie:

$$x_1 - x_2 = (i_{1A} - I_x) R_x + \frac{kT_4}{q} \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}} \quad (5.25)$$

sau

$$x_1 - x_2 = \frac{R_x}{2} (i_{1A} - i_{1B}) + \frac{kT_4}{q} \ln \frac{i_{1A}}{i_{1B}}. \quad (5.26)$$

Pentru simplitate, neglijăm termenul logaritmice:

$$x_1 - x_2 = \frac{R_x}{2} (i_{1A} - i_{1B}). \quad (5.27)$$

După un raționament similar și pentru  $y$  se obține:

$$y_1 - y_2 = \frac{R_y}{2} (i_{5A} - i_{5B}). \quad (5.28)$$

Prin înmulțirea ultimelor două expresii rezultă:

$$\frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{R_x R_y} = \frac{(i_{1A} - i_{1B})(i_{5A} - i_{5B})}{4}; \quad (5.29)$$

Ținând seama de suma curenților de colector pentru  $V_{5A}$  și  $V_{5B}$ , se poate scrie:

$$\begin{aligned} i_{5A} &= i_{2A} + i_{2B}; \\ i_{5B} &= i_{3A} + i_{3B}. \end{aligned} \quad (5.30)$$

Prin folosirea ecuațiilor 5.17 și 5.24,  $i_{1A}$  și  $i_{1B}$  pot fi puși în relație cu  $i_{2A}$ ,  $i_{2B}$  și  $I_x$ :

$$i_{1A} = 2I_x \frac{i_{2A}}{i_{2A} + i_{2B}}; \quad (5.31)$$

$$i_{1B} = 2I_x \frac{i_{2B}}{i_{2A} + i_{2B}}. \quad (5.31)$$

Substituind ecuațiile 5.31 și 5.30 în 5.29 și simplificând obținem:

$$\frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{R_x R_y} = \frac{2}{4} I_x (i_{2A} - i_{2B} - i_{3A} + i_{3B}). \quad (5.32)$$

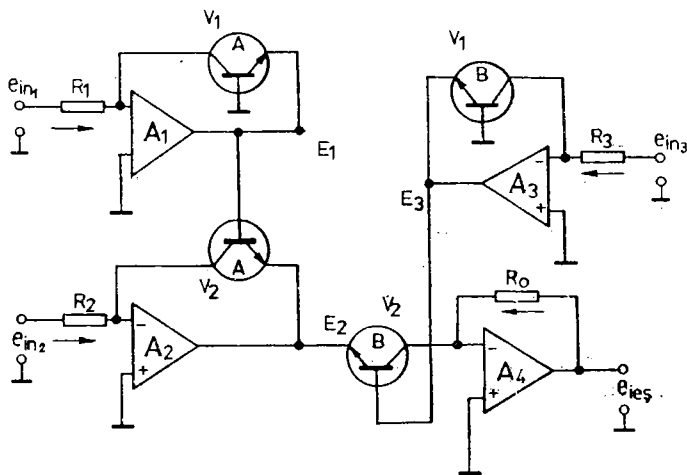
După compararea acestei ecuații cu 5.20 rezultă:

$$e_{ieq} = \frac{2R_0}{I_x R_x R_y} (x_1 - x_2)(y_1 - y_2). \quad (5.33)$$

## 5.4. MULTIPLICATORI LOGARITMICI

Deoarece relația dintre tensiunea de bază și curent pentru un tranzistor bipolar este:

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_c}{I_s}, \quad (5.34)$$

$$\begin{aligned} 0 - E_1 &= \frac{kT_{1A}}{q} \cdot \ln \frac{e_{in}/R_1}{I_{S1A}}; \\ 0 - E_3 &= \frac{kT_{1B}}{q} \cdot \ln \frac{e_{in}/R_3}{I_{S1B}}. \end{aligned} \quad (5.35)$$


149

Întrucît se presupune că tranzistorii  $V_{1A}$  și  $V_{1B}$  constituie o pereche cu caracteristici adaptate,

$$T_{1A} = T_{1B}; \quad I_{S_{1A}} = I_{S_{1B}}, \quad (5.36)$$

se poate scrie expresia:

$$-E_1 + E_3 = \frac{kT_1}{q} \cdot \ln \frac{e_{in_1} \cdot R_1}{e_{in_3} \cdot R_3}. \quad (5.37)$$

Scriind aceleași relații pentru  $V_{2A}$  și  $V_{2B}$ , care constituie — de asemenea — o pereche cu caracteristici adaptate, rezultă:

$$\begin{aligned} E_1 - E_2 &= kT_2 \cdot \ln \frac{e_{in_2}/R_2}{I_{S_2}}; \\ E_3 - E_2 &= \frac{kT_2}{q} \cdot \ln \frac{e_{ie\bar{s}}/R_0}{I_{S_2}}. \end{aligned} \quad (5.38)$$

Prin scăderea celor două ecuații, efectuînd reducerile necesare, se obține:

$$-E_1 + E_3 = \frac{kT_2}{q} \cdot \ln \frac{e_{ie\bar{s}}}{e_{in_3}} \cdot \frac{R_2}{R_0}. \quad (5.39)$$

Considerînd, în continuare, că perechile de tranzistori sînt adiacente, deci au practic aceeași temperatură, rezultă:

$$T_1 = T_2 = T; \quad (5.40)$$

așadar:

$$e_{ie\bar{s}} = \frac{e_{in_1} \cdot e_{in_2}}{e_{in_3}} \cdot \frac{R_3 \cdot R_0}{R_1 \cdot R_2}. \quad (5.41)$$

Alegînd  $R_1 = R_2 = R_3 = R_0$ , se obține:

$$e_{ie\bar{s}} = e_{in_1} \cdot e_{in_2}/e_{in_3}. \quad (5.42)$$

Cînd circuitul se folosește doar pentru operații de multiplicare intrarea a treia se va lega la o tensiune de referință stabilă de 10 volți. Pentru operații de divizare intrarea a doua se conectează la tensiunea de referință. Este evident că  $e_{in_1}$ ,  $e_{in_2}$  și  $e_{in_3}$  trebuie să fie pozitive; deci multiplicatorul nu poate lucra decît în primul cadran.

Orice multiplicator care funcționează în primul cadran poate fi transpus să lucreze în patru cadrane prin folosirea a trei amplificatori operaționali în plus, conform circuitului din figura 5.7.

Tensiunea de intrare,  $e_{in_1}$ , se aplică intrării sumatorului  $A_1$ , împreună cu tensiunea de referință de  $-10$  volți, astfel că tensiunea la ieșirea acestuia poate fi exprimată ca:

$$e_1 = +10 - e_{in_1}. \quad (5.43)$$

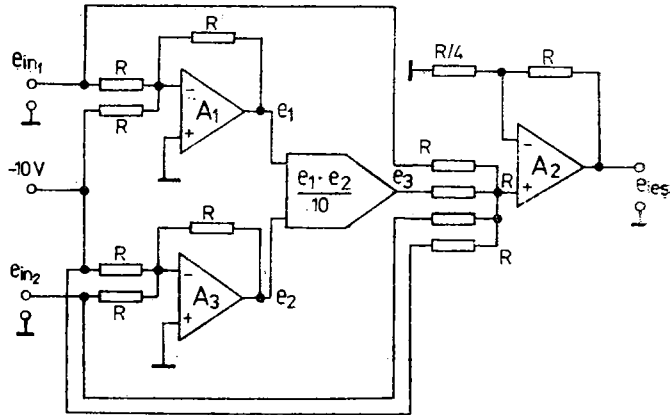


Fig. 5.7. Conversia dintr-un multiplicator cu funcționare într-un cadran, într-unul cu funcționare în patru cadrane:

$$e_{ies} = \frac{e_{in_1} \cdot e_{in_2}}{10}.$$

În același mod se procedează cu tensiunea de intrare  $e_{in_2}$ :

$$e_2 = +10 - e_{in_2}. \quad (5.44)$$

Aplicînd la intrarea în multiplicatorul cu funcționare într-un cadran tensiunile de la ieșirea celor doi sumatori, se obține:

$$e_3 = \frac{e_1 \cdot e_2}{10} = 10 - e_{in_1} - e_{in_2} + \frac{e_{in_1} \cdot e_{in_2}}{10}. \quad (5.45)$$

Prin introducerea la ieșire a unui amplificator-sumator care să combine aceste mărimi se poate scrie:

$$e_{ies} = e_3 + e_{in_1} + e_{in_2} - 10 = e_{in_1} \cdot e_{in_2} / 10; \quad (5.46)$$

respectiv:

$$e_{ies} = e_{in_1} \cdot e_{in_2} / 10.$$

Într-un asemenea circuit tensiunile  $e_{in_1}$ ,  $e_{in_2}$  și  $e_{ies}$  pot lua orice valoare cuprinsă între  $-10$  și  $+10$  volți, în timp ce  $e_1$ ,  $e_2$  și  $e_3$  sînt limitate doar la intervalul  $0 \dots 10$  V.

## 5.5. DIVIZORI ANALOGICI

Divizorul analogic este definit ca un dispozitiv care furnizează o tensiune de ieșire, ce reprezintă raportul a două tensiuni de intrare:

$$e_{ies} = k \frac{e_{in_1}}{e_{in_2}}. \quad (5.47)$$

În această expresie  $k$  reprezintă o constantă de scală, care pentru configurațiile de AO standard alimentate la  $\pm 15$  volți se alege egală cu 10, pentru a permite excursii de tensiune de 10 volți la ieșirile și intrările dispozitivului. Tensiunea de la numitor,  $e_{in_1}$ , trebuie să fie întotdeauna unipolară și peste o anumită valoare-limită inferioară,  $e_{in_{min}}$  (dacă se apropie de zero,  $e_{ieș}$  ar tinde spre infinit). Un divizor cu performanțe ridicate funcționează satisfăcător cînd tensiunea minimă nu depășește 10 mV. Deoarece tensiunea  $e_{in_1}$  poate fi bipolară, divizorul lucrează în două din cele patru cadrane, motiv pentru care se și numește divizor în două cadrane. În general, divizorii se împart în funcție de regiunea de lucru în două categorii: divizori într-un cadran și divizori în două cadrane. Divizorii din prima grupă permit funcționarea cu tensiuni unipolare, pe cînd ceilalți, cu tensiuni bipolare.

Divizarea analogică în două cadrane se poate face cu ajutorul unui multiplicator cu funcționare în patru cadrane, montat în bucla de reacție a AO (fig. 5.8).

Dacă se presupune că atât AO, cît și multiplicatorul au caracteristici ideale, se permite scrierea următoarelor relații:

$$\begin{aligned} e_0 &= e_{in_1} \cdot e_{ieș}/10; \\ e_0/R &= -e_{in_2}/R \end{aligned} \quad (5.48)$$

Eliminîndu-l pe  $e_0$  din cele două ecuații se obține:

$$e_{ieș} = -10e_{in_2}/e_{in_1} \quad (5.49)$$

Din analiza circuitului se vede că  $e_{in_1}$  trebuie să fie pozitivă, întrucît  $e_{in_2}$  și  $e_{in_1}$  vor fi de semne opuse, în vederea satisfacerii condiției de reacție negativă. Precizia divizării este determinată în esență de performanțele multiplicatorului, precum și de valorile de decalaj ale amplificatorului operațional.

Dacă multiplicatorul este caracterizat de eroarea de multiplicare,  $\varepsilon$ , expresia lui  $e_0$  devine:

$$e_0 = \frac{e_{in_1} \cdot e_0}{10} + \varepsilon. \quad (5.50)$$

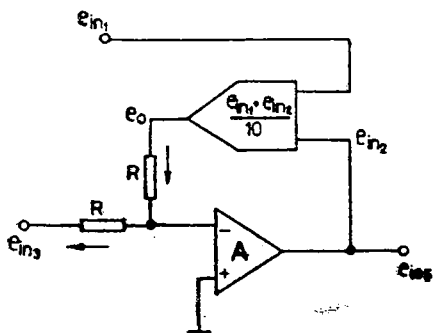


Fig. 5.8. Divizor analogic:

$$e_{ieș} = -10 \frac{e_{in_2}}{e_{in_1}}.$$

Presupunând că tensiunea de decalaj de la intrarea amplificatorului operațional este  $U_{dec}$ , atunci:

$$(e_0 - U_{dec})/R = (U_{dec} - e_{in_2})/R.$$

Eliminându-l pe  $e_0$  din cele două relații rezultă:

$$e_{ie_2} = -\frac{10e_{in_2}}{e_{in_1}} - \frac{10z}{e_{in_1}} + \frac{20U_{dec}}{e_{in_1}}. \quad (5.51)$$

Primul termen al ecuației este specific funcționării unui divizor real, în timp ce al doilea și al treilea sînt termeni de eroare. Analizînd această ecuație, rezultă că în cazul cînd  $e_{in_1}$  are valori mici eroarea devine foarte mare. Alegerea multiplicatorului trebuie făcută cu multă atenție pentru ca acesta să nu prezinte el însuși erori care cresc pe măsură ce descrește semnalul de intrare, cum este cazul multiplicatorilor cu funcționare într-un singur cadran.

## 5.6. DIVIZORI PRIN LOGARITMARE ȘI ANTILOGARITMARE

Odată cu extinderea multiplicatorilor prin logaritmare și antilogaritmare s-au impus și divizorii bazați pe același principiu, ca dispozitive caracterizate printr-o precizie deosebită și o gamă dinamică mare (circa 60 dB). Principiul de funcționare este același cu al multiplicatorilor prin log-antilog, a căror funcție de transfer era exprimată de formula 5.42. Prin conectarea uneia dintre intrările pentru tensiunile  $e_{in_1}$  sau  $e_{in_2}$  la o tensiune de referință stabilă se obține funcția de transfer specifică unui divizor:

$$e_{ie_2} = 10 \frac{e_{in_2}}{e_{in_1}}. \quad (5.52)$$

Actualmente, întocmai ca și amplificatorii operaționali, multiplicatorii și divizorii de tensiune au început să se livreze ca blocuri total integrate, fără a mai necesita componente suplimentare pentru realizarea funcției de multiplicare și divizare. Dezvoltarea lor ca blocuri de sine stătătoare a ușurat munca proiectanților și totodată a permis lărgirea gamei de aplicații a acestora.

## 5.7. APLICAȚII ALE MULTIPLICATORILOR ȘI DIVIZORILOR

Odată cu dezvoltarea tehnologiilor de realizare a circuitelor integrate pe scară largă (ISL) și a celor hibride, multiplicatorii și divizorii au început să fie oferii ca blocuri integrate ușor de utilizat, permițînd astfel implementarea unor sisteme complexe în cele mai diverse domenii ale electronicii.

În cele ce urmează vor fi înfățișate numai cîteva dintre cele mai reprezentative aplicații, menite doar să sugereze largile posibilități ale acestor dispozitive.

### 5.7.1. REGLAJUL AMPLIFICĂRII

O aplicație imediată, care se impune aproape de la sine, este utilizarea multiplicatorilor și divizorilor în dispozitivul de reglaj al amplificării. În figura 5.9 *a* este dată schema-bloc a unui circuit de reglaj automat al amplificării care pentru realizarea funcției de comandă utilizează un divizor.

Un circuit de reglaj automat al amplificării (RAA) trebuie să mențină constant nivelul tensiunii de ieșire pentru o variație într-o gamă largă a semnalului de intrare. Dinamica de urmărire a dispozitivului de reglaj automat este direct raportată la plaja de lucru a divizorului folosit. În figura 5.9 *b* este indicată realizarea practică a unui circuit de RAA. Tensiunea de ieșire este menținută constantă ( $3 V_{VV}$ ) pentru semnale de intrare care variază între  $0,1 V_{VV}$  și  $12 V_{VV}$ , și au o bandă de frecvență cuprinsă între 30 Hz și 400 kHz. Întrucât circuitul de reacție acționează direct, dacă tensiunea de intrare crește, tensiunea de ieșire va avea și ea o tendință de creștere. Virfurile sale, detectate de dioda  $V$  și memorate pe capacitorul  $C$ , de  $1 \mu F$ , tind să crească, determinând creșterea tensiunii de ieșire a integratorului-inversor. Această tensiune, la rândul ei, este aplicată la intrarea în divizor, făcând să crească mări-

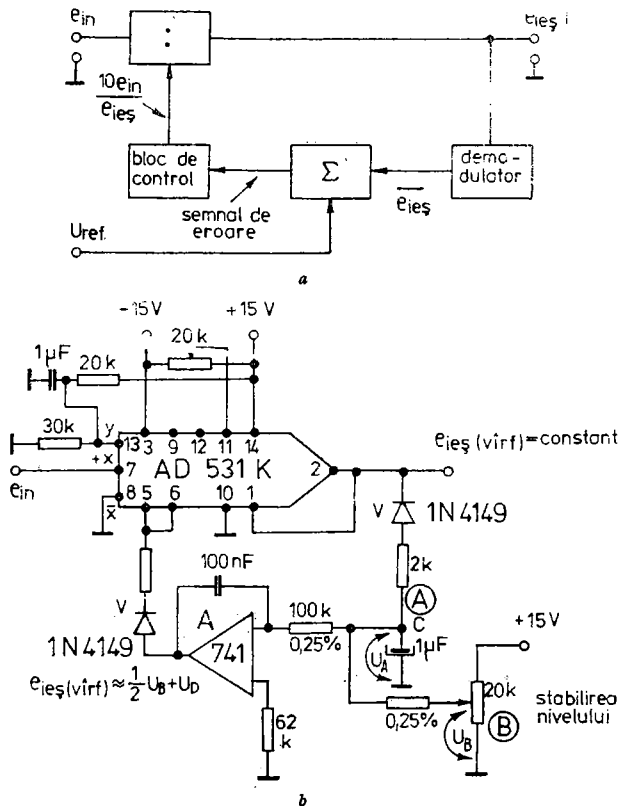


Fig. 5.9. Schema *a*) bloc;  $e_{ies} = kU_{ref}$ ; *b*) de principiu a unui circuit RAA bazat pe un divizor analogic

mea de la numitor, vezi relația (5.47), și reducînd astfel amplificarea dispozitivului de multiplicare-divizare AD531K.

În regim staționar tensiunea medie în punctul  $A$  trebuie — în cazul ideal — să fie egală cu  $\frac{1}{2} U_B$ , dar de polaritate opusă, astfel ca intrarea integratorului să fie egală cu zero și tensiunea de ieșire a acestuia să se mențină constantă. În această stare valoarea de vîrf a lui  $e_{ieș}$ , în modul, este:

$$|e_{ieș}(\text{vîrf})| \approx 0,5U_B + U_V, \quad (5.54)$$

unde  $U_V$  este căderea de tensiune pe diodă.

### 5.7.2. COMPRESIE ȘI EXTENSIE

O altă aplicație des întîlnită este cea a compresiei și respectiv a extensiei dinamicii semnalelor folosite mai ales la transmisia semnalelor mici prin medii zgomotoase.

În figura 5.10 este dată schema-bloc a unui circuit de compresie-extensie, utilizat în general pentru semnale cvasistaționare. Principiul de funcționare constă în divizarea semnalului printr-o tensiune care reprezintă mărimea unei anumite proprietăți a semnalului, de pildă valoarea de vîrf la pătrat, apoi transmisia acestui semnal modificat și multiplicarea la recepție (cu valoarea de vîrf la pătrat). Deoarece tensiunea de comandă variază mai lent decît semnalul, ea nu afectează forma semnalului, ci doar amplitudinea. Amplificarea mare pentru semnale mici și amplificarea mică pentru semnale de amplitudine mare determină o compresie predictibilă. Desigur că la recepție va trebui ca funcția respectivă să fie inversa celei de la emisie, astfel încît să se regenereze la ieșire variațiile amplitudinii. Existența unor ușoare dezadaptări afectează doar amplificarea globală, fără a introduce distorsiuni.

### 5.7.3. GENERAREA UNOR FUNCȚII POLINOMINALE

O altă aplicație foarte interesantă și cu largi implicații pentru realizarea multor blocuri electronice este generarea unor funcții polinomiale. În principiu, cu ajutorul multiplicatorilor poate fi generată orice funcție polinomială.

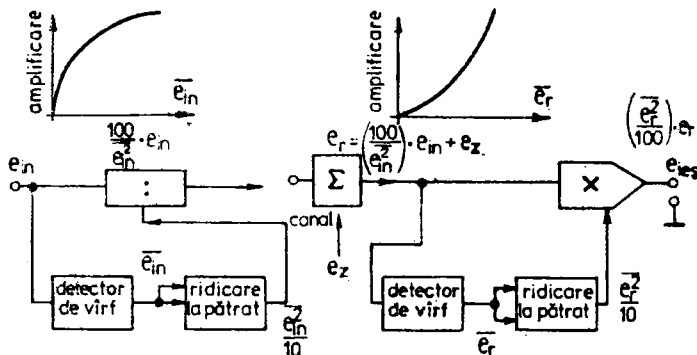


Fig. 5.10. Schema-bloc a unui circuit de compresie-extensie

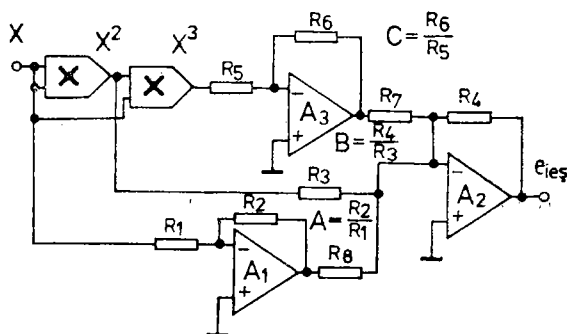


Fig. 5.11. Sinteza unui polinom:

$$e_{ieș} = AX - BX^2 + CX^3,$$

În figura 5.11 este prezentat un circuit pentru generarea lui

$$e_{ieș} = AX - BX^2 + CX^3. \quad (5.55)$$

Adăugarea unui termen constant la această expresie se face simplu, prin sumarea unei componente de curent continuu la amplificatorul final.

#### 5.7.4. DETECTORI DE FAZĂ

Multiplicatorii pot fi folosiți și ca detectori de fază în circuite cu sincronizare de fază. Aceste montaje permit controlul fazei și frecvenței într-un oscilator comandat în tensiune în așa fel încât acesta să lucreze sincron cu un semnal de intrare. Când frecvența semnalului de intrare variază, semnalul de eroare de la ieșirea multiplicatorului va aduce oscilatorul comandat în tensiune într-o relație de fază corectă față de semnalul de intrare. Dacă ieșirea multiplicatorului este filtrată, la ieșire se va obține un semnal proporțional cu deviația de frecvență, circuitul acționînd în acest caz ca un demodulator MF. La sincronism, oscilatorul comandat în tensiune lucrează cu o diferență de fază de  $90^\circ$  față de semnalul de intrare.

Presupunînd că purtătoarea de forma  $e_{in} = U_1 \sin \omega t$  și semnalul generat de oscilatorul comandat în tensiune  $e_{ieș} = U_2 \sin(\omega t + \vartheta)$ , sînt aplicate la intrarea multiplicatorului (vezi figura 5.12), la ieșire se obține:

$$U_1 U_2 \cos \vartheta \quad \text{și} \quad U_1 U_2 \cos 2\omega t.$$

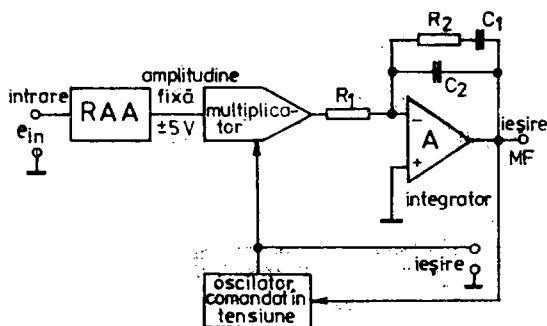


Fig. 5.12. Detector de fază cu multiplicator

Pentru  $\vartheta = 90^\circ$  componenta continuă  $U_1 U_2 \cos \vartheta$  va fi zero, dar orice deviație de la starea de sincronism modifică relația de fază dintre cele două semnale, făcând să apară la ieșire o tensiune care tinde să restabilească echilibrul.

Rolul integratorului este de a înlătura înalta frecvență reziduală de la ieșirea multiplicatorului.

### 5.7.5. DUBLORI DE FRECVENȚĂ

Multiplicatorii, conectați ca elemente de ridicare la pătrat, pot fi utilizați la obținerea unor tensiuni sinusoidale cu puritate spectrală ridicată și de frecvență dublă. Componenta de curent continuu este înlăturată fie cu ajutorul unui filtru trece-sus (fig. 5.13), fie schimbînd cu  $90^\circ$  faza pe una din intrări, prin intermediul unui integrator sau al unei rețele trece-tot.

Cu toate că ultimele două procedee de dublare a frecvenței prezintă avantajul că variațiile de amplitudine nu produc salturi tranzitorii la ieșire, totuși performanțele oferite depind uneori destul de mult de frecvență. De obicei, eroarea de fază a semnalului cu frecvența dublă devine semnificativă la 0,01 din frecvența la care caracteristica de transfer a multiplicatorului scade cu 3 dB, iar anvelopa amplitudinii începe să piardă din precizie la circa 0,1 din aceeași frecvență.

Frecvența formelor de undă triunghiulare poate fi și ea dublată prin folosirea unui circuit de valoare absolută. Dacă amplitudinea tensiunii triunghiulare variază, ieșirea din dublor trebuie să se facă printr-un capacitor corespunzător pentru a nu distorsiona semnalul.

### 5.7.6. MULTIPLICATORI DE FRECVENȚĂ DE ORDIN IMPAR

S-a studiat anterior posibilitatea realizării unui dublor de frecvență cu o puritate spectrală ridicată, fără a necesita circuite de acord. În cele ce urmează se va prezenta posibilitatea implementării unor multiplicatori de frecvență de ordin impar. În figura 5.14 este dată schema unui triplor de frecvență.

Inițial se presupune că cei doi multiplicatori  $X_1$  și  $X_2$  au același factor de scală  $K_x$ . Amplificările în tensiune ale amplificatorilor  $A_1$  și  $A_2$  sînt  $K_1$ , respectiv minus  $K_2$ , iar factorul de scală ce caracterizează amplificatorul-suma-

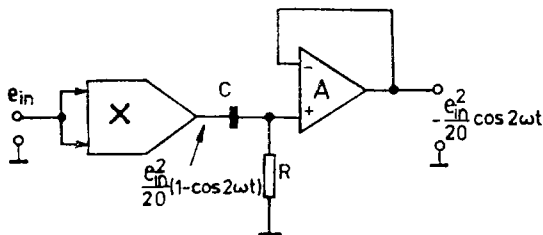


Fig. 5.13. Dublor de frecvență cu multiplicator

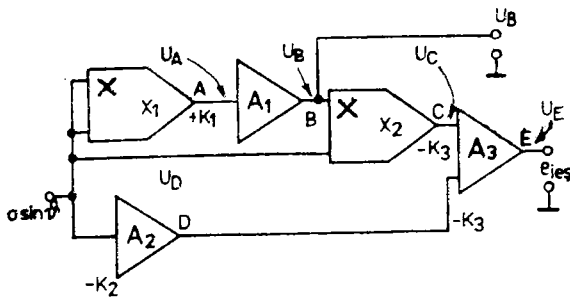


Fig. 5.14. Triplor de frecvență:  $X_1, X_2$  — multiplicatori analogici tip 8013;  $A_1, A_2, A_3$  — amplificatori operaționali tip  $\mu A741$ ;  $a = 2V$ ;  $K_x = 0,1$ ;  $K_1 = 10$   $K_2 = 0,3$ ;  $K_3 = 10$ ;  $U_A = \pm 15V$

tor  $A_3$  este minus  $K_3$  pentru ambele intrări. Tensiunea de intrare are în general forma  $a \sin \vartheta$ , unde  $a$  este amplitudinea, în volți, iar  $\vartheta = \omega t$ .

Tensiunile în nodurile  $A, B, C, D$  și  $E$  se determină prin relațiile:

$$U_A = K_x a^2 \sin^2 \vartheta; \quad (5.56 a)$$

$$U_B = K_1 K_x a^2 \sin^2 \vartheta; \quad (5.56 b)$$

$$U_C = -K_2 a \sin \vartheta; \quad (5.56 c)$$

$$U_D = -K_2 a \sin \vartheta; \quad (5.56 d)$$

$$U_E = -K_3 (K_1 K_x^2 a^3 \sin^3 \vartheta - K_2 a \sin \vartheta). \quad (5.56 e)$$

Tensiunea de ieșire se exprimă explicit funcția de  $\sin 3\vartheta$ :

$$U_E = c_{ieș} = \frac{K_1 K_3 K_x^2 a^2}{4} \cdot a \sin 3\vartheta + \left( K_2 K_3 - \frac{3 K_1 K_3 K_x^2 a^2}{4} \right) a \sin \vartheta. \quad (5.57)$$

Termenul  $\sin \vartheta$  din ecuație se elimină ușor, dacă se alege în mod corespunzător constantele ce caracterizează sistemul, pentru a fi îndeplinită relația:

$$\frac{3 K_1 K_x^2 a^2}{4 K_2} = 1. \quad (5.58)$$

Spre a facilita multiplicarea de ordin superior, utilizând triplorul ca bază, se va normaliza amplitudinea termenului în  $\sin^2 \vartheta$  din ecuația 5.56 b la  $a^2$  și amplitudinea termenului în  $\sin 3\vartheta$  din ecuația 5.57 la  $a$ . Aceste condiții sînt satisfăcute în cazul cînd:

$$\begin{aligned} K_1 K_x &= 1; \\ \frac{K_1 K_3 K_x^2 a^2}{4} &= 1. \end{aligned} \quad (5.59)$$

Valoarea lui  $K_x$  se determină în practică prin alegerea multiplicatorului (valoarea reprezentativă a lui  $K_x$  este 0,1), fapt ce duce la stabilirea valorii lui  $K_1$ . Pe de altă parte,  $K_2$  și  $K_3$  se iau în concordanță cu amplitudinea semna-

lului de intrare,  $a$ . Așadar  $K_1$ ,  $K_2$  și  $K_3$  se obțin, în ordine, prin relațiile de proiectare:

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{1}{K_x}; \\ K_2 &= \frac{3}{4} K_x a^2; \\ K_3 &= \frac{4}{K_x a^2}. \end{aligned} \quad (5.60)$$

În scopul obținerii unor multiplicări de ordin superior de forma  $a \sin n\vartheta$ , (cu  $n > 3$  și impar) se recurge la identificarea trigonometrică:

$$[a \sin(n-2)\vartheta] (a^2 \sin^2 \vartheta) = a^3 \left[ \frac{\sin(n-2)\vartheta}{2} - \frac{\sin n\vartheta}{4} - \frac{\sin(n-4)\vartheta}{4} \right]. \quad (5.61)$$

Armonica  $n-2$  de la etajul anterior este multiplicată prin termenul  $\sin^2 \vartheta$  de la triplor, iar produsul obținut va conține armonica de ordinul  $n$ , care interesează, odată cu termenii nedorți  $n-2$  și  $n-4$ . Acești termeni pot fi eliminați printr-un proces identic cu cel indicat la triplorul de frecvență pentru eliminarea termenului  $\sin \vartheta$ .

Principiul de funcționare este prezentat în figura 5.15.

Amplificările amplificatorilor și sumatorului se stabilesc în conformitate cu condițiile impuse de înlăturarea termenilor nedorți și de normalizarea amplitudinii de ieșire.

Aceste amplificări se determină cu ajutorul următoarelor relații:

$$K_a = \frac{1}{K_x}; \quad (5.62 a)$$

$$K_b = \frac{1}{2} a^2; \quad (5.62 b)$$

$$K_c = \frac{1}{4} a^2; \quad (5.62 c)$$

$$K_d = \frac{4}{a^2}. \quad (5.62 d)$$

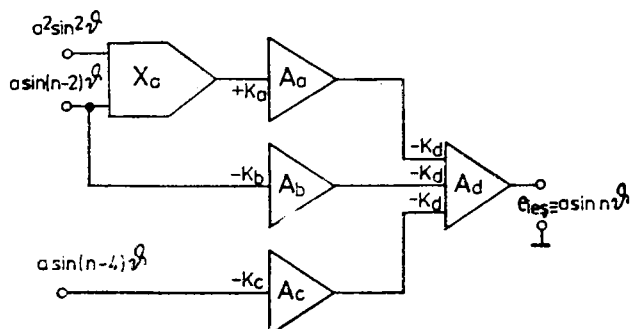


Fig. 5.15. Multiplicator de frecvență de ordin impar

Termenul  $\sin n\vartheta$  poate fi folosit în continuare pentru producerea unei armonici de ordinul  $n + 2$ .

În cadrul elaborării practice a unor asemenea dispozitive există anumite limitări impuse asupra domeniului dinamic al amplificării tensiunii de intrare, cât și al gamei de frecvențe la care schemele pot funcționa corect. Limita inferioară este determinată de nivelul de zgomot al multiplicatorilor analogici, considerabil mai mare decât al AO. Limita superioară este dată de excursia tensiunii de ieșire a multiplicatorilor (de regulă,  $\pm 10V$ , la o tensiune de alimentare de  $\pm 15V$ ). În timp ce pentru frecvența inferioară nu există limită, frecvența superioară este determinată de caracteristicile multiplicatorilor și ale amplificatorilor operaționali.

Sistemul poate constitui și baza unui generator de funcții realizat prin sumarea unor fracțiuni din tensiunile de ieșire. Cu cât sistemul dispune de mai multe tensiuni de ieșire cu frecvențe diferite, cu atât precizia funcțiilor generate este mai bună.

### 5.7.6. SUMATORI VECTORIALI

În foarte multe aplicații este necesară sumarea de mărimi vectoriale, operație ce se poate implementa relativ ușor cu ajutorul multiplicatorilor și amplificatorilor operaționali. Pentru sumarea a  $N$  mărimi vectoriale se utilizează  $N$  multiplicatori cu ajutorul cărora, printr-o configurație de reacție globală, se realizează operația de ridicare la pătrat. Avantajul principal al metodei constă în obținerea unui circuit de calcul complex, care prezintă impedanțe mari pentru mărimile de intrare și o impedanță scăzută la ieșire. În figura 5.16 se dă schema unui astfel de circuit. O parte,  $K$ , din tensiunea finală de ieșire,  $W$ , este redusă în fază și în antifază la fiecare dintre cele două intrări ale multiplicatorului. În acest fel intrarea  $X$  a multiplicatorului  $n$  primește tensiunea  $U_n + KW$ , iar intrarea  $Y$ ,  $U_n - KW$ , ceea ce duce la o configurație care furnizează la ieșire o mărime proporțională cu:

$$U_n^2 - K^2 W^2.$$

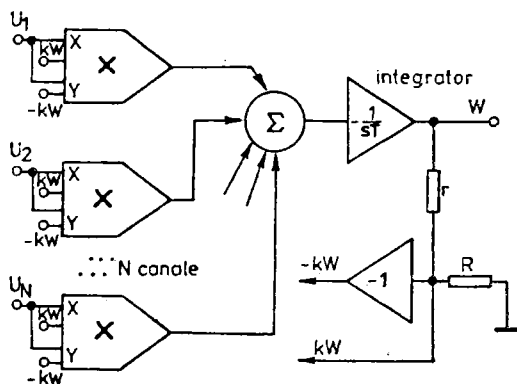


Fig. 5.16. Principiul de sumare a unor mărimi vectoriale

Ieșirile amplificatorilor sînt sumate și apoi aplicate unui integrator cu o constantă foarte mică de timp (dar suficientă pentru a se asigura stabilitatea sistemului), avînd la ieșire nivelul  $W$ . Prin urmare, se poate scrie următoarea relație:

$$W = \int \frac{1}{E_s} \sum_{n=1}^N (U_n^2 - K^2 W^2). \quad (5.63)$$

Deoarece  $W$  este finit, valoarea medie a expresiei din paranteze trebuie să fie zero, astfel că:

$$W = \frac{1}{NK^2} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_N^2}. \quad (5.64)$$

Pentru menținerea unui factor de scală unitar rezultă condiția:

$$K = 1/\sqrt{N}, \quad (5.65)$$

care este îndeplinită cînd valoarea  $r$  a rezistorului din figura 5.16 satisface relația:

$$r = (\sqrt{N} - 1) R. \quad (5.66)$$

Dacă toți multiplicatorii au aceeași tensiune de scală, nici o eroare a acestei tensiuni nu va fi reflectată ca o eroare de ieșire, astfel că tensiunea de referință a multiplicatorilor poate fi chiar una dintre sursele de alimentare. Pentru anumite circuite mai pretențioase tensiunea de scală se ia chiar la ieșirea  $W$ , în scopul îmbunătățirii gamei dinamice a circuitului.

O aplicație directă a unui astfel de sistem de calcul este corecția tensiunilor de deflexie în tuburile vizualizoare cu unghi mare de deviație, unde este necesară o tensiune de corecție de forma:

$$U_c = \sqrt{U_x^2 + U_y^2 + \Gamma^2}, \quad (5.67)$$

în care:  $U_x$  este tensiunea de deflexie pe orizontală;  $U_y$  — tensiunea de deflexie pe verticală;  $\Gamma$  — constantă, raportată la distanța de la punctul de deflexie la centrul ecranului.

## GENERATORI DE SEMNAL

### 6.1. GENERATORI SINUSOIDALI

Una dintre formele de undă cel mai des întâlnite în proiectarea și elaborarea de aparatură electronică este cea sinusoidală. În domeniul frecvențelor joase amplificatorii operaționali sînt elementele ideale pentru generarea de tensiuni sinusoidale, deoarece circuitele elaborate sînt simple, prezintă o stabilitate bună a frecvenței și amplitudinii, o puritate spectrală ridicată și un preț de cost rezonabil.

#### 6.1.1. OSCILATORI CU PUNTE WIEN

Puntea Wien este una dintre rețelele pasive cele mai utilizate pentru generarea unor tensiuni sinusoidale cu distorsiuni reduse. Forma de bază a unui oscilator cu AO, cu rețea de reacție pozitivă, este prezentată în figura 6.1. Transferul rețelei este maxim cînd faza tensiunii pe  $R_2C_2$  este aceeași cu faza tensiunii aplicate pe  $R_1C_1$ , la o anumită frecvență. Detaliind această condiție, se poate arăta că amplificarea rețelei este:

$$A = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}, \quad (6.1)$$

iar frecvența la care apare oscilația este dată de relația:

$$f = 1/2\pi \sqrt{R_1C_1R_2C_2}. \quad (6.2)$$

Dacă  $R_1 = R_2 = R$  și  $C_1 = C_2 = C$ , atunci:

$$A_n = \frac{1}{1 + \frac{R}{R} + \frac{C}{C}} = \frac{1}{3}, \quad (6.3)$$

iar

$$f = 1/2\pi \sqrt{R^2C^2} = 1/2\pi RC.$$

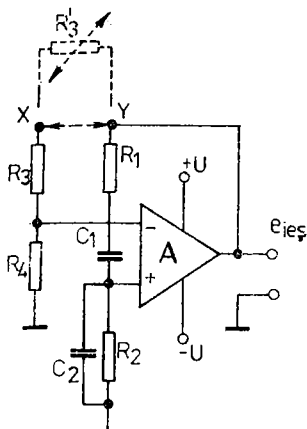


Fig. 6.1. Oscilator cu punte Wien

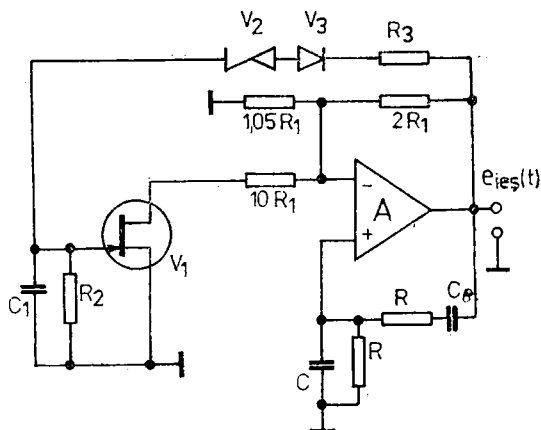


Fig. 6.2. Oscilator cu punte Wien, cu RAA continuu

Pentru a avea oscilații continue amplificarea în buclă închisă a amplificatorului trebuie să fie egală cu unitatea, adică:

$$\frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (6.4)$$

sau:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \quad (6.5)$$

Deoarece s-a postulat că:

$$R_1 = R_2 = R \text{ și } C_1 = C_2 = C,$$

rezultă:

$$R_3/R_4 = 2, \text{ respectiv } R_3 = 2R_4. \quad (6.6)$$

În practică, dacă  $R_3$  nu este riguros egal cu  $2R_4$  oscilatorul nu va lucra (cînd  $R_3 < 2R_4$ ) sau va oscila cu o amplitudine din ce în ce mai mare, pînă ce tensiunea se limitează la o formă pătratică, datorită saturării amplificatorului operațional ( $R_3 > 2R_4$ ). De aceea este necesar reglajul automat al amplificării, care se poate realiza prin înlocuirea lui  $R_3$  cu două elemente rezistive conectate în serie. Unul dintre acestea este un rezistor sensibil la tensiune (termistorul cu coeficient negativ de temperatură,  $R_3'$ ) care își micșorează valoarea pe măsură ce tensiunea aplicată pe el crește. Prezența acestui element dă certitudinea că circuitul va oscila și că își va stabili amplitudinea oscilației la o valoare constantă. Datorită răspunsului în timp, destul de lent, folosirea acestui tip de schemă este restrînsă.

Forma de undă cu o puritate spectrală mai mare se obține cu ajutorul unei bucle mai complexe de reglaj automat al amplificării (fig. 6.2). Valoarea amplificării în oscilator se schimbă continuu, și nu brusc cum se întîmplă în cazul oscilatorilor cu punte Wien în care limitarea amplificării se face cu diode Zener, ceea ce permite micșorarea distorsiunilor tensiunii generale.

Cînd valoarea semnalului generat este sub pragul de detecție, tranzistorul cu efect de cîmp are pe grilă o polarizare egală cu zero (deci va fi deschis), permițînd conectarea rezistenței  $10 R_1$  în paralel cu  $1,05 R_1$ , ceea ce este echivalent cu o amplificare mai mare a AO necesară în procesul de inițiere a oscilației. Dacă amplitudinea oscilației depășește pragul de detecție, grila TEC-ului începe să fie polarizată negativ, determinînd mărirea rezistenței sursă-drenă și, deci, micșorarea amplificării AO. La o anumită valoare a semnalului amplificarea circuitului — pentru un ciclu de oscilații — este aproape egală cu unitatea, datorită capacitorului de detecție  $C_1$ .

Deoarece bucla de reglaj automat al amplificării acționează continuu — atît pentru starea de conducție a TEC-ului, cît și pentru condiția de echilibru — alegerea valorilor pentru stabilirea condiției de oscilație este mai puțin critică. Totuși, într-o perioadă de oscilație, o anumită variație de amplificare are loc, din cauza descărcării condensatorului  $C_1$  prin rezistorul  $R_2$ . Dacă această constantă de timp este aleasă prea mare se reduce efectul, dar se micșorează, totodată, și viteza de răspuns a buclei de reglaj automat al amplificării.

Cu ajutorul unui asemenea circuit distorsiunile pot fi limitate la mai puțin de 0,2%. Pentru obținerea unei stabilități mai mari a frecvenței generate se montează un cuarț în paralel pe oscilatorul cu punte Wien. La rezonanță, variația de fază prin cristal este zero, iar impedanța sa este rezistivă. Această rezistență înlocuiește rezistența clasică din bucla de reacție. Pentru o funcționare corectă,  $R$  și  $C$  trebuie astfel aleși, încît să fie îndeplinită relația:

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0}. \quad (6.7)$$

În condiții de variație a temperaturii ambiante impedanța cristalului se modifică, determinînd variația amplificării în bucla de reacție pozitivă, care este, însă, anihilată prin acțiunea continuă a buclei de reglaj automat al amplificării. În aplicațiile care necesită o tensiune de frecvență variabilă se poate obține acest lucru prin introducerea unor elemente de reglaj fin și în trepte.

Frecvența maximă care se obține cu un asemenea circuit este determinată de viteza de răspuns a amplificatorului operațional.

O formă foarte interesantă de oscilator  $RC$  cu punte Wien — relativ simplu — cu posibilitatea de reglaj a frecvenței de oscilație este dată în

figura 6.3. Condiția de oscilație a acestui circuit este exprimată de relația:

$$1 - \frac{RCS}{R^2C^2S^2 + 1 + 3RCS} \left( 3 + \frac{3}{R_1CS_1} \right) = 0 \quad (6.8)$$

sau

$$R^2C^2S^2 + 1 - \frac{3RC}{R_1C_1} = 0. \quad (6.9)$$

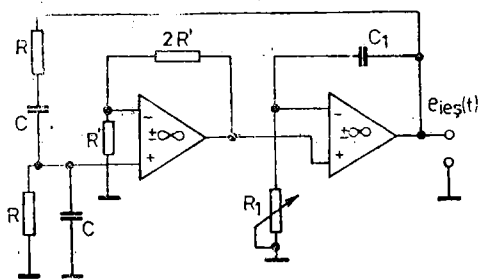


Fig. 6.3. Oscilator cu punte Wien, cu frecvență reglabilă

Frecvența de oscilație,  $\omega_0$ , are valoarea:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{1 - \frac{3RC}{R_1 C_1}}. \quad (6.10)$$

Ecuatia 6.10 demonstrează posibilitatea de realizare a unor oscilatori  $RC$  pentru frecvențe foarte scăzute. Deoarece termenul  $\frac{3RC}{R_1C_1}$  poate fi făcut foarte aproape de unitate, fără a crește mărimile produselor  $RC$  din rețea, un asemenea circuit este convenabil pentru o integrare totală. Variația frecvenței se obține foarte simplu prin variația rezistenței lui  $R_1$ , metoda neimplicând reglaje simultane. Circuitul 6.3 poate fi simplificat și mai mult prin folosirea unui singur AO, polarizat, pentru a funcționa în porțiunea lineară.

### 6.1.2. OSCILATORI CU REȚEA TREȚE-BANDĂ

Un tip de oscilator, cu performanțe foarte bune din punctul de vedere al purității spectrale, care utilizează în buclele de reacție pozitivă o rețea  $RC$  de gen trece-bandă este ilustrat în figura 6.4.

În această schemă rețeaua  $R_1, C_1, R_2, C_2$  formează un filtru trece-bandă acordat pe frecvența  $f_0 = 1/2\pi RC$  (cu condiția  $R_1 = R_2$  și  $C_1 = C_2$ ). Rețeaua de reacție de pe intrarea inversoare permite obținerea, la fel ca și alți oscilatori, a unei amplificări egale cu unitatea. Amplitudinea tensiunii de la ieșire este măsurată prin intermediul diodei  $V_1$  și comparată cu un curent de referință prin  $R_7$ .

Eroarea va fi cumulată pe integratorul constituit de amplificatorul  $A_2$  și aplicată la una din intrările unui multiplicator, permițând în felul acesta micșorarea sau mărirea amplificării în bucla de reacție de pe intrarea inversoare. În regim staționar, intrarea în integrator este zero, iar ieșirea are o valoare constantă, care permite conectarea, în paralel cu  $R_4$ , a unei valori corespunzătoare pentru menținerea circuitului în regim de oscilație stabilă, cu amplitudine constantă. Întrucât ieșirea multiplicatorului este lineară, variația amplificării se face foarte fin, astfel că distorsiunea formei de undă generate este neglijabilă. Utilizând în secțiunea de oscilator un AO cu performanțe ridicate, cu o linearitate foarte bună, se pot realiza

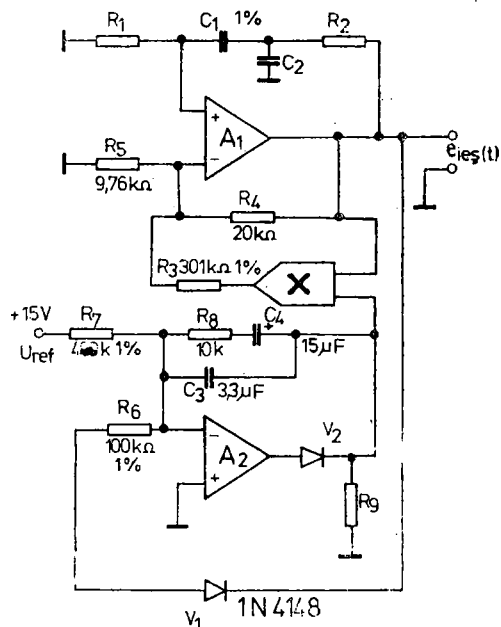


Fig. 6.4. Oscilator cu distorsiuni foarte reduse:  
 $R_1 = R_2$ ;  $C_1 = C_2$ .

tensiuni sinusoidale cu o distorsiune de circa 0,01%. Modificînd valorile capacitorilor se obțin diferite frecvențe de oscilație.

Printre rețelele  $RC$ , rețeaua în dublu  $T$  prezintă proprietatea interesantă că pentru o anumită frecvență amplitudinea tensiunii de ieșire o depășește ușor pe cea a tensiunii de intrare. Pornind de la proprietățile sale de filtru trece-bandă cu  $Q$  mare, rețeaua în dublu- $T$  constituie o soluție atrăgătoare pentru utilizarea în oscilatorii cu amplificatori operaționali. Structura rețelei de reacție este dată în figura 6.5.

Funcția de transfer a rețelei este exprimată de relația:

$$A_n = \frac{(f_0/f - f/f_0) + j(2n - 1)}{(f_0/f - f/f_0) + j(2n + 1 + 1/n)}, \quad (6.11)$$

unde

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

La valoarea  $n = 1/5$  răspunsul pentru o variație de fază egală cu zero (cînd  $f = f_0$ ), este  $A_n(f = f_0) \approx 1,094$  și, similar, cînd  $n = 1/3$ ,

$$A_n(f = f_0) \approx 1,073. \quad (6.12)$$

Examinarea funcției de transfer a rețelei de reacție pentru cîteva valori numerice sugerează că amplificarea AO trebuie să nu scadă mai mult de 5% în raport cu unitatea pentru a se menține procesul de oscilație.

Schema unui oscilator cu punte în dublu- $T$  este prezentată în figura 6.6.

Amplificatorul operațional are o amplificare în tensiune foarte apropiată de unitate, iar prin alegerea corespunzătoare a elementelor din bucla de reacție se obține o amplificare de tensiune de 1,09 datorită rețelei pasive. Această amplificare va fi suficientă pentru inițierea procesului de oscilație. Limitarea oscilației este evitată prin introducerea potențiometruului  $R_4$ , care poate stabili la minimum nivelul distorsiunilor. La proiectarea oscilatorilor cu amplificatori operaționali care utilizează în bucla de reacție rețele în dublu- $T$ ,  $n$  se alege de obicei în intervalul cuprins între o treime și o optime.

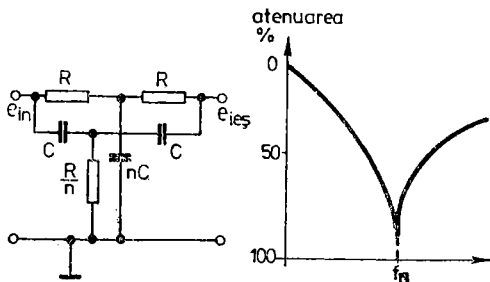


Fig. 6.5. Rețea în dublu- $T$

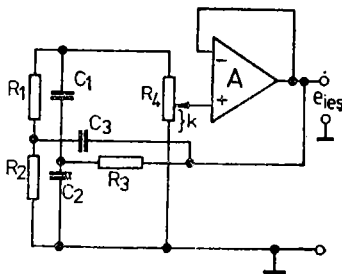
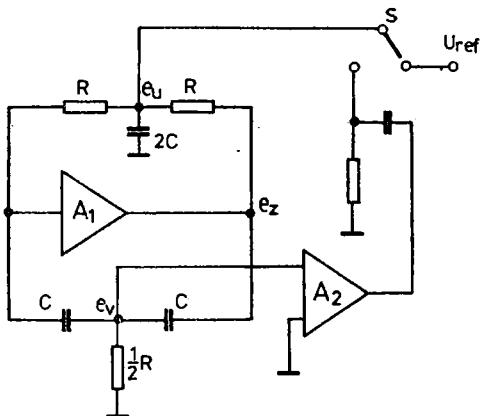


Fig. 6.6. Oscilator cu punte în dublu- $T$

Fig. 6.7. Schema-bloc a unui oscilator cu rețea în dublu-T, cu ștergere periodică



În continuare este descris un oscilator ce utilizează în bucla de reacție a amplificatorului operațional o rețea în dublu-T care permite o stabilizare bună a amplitudinii oscilației (fig. 6.7). Amplitudinea tensiunii furnizate de acest oscilator se reglează prin ștergerea periodică a tensiunii de pe capacito-  
rul  $2C$ , la o tensiune de referință  $U_{ref}$ . În acest fel se obține o oscilație a cărei amplitudine are o stabilitate egală cu cea a tensiunii de referință și o puritate spectrală foarte bună. Momentul ștergerii este determinat de momentul trecerii prin zero a semnalului armonic  $e_v$ , cules în paralel de pe rezistorul  $R/2$ , a cărui fază este deplasată cu  $\pi/2$  față de semnalul  $e_u$ . Dacă se compară dependența semnalelor  $e_u$  și  $e_v$  cu semnalul de ieșire  $e_z$  se poate scrie:

$$e_u = 0,5 e_z(1 + s\tau); \quad (6.13)$$

$$e_v = 0,5s e_z(1 + s\tau), \quad (6.14)$$

unde, în cazul transformărilor Laplace,

$$s = \frac{d}{dt} = j\omega.$$

Deoarece ambele semnale,  $e_u$  și  $e_v$ , sînt armonice, existența raportul  $e_v/e_u = s$  arată că ele sînt defazate cu  $\pi/2$ . Dacă tensiunea  $e_v$  este aplicată la intrarea unui comparator cu una dintre intrări conectate la zero, la ieșire se obțin impulsuri dreptunghiulare ce pot fi diferențiate și utilizate pentru ștergerea periodică a tensiunii  $e_u$ . În figura 6.8 este dată o schemă practică de realizare a unui asemenea oscilator cu doi amplificatori operaționali.

Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff terminalului de intrare, se poate scrie:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0. \quad (6.15)$$

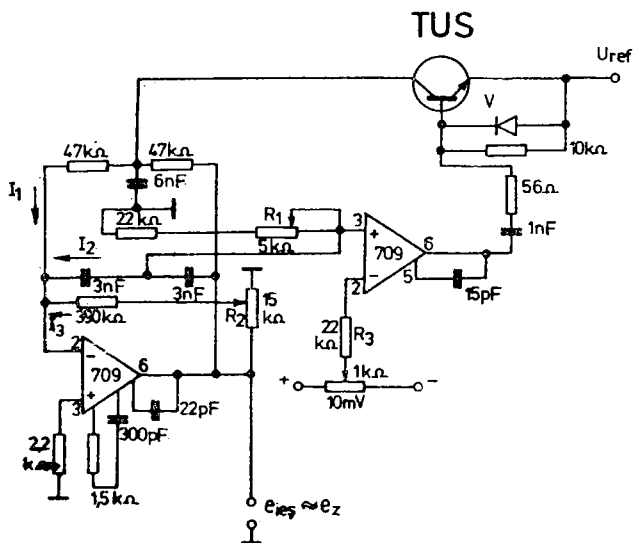


Fig. 6.8. Schema de principiu a oscilatorului din fig. 6.7:

$$e_{ie\varphi} \approx e_z$$

Acești curenți pot fi exprimați cu ajutorul tensiunilor  $e_u$ ,  $e_v$  și  $e_z$ , ținând totodată seama de relațiile (6.13) și (6.14) astfel:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{C\tau_1 s^2 e_z}{2(1 + \tau_1 s)}, \\ i_2 &= \frac{e_z}{2(1 + \tau s) R}, \\ i_3 &= \frac{\alpha e_z}{R}, \end{aligned} \quad (6.16)$$

unde

$$\alpha = \frac{R}{R_0}.$$

Dacă se presupune că cele două constante  $\tau$  și  $\tau_1$  sînt diferite, expresia (6.15) devine:

$$\tau^2 \tau_1 s^3 e_z + \tau \tau_1 (1 + 2\alpha) s^2 e_z + [\tau_1 + 2(\tau_1 + \tau) \alpha] s e_z + 1 + 2\alpha = 0. \quad (6.17)$$

Soluția acestei ecuații diferențiale de gradul trei este, în general, o oscilație armonică, exponențial crescătoare sau descrescătoare, datorită unei perechi de rădăcini complexe conjugate,  $\lambda_1$  și  $\lambda_2$ , obținute din ecuația algebrică corespunzătoare după înlocuirea lui  $s e_z$  cu  $\lambda$ . Totodată, mai există încă o funcție exponențială,  $A e^{\lambda_3 t}$ , corespunzînd celeilalte rădăcini reale,  $\lambda_3$ . Nu prezintă, însă, interes decît existența unei oscilații armonice pure,  $\sin \omega t$ , care să satisfacă ecuația (6.17) pentru valori corespunzătoare ale lui  $\alpha$ . Substituind  $e_z$  cu  $e^{j\omega t}$ , se obține:

$$-\tau^2 \tau_1 j \omega^3 - \tau \tau_1 (1 + 2\alpha) \omega^2 + j \omega \tau_1 + 2j \omega (\tau + \tau_1) \alpha + 1 + 2\alpha = 0. \quad (6.18)$$

Părțile reale și imaginare ale acestei ecuații se vor egala fiecare cu zero, ceea ce rezultă în a scrie:

$$\alpha = \frac{\tau - \tau_1}{2(\tau + \tau_1)}, \quad (6.19)$$

$$\omega = 1/\sqrt{\tau\tau_1}. \quad (6.20)$$

Astfel, după reglarea frecvenței cu potențiometrul  $P_1$  la valoarea dorită, se reglează corespunzător valoarea lui  $\alpha$  cu potențiometrul  $P_2$ , astfel încît să se asigure continuitatea optimă a tensiunii armonice  $e_u$ . Potențiometrul  $P_3$  permite minimizarea efectului tensiunii de decalaj asupra detecției trecerii prin zero a tensiunii  $e_v$ . Alegerea lui  $\alpha$  în conformitate cu relația (6.19) permite ca ecuația algebrică să fie transcrisă sub forma:

$$\left(\lambda^2 + \frac{1}{\tau_1\tau}\right)[(\tau + \tau_1)\lambda + 2] = 0, \quad (6.21)$$

cu rădăcina  $\lambda_3 = -\frac{2}{\tau + \tau_1}$ , pe lângă rădăcinile imaginare deja cunoscute

$$\lambda_{1,2} = \pm j \frac{1}{\sqrt{\tau\tau_1}}$$

În cazul în care cele două constante sînt aproape egale, soluția exponențială tinde către zero, cu o perioadă de relaxare egală cu perioada soluției armonice. Astfel, în cazul ipotetic că ștergerea periodică a condițiilor inițiale nu este necesară, nu poate fi luată în considerare nici necesitatea soluției exponențiale.

Într-un circuit practic este de dorit doar o intervenție periodică minimală. În acest scop tensiunea  $e_u$  este modificată periodic cu mărimea  $\Delta U$ . Datorită principiului superpoziției se poate studia separat răspunsul asupra tensiunii de ieșire  $e_z$ , presupunîndu-se că  $e_z$  și  $e_v$  sînt zero în acel moment. Chiar în acest caz soluția exponențială, care apare în  $e_u$  și  $e_v$ , nu este prezentă în  $e_z$ , dacă valorile constantelor de timp sînt egale. Soluția exponențială la constante de timp diferite, generată periodic prin intervenție și redusă cu un factor egal cu  $\frac{\tau - \tau_1}{\tau + \tau_1}$  este, datorită intervenției, suprapusă peste răspunsul sinusoidal de la ieșire.

În felul acesta avantajul principal al schemei îl reprezintă generarea unui semnal de mare puritate spectrală. Distorsiunea armonică totală este sub 0,05%. O asemenea valoare a distorsiunii este foarte scăzută în raport cu cea a unui oscilator Wien, cu amplitudinea limitată prin intermediul unor diode de limitare, deși costul este aproximativ același. Stabilitatea de frecvență a schemei este de  $2 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$ . Limita superioară a frecvenței debitate de acești oscilatori este dată de durata impulsului de ștergere (100 ns), care trebuie să fie de 0,01 din perioada  $T$  a semnalului armonic.

### 6.1.3. OSCILATORI CU REȚEA RC DE DEFAZARE

În acest paragraf se analizează generarea tensiunilor sinusoidale cu ajutorul unor oscilatori cu AO care folosesc în bucla de reacție o rețea RC de defazare.

Deși conceptual sînt similari oscilatorilor cu punte Wien, acest tip de oscilatori oferă unele avantaje:

— pentru generarea semnalului sinusoidal este necesar un singur amplificator operațional. În plus — dacă este necesar — se poate obține cu ușurință și termenul cosinusoidal adăugînd încă un AO;

— pentru implementare se poate utiliza fie un amplificator operațional cu intrare diferențială, fie cu o singură intrare.

Principalul dezavantaj al acestui tip de oscilator constă în necesitatea utilizării unor condensatori de adaptare cu valori foarte precise. Totodată, schimbarea frecvenței de oscilație se face greoi, motiv pentru care aplicațiile se orientează de obicei spre obținerea de tensiuni sinusoidale cu frecvență fixă.

Procesul de limitare a oscilației face să apară distorsiuni, din cauza cărora acești oscilatori au performanțe mai reduse în ceea ce privește puritatea spectrală.

Rețeaua de defazare RC este dată în figura 6.9. Pentru simplificarea analizei și a implementării se ia:

$$C_1 = C_2 = C \text{ și } R_1 = R_2 = R = R_3 R_s / (R_3 + R_s),$$

unde  $R_s$  este rezistența de sarcină a etajului următor. Funcția de transfer a acestei rețele are forma:

$$e_{ie\varphi} / e_{in} = [R^3 - 5R/(\omega C)^2] + j[(1/\omega C)^3 - 6R^2/\omega C]/R^3 = -A \quad (6.22)$$

sau

$$AR^3 = [5R/(\omega C)^2 - R^3] + j[6R^2/\omega C - 1/(\omega C)^3]. \quad (6.23)$$

Partea stîngă a acestei ecuații este pur reală, deci coeficientul părții imaginare din dreapta trebuie egalat cu zero:

$$j(6R^2/\omega C - 1/(\omega C)^3) = 0,$$

adică

$$6R^2 = 1/(\omega C)^2. \quad (6.24)$$

Frecvența de oscilație este dată de:

$$\omega = 1/RC \sqrt{6} \text{ (radiani/secundă)} \quad (6.25)$$

și, respectiv,

$$f = 1/2\pi RC \sqrt{6} \text{ (hertzi)}. \quad (6.26)$$

Substituindu-l pe  $(1/\omega C)^2$  cu  $6R^2$  în partea reală a ecuației, putem determina amplificarea necesară pentru menținerea oscilației:

$$\begin{aligned} AR^3 &= 5R(6R^2) - R^3; \\ A &= 29 \text{ sau } 29,5 \text{ dB.} \end{aligned} \quad (6.27)$$

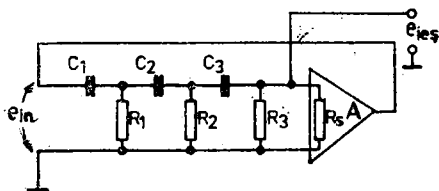


Fig. 6.9. Principiul unui oscilator cu trei celule de defazare RC

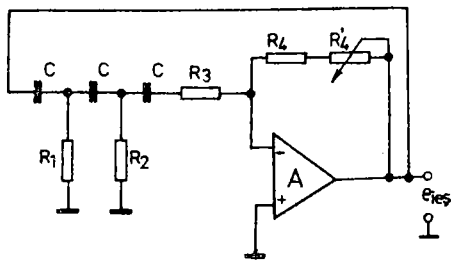


Fig. 6.10. Oscilator cu rețea de defazare RC

În figura 6.10 se prezintă schema unui oscilator cu AO, cu amplificarea reglabilă la valoarea necesară.

Numărul de trei celule de defazare este minimul necesar pentru obținerea unei defazări de  $180^\circ$ , la o frecvență finită. Deoarece cele trei celule de defazare introduc o atenuare globală de 29,5 dB la frecvența de oscilație, semnalul va trebui amplificat în mod corespunzător de către AO. Rezistorul din ultima celulă de defazare este conectat la intrarea inversoare, care este totodată și un punct virtual de masă. Amplificarea  $A$  va fi:

$$A = \frac{R_4 + R'_4}{R_3} \quad (6.28)$$

Principalul dezavantaj al oscilatorilor cu rețele de defazare constă în slaba atenuare a armonicilor oscilatorului, în cazul că distorsiunile lui sînt relativ mari. Nivelul mare al armonicilor la intrare dă distorsiuni de intermodulație și deplasează frecvența de oscilație la alte valori decît cele rezultate din ecuația descrisă.

#### 6.1.4. OSCILATORI CU REȚEA TRECE-TOT

Marea majoritate a oscilatorilor prezintă un răspuns maxim în amplitudine la o frecvență unde defazarea buclei este zero, ceea ce rezultă din natura trece-bandă a funcțiilor respective de transfer. Criteriul lui Barkhausen impune doar ca amplificarea buclei la această frecvență să aibă o valoare supra-unitară, nefiind necesar ca răspunsul în amplitudine să fie dependent de frecvență. Dacă totuși se constată o asemenea dependență, faptul contribuie la reducerea nivelului de distorsiuni. Cînd circuitele cu defazare sînt dependente de frecvență, ele sînt astfel combinate încît defazarea generală să fie zero la o singură frecvență la care pot apărea oscilații. Asemenea circuite sînt așa-numitele circuite trece-tot, ele putînd fi realizate cu un AO, trei rezistori și un capacitor. Amplificarea este reglabilă în vecinătatea unității (fig. 6.11).

Funcția de transfer între punctele  $B$  și  $B'$  se obține prin egalizarea potențialelor pe cele două intrări ale AO:

$$\frac{\frac{e_{ies}}{n} + e_{in}}{n + 1} = \frac{e_{in}}{1 + sRC};$$

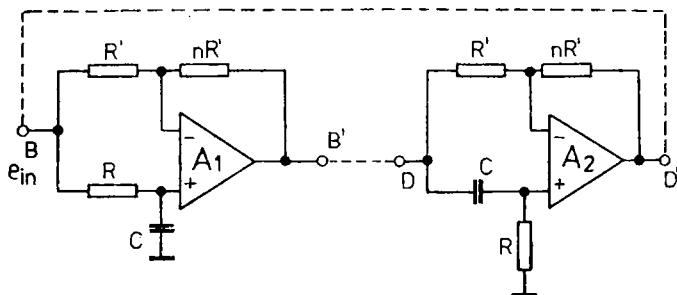


Fig. 6.11. Rețele trece-tot în configurație de oscilator

Din această ecuație rezultă expresia funcției de transfer ieșire-întare:

$$A_{B'}(s) = \frac{e_{ieș}}{e_{in}} = \frac{n - sCR}{1 + sCR}. \quad (6.29)$$

La valoarea  $n = 1$  modulul funcției de transfer este unitar pentru toate frecvențele, iar defazajul va varia de la zero (dacă  $f$  este nul) la  $-\pi$  (când  $f \rightarrow \infty$ ). La  $\omega = 1/RC$  se obține un defazaj înapoi egal cu  $\pi/2$ . Analog se poate scrie funcția de transfer pentru cel de al doilea circuit:

$$A_{D'}(s) = \frac{sCR - n}{1 + sCR}, \quad (6.30)$$

cu amplificarea unitară pentru  $n = 1$  și un defazaj înainte de  $\pi/2$  la  $\omega = 1/RC$ .

Conectând punctele  $B'$  la  $D$  și  $D'$  la  $B$  se obține un oscilator cu o rețea de tipul trece-tot. Oscilația se amorsează pentru o amplificare a buclei mai mare decât unu, la o variație a fazei egală cu zero. Se alege orice valoare supra-unitară a lui  $n$ . În realizările practice valoarea lui  $R'$  se ia între  $1 \text{ k}\Omega$  și  $100 \text{ k}\Omega$ , iar  $nR'$  — în scopul stabilizării amplitudinii oscilației — se realizează dintr-un termistor și un rezistor obișnuit.

Pentru obținerea unor game diferite de frecvență se conectează seturi de condensatori, de valori diferite, putând fi comutați în mod convenabil.

În vederea obținerii în interiorul gamei respective a unui reglaj continuu al frecvenței,  $R$  se înlocuiește cu un potențiomtru. La majoritatea oscilatorilor de acest fel frecvența de oscilație,  $f$ , are forma:

$$f = 1/2 \pi RC,$$

unde toți rezistorii  $R$  și capacitorii  $C$  sînt egali.

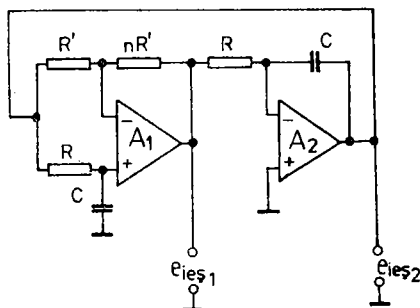
În figura 6.12 se dă un montaj de oscilator cu rețea de tipul trece-tot modificat. Funcția de transfer a integratorului este:

$$A(s) = 1 - sCR. \quad (6.31)$$

Combinînd această ecuație cu cea a primului circuit de tipul trece-tot se obține expresia generală a funcției de transfer:

$$A(s) = \left( \frac{n - sCR}{1 + sCR} \right) \left( -\frac{1}{sCR} \right). \quad (6.32)$$

Fig. 6.12. Oscilator cu rețea trece-tot, modificat



Pentru  $n = 1$  expresia se reduce la unitate când  $(sCR)^2 = -1$ , prin urmare la aceeași frecvență ca în circuitul anterior ( $f = 1/2 \pi CR$ ).

Cele două ieșiri ale AO diferă în fază cu  $90^\circ$ , iar reglajul amplitudinii poate fi realizat cu ușurință prin înlocuirea lui  $nR'$  cu un termistor de mică putere. S-au proiectat multe tipuri de oscilatori care utilizează rețele trece-tot cu defazarea înainte și înapoi sau integratori, dar toate necesită introducerea unor elemente de reglaj nelinear cu termistori, diode, circuite de RAA speciale pentru limitarea distorsiunilor tensiunilor generate.

Oscilatorul din figura 6.13 furnizează trei tensiuni defazate între ele, permițând în același timp o comandă simplă a frecvenței de oscilație. Ecuațiile care descriu funcționarea acestui oscilator sînt:

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= \frac{\omega}{\sqrt{3}}(y - z); \\ \frac{dy}{dt} &= \frac{\omega}{\sqrt{3}}(z - x); \\ \frac{dz}{dt} &= \frac{\omega}{\sqrt{3}}(x - y),\end{aligned}\tag{6.33}$$

iar soluțiile sistemului:

$$\begin{aligned}x &= B + A \cos \omega t; \\ y &= B + A \cos (\omega t - 120^\circ + \varphi); \\ z &= B + A \cos (\omega t - 240^\circ + \varphi),\end{aligned}\tag{6.34}$$

unde  $A$ ,  $B$  și  $\varphi$  sînt constante dependente de condițiile inițiale.

Formele de undă  $x$ ,  $y$ ,  $z$  sînt afectate de o polarizare în curent continuu, implicată în sistemul de ecuații prin constanta  $B$ . Această polarizare poate fi eliminată dacă tensiunile de ieșire sînt luate ca tensiuni interfazice:

$$\begin{aligned}e_{ieș1} &= y - z; \\ e_{ieș2} &= z - x; \\ e_{ieș3} &= x - y.\end{aligned}\tag{6.35}$$

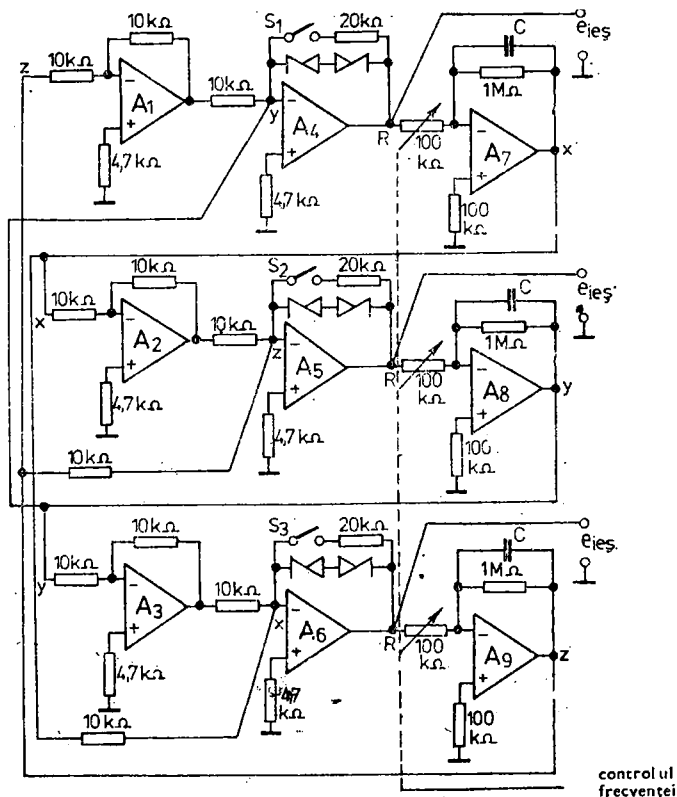


Fig. 6.13. Oscilator polifazat cu frecvență reglabilă

Pentru  $R = 15 \text{ k}\Omega$  și  $C$  între  $300 \text{ pF}$  și  $30 \text{ nF}$ , frecvența variază între  $130 \text{ Hz}$  și  $1200 \text{ Hz}$ . Variația de amplitudine în această gamă este sub  $15\%$ . S-a constatat că este dificil de obținut o gamă largă de frecvențe menținându-l pe  $C$  constant și variind valoarea lui  $R$ .

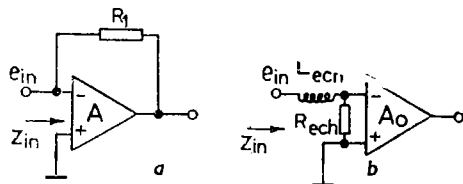
La deschiderea comutatorilor  $S_1$ ,  $S_2$  și  $S_3$  cele trei tensiuni sinusoidale  $x$ ,  $y$  și  $z$  se transformă în trei tensiuni triunghiulare trifazate. Funcționarea oscilatorului se dovedește în această situație mai stabilă decât în cazul lucrului în regim sinusoidal, iar gama de frecvențe este mai largă.

Un astfel de circuit este util în unitățile centrale de comandă din cicloconvertori. Prin adăugarea altor canale similare celor folosite la oscilatorul trifazic se poate obține un oscilator polifazic.

#### 6.1.5. OSCILATORI COMANDAȚI ÎN TENSIUNE, CU INDUCTANȚĂ SINTETIZATĂ ELECTRONIC

Oscilatorii comandați în tensiune, cu inductanță sintetizată electronic se bazează pe posibilitatea obținerii reactanței sintetizate cu ajutorul ampli-

Fig. 6.14. Impedanță de intrare, inductivă, simulată cu AO.



ficatorilor operaționali. Prin adăugarea unui rezistor de reacție între ieșire și intrare amplificatorul operațional se comportă ca o inductanță (fig. 6.14 a).

În prezența reacției AO „vede” la intrare o impedanță inductivă în zona în care amplificarea este descrescătoare. Selectînd valori corespunzătoare pentru componente, se pot obține inductanțe cuprinse între 1 mH și cîțiva kH.

Circuitul echivalent din figura 6.14 b se bazează pe teorema lui Miller:

$$Z_{in} = \frac{R_1}{1 - A} \quad (6.36)$$

Marea majoritate a amplificatorilor operaționali au o caracteristică de transfer exprimată printr-o expresie de forma:

$$A = - \frac{A_0}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.37)$$

unde:  $A_0$  este amplificarea în buclă deschisă, iar  $\omega_0$  — frecvența la care răspunsul în frecvență are o cădere de 3 dB.

Neglijîndu-se cel de al doilea pol din domeniul frecvențelor înalte, rezultă:

$$Z_{in} = \frac{R_1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} + A_0} + j\omega \cdot \frac{R_1/\omega_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} + A_0} \quad (6.38)$$

Pentru frecvența de intrare  $\omega \ll (A_0 + 1)\omega_0$ , numitorul ecuației poate fi aproximat prin  $(A_0 + 1)$ , astfel că se poate scrie, fără erori semnificative:

$$Z_{in} = \frac{R_1}{1 + A_0} + j\omega \cdot \frac{R_1}{\omega_0(1 + A_0)} \quad (6.39)$$

Din această expresie rezultă că impedanța văzută la intrare pentru condiția impusă este formată dintr-o rezistență și o inductanță echivalente, conform relațiilor:

$$\begin{aligned} R_{ech} &= \frac{R_1}{1 + A_0} \approx \frac{R_1}{A_0}; \\ L_{ech} &= \frac{R_1}{\omega_0(1 + A_0)} \approx \left( \frac{R_1}{\omega_0 A_0} \right), \end{aligned} \quad (6.40)$$

deoarece  $A_0 \gg 1$ .

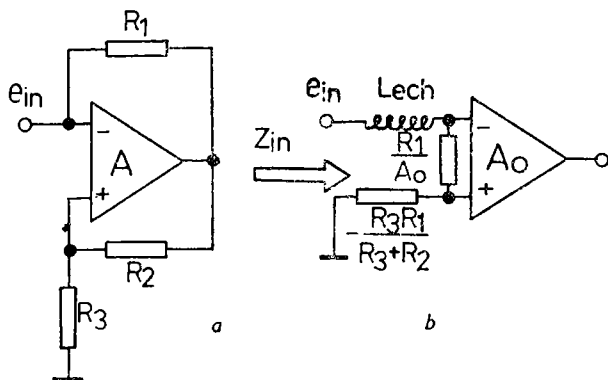


Fig. 6.15. Minimizarea rezistenței echivalente a inductanței

$$-\frac{R_3 R_1}{R_3 + R_2}$$

Dacă dorim să micșorăm foarte mult rezistența echivalentă se vor adăuga și rezistorii de reacție  $R_2$  și  $R_3$ , montați ca în figura 6.15.

Acest circuit va prezenta o impedanță de intrare echivalentă egală cu:

$$Z_{in_{ech}} = \frac{R_1}{A_0} - \frac{R_3 R_1}{R_2 + R_3} + j\omega \cdot \frac{R_1}{A_0 \omega_0} \quad (6.41)$$

dacă sînt îndeplinite condițiile:

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} \ll 1 \text{ și } \omega \ll (A_0 + 1)\omega_0.$$

Trebuie, de asemenea, menționat că frecvența la care are loc căderea răspunsului în amplitudine poate fi controlată prin introducerea unui capacitor exterior. În felul acesta se poate realiza ușor un oscilator comandat în tensiune într-o gamă foarte largă (fig. 6.16).

Dacă în circuitul de mai sus se caută ca rezistența echivalentă,  $R_{ech}$ , să fie foarte apropiată de zero va rezulta un circuit LC, care, atunci cînd va fi

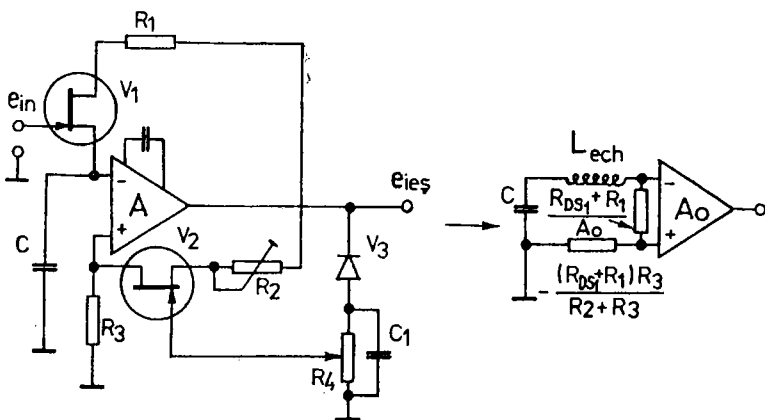


Fig. 6.16. Oscilator cu inductanță simulată, comandat în tensiune

aplicată tensiunea de alimentare, va face ca ieșirea AO să comute la plus sau la minus, încărcînd în mod corespunzător capacitorul  $C$  și inițiind oscilații pe frecvența de acord:

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} = 1/2\pi\sqrt{\frac{(R_1 + R_{DS1})}{A_0\omega_c} \cdot C_1}, \quad (6.42)$$

unde  $\omega_c$  este frecvența în radiani la care caracteristica  $A(\omega)$  a amplificatorului operațional cade cu 3 dB.

Prin variația tensiunii de intrare,  $e_{in}$ , a tranzistorului  $V_1$  se modifică  $R_{DS1}$ , ceea ce va duce în mod implicit la variația frecvenței de oscilație  $f_0$ . Componentele  $V_3$ ,  $C_1$  și  $R_4$  formează un redresor monoalternanță și un filtru, pentru a putea obține partea de RAA și, deci, o amplitudine constantă la ieșirea oscilatorului. Rezistorii  $R_2$  și  $R_3$  se reglează astfel încît să fie menținut la minimum nivelul distorsiunilor. Practic, se pot obține fără dificultate distorsiuni mai mici de 1%.

#### 6.1.6. OSCILATORI DE ORDINUL 5/2

După cum s-a văzut, frecvența de oscilație este o funcție care depinde de cel puțin două constante de timp. Totodată, dacă se are în vedere că fiecare constantă de timp este produsul dintre o rezistență și o capacitate, rezultă că pentru obținerea unei bune stabilități în frecvență sînt necesare cel puțin patru componente etalon (patru pentru puntea Wien și șase pentru rețeaua de defazare). Dat fiind că prețul capacitorilor de precizie este pe plan industrial de circa 5 ori mai mare decît al celor uzuali, costul unui asemenea montaj ar fi exagerat de mare. În cele ce urmează se prezintă un circuit care permite minimizarea influenței celorlalte constante de timp și, deci, a eventualelor variații a valorilor lor în funcție de o serie de parametri. În literatură această configurație este numită oscilator sinusoidal de ordinul 5/2, iar pentru analiza sa se va considera schema-bloc valabilă pentru orice oscilator cu reacție.

În cazul oscilatorului sinusoidal de ordinul 5/2, circuitul de reacție din figura 6.17 este constituit din cascada formată de cele două filtre trece-jos de ordinul unu și filtrul de un semi-ordin cu minus 3 dB/octavă. Acesta din urmă, datorită impedanței sale de intrare constante și impedanței de ieșire reduse, are rolul de tampon între cele două filtre de ordinul unu. El este rea-

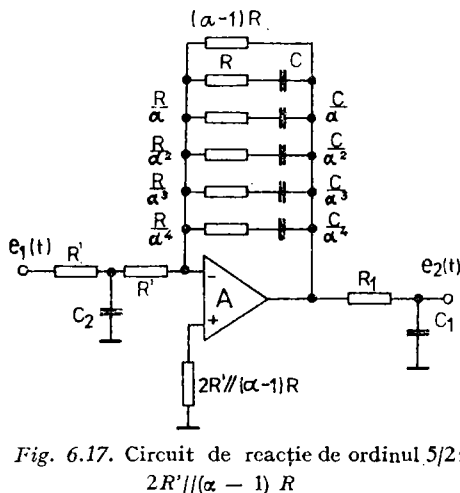


Fig. 6.17. Circuit de reacție de ordinul 5/2:  
 $2R' // (\alpha - 1) R$

lizat dintr-o rețea  $RC$  de 5 celule și o ramură rezistivă  $(\alpha - 1)R$ , elemente suficiente pentru acoperirea unei plaje relativ importante de frecvență. Dacă ecartul dintre frecvențele de tăiere ale diferitelor celule rămâne suficient de mic ( $\alpha$  în vecinătatea lui 1) se poate arăta — după calcule laborioase — că, în domeniul de frecvență acoperit de ansamblul de celule, răspunsul în frecvență ia forma:

$$k(j\omega) = -A_3 \sqrt{1 + j \frac{\omega}{\omega_3}} \quad (6.43)$$

unde  $A_3 = (\alpha - 1) \frac{R}{R'}$  este amplificarea statică, iar  $\omega_3 = \frac{\eta}{RC}$  — frecvența de tăiere la minus 1,5 dB.

În cazul că  $\alpha$  este superior lui 3 coeficientul se exprimă prin relația:

$$\eta = 2/5^\alpha. \quad (6.44)$$

Ținând seama de aceste expresii, se poate determina răspunsul în frecvență al circuitului de reacție:

$$B(j\omega) = B_0 \sqrt{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_3}\right)}, \quad (6.45)$$

unde

$$B_0 = \frac{A_3}{2} = \frac{\alpha - 1}{2} \cdot \frac{R}{R'};$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}, \quad \omega_2 = \frac{2}{R' C_2}, \quad \omega_3 = \frac{2}{5\alpha RC}. \quad (6.46)$$

Aplicând acum răspunsului în frecvență criteriul lui Barkhausen, se obține ecuația care determină frecvența de oscilație:

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_1} + \arctg \frac{\omega_0}{\omega_2} + \frac{1}{2} \arctg \frac{\omega_0}{\omega_3} = \pi. \quad (6.47)$$

Considerînd tot exemplul din figura 6.29, unde  $\omega_1$  impune practic valoarea lui  $\omega_0$  ( $\omega_1 \gg \omega_2$  și  $\omega_3$ ), diverșii termeni din ecuația frecvenței de oscilație se reduc la:

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_1}; \quad (6.48')$$

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_2} = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_2}{\omega_0}; \quad (6.48'')$$

$$\arctg \frac{\omega_0}{\omega_3} = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_3}{\omega_0} \quad (6.48''')$$

și duc în final la o ecuație de gradul doi în  $\omega_0$ :

$$\omega_0^2 - \omega_1\omega_0 - \omega_1(2\omega_2 + \omega_3) = 0, \quad (6.49)$$

din care rezultă, în urma unor aproximări, că:

$$\omega_0 = \omega_1 + 2\omega_2 + \omega_3. \quad (6.50)$$

Ținând seama de condiția impusă diferitelor frecvențe de tranziție, funcția de transfer a circuitului de reacție pentru frecvența  $\omega_0$  se reduce la:

$$B(j\omega_0) = \frac{B_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{\omega_3}{\omega_1}} \quad (6.51)$$

sau

$$B(j\omega_0) = (\alpha - 1) \frac{RR_1C_1}{R'^2C_2} \sqrt{\frac{R_1C_1}{5\alpha RC}} \quad (6.52)$$

Luind în considerare relația (6.49), se obține expresia variației frecvenței relative:

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} + 2 \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot \frac{\Delta\omega_2}{\omega_2} + \frac{\omega_3}{\omega_1} \cdot \frac{\Delta\omega_3}{\omega_3}. \quad (6.53)$$

Expresia (6.53) prezintă un interes deosebit, deoarece coeficienții variației relative pentru  $\Delta\omega_2$  și  $\Delta\omega_3$  sînt funcții invers proporționale de  $\omega_1$ , ceea ce permite minimizarea la dorință a contribuției frecvențelor  $\omega_2$  și  $\omega_3$ , alegîndu-le cît mai mici posibil față de  $\omega_1$ . Această abordare a buclei de reacție a oscilatorului înlătură problemele ridicate de puterile întregi, specifice unei singure constante de timp la frecvența de oscilație a circuitului. Alegerea unei puteri fracționare,  $5/2$ , duce la o rezolvare avantajoasă. Faptul că  $B(j\omega_0)$  este o mărime pozitivă impune ca amplificarea amplificatorului să fie o mărime pozitivă, avînd în vedere criteriul lui Barkhausen:

$$A(j\omega_0) \cdot B(j\omega_0) = 1. \quad (6.54)$$

În figura 6.18 se dă schema amplificatorului din oscilator. Amplificatorul operațional utilizat în această schemă este montat în configurație neinvertoare, iar amplificarea depinde de amplitudinea semnalului de ieșire,  $e_{ies}(t)$ . Amplificarea variabilă se obține cu ajutorul tranzistorului cu efect de cîmp,  $V$ , comandat pe grilă cu o tensiune negativă, proporțională cu amplitudinea semnalului de ieșire.

Notînd cu  $r_0$  rezistența minimă drenă-sursă a TEC-ului (pentru  $U_{GS} = 0$ ) și cu  $U_b$  tensiunea de blocare, amplificarea se poate scrie ca funcție de amplitudinea  $e_{ies}$  prin relațiile:

$$A = 1 \text{ pentru } e_{ies} > \frac{U_b}{\gamma}$$

și

$$A = 1 + \frac{\rho}{r_0} \left( 1 - \frac{\gamma}{U_b} e_{ies} \right), \text{ pentru } e_{ies} < \frac{U_b}{\gamma},$$

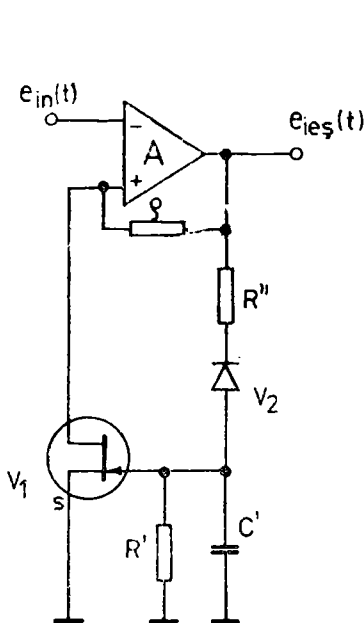


Fig. 6.18. Amplificator nelinear

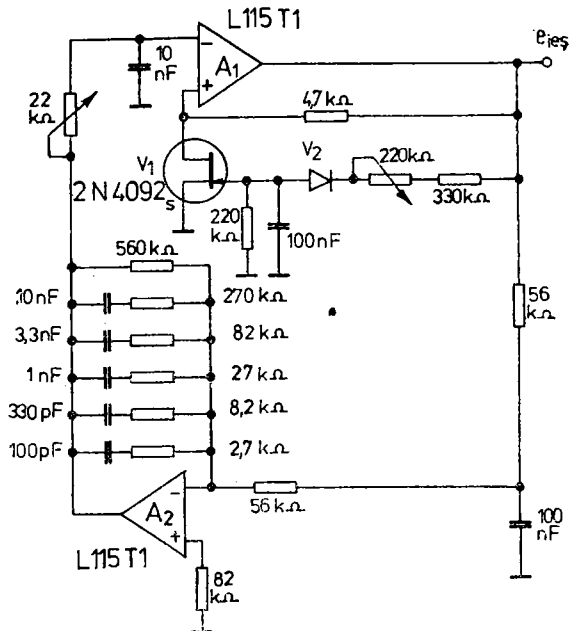


Fig. 6.19. Oscilator sinusoidal de ordinul 5/2

în care:

$$\gamma = \frac{1}{\pi \left( \frac{R''}{R'} + \frac{1}{2} \right)} \quad (6.55)$$

În figura 6.19 este dată schema completă a unui oscilator de ordinul 5/2, a cărei frecvență este fixată puțin sub 1 kHz, prin intermediul rezistorului reglabil de 22 kΩ și capacitorului C de 10 nF. Valoarea atribuită lui  $\alpha$  trebuie să fie compatibilă cu valorile normalizate ale rezistențelor și capacităților, ceea ce impune ca  $\alpha^k = 10$  ( $k$  întreg și pozitiv), ținând cont de relația care verifică raportul a două valori normalizate din aceeași clasă de precizie.

Dacă din proiectare se dorește ca  $\alpha$  să fie mai mare decât 3, pentru a acoperi cu un număr rezonabil de celule o plajă relativ importantă de frecvențe, avînd în vedere și relația (6.44),  $\alpha$  va trebui să satisfacă relația:

$$\alpha^2 = 10, \quad (6.56')$$

de unde rezultă că:

$$\alpha \approx 3,16. \quad (6.56'')$$

Valorile normalizate corespunzătoare sînt în acest caz 2,7; 8,2; 27 etc.

Valorile frecvențelor de tăiere pentru  $R_1$  de 15 kΩ vor fi:  $f_1 = 1\,061,0$  Hz;  $f_2 = 56,8$  Hz;  $f_3 = 7,4$  Hz.

Prin introducerea acestor valori în relația (6.50) rezultă că  $f_0 = 1\,182$  Hz.

Ecartul dintre frecvențele  $f_0$  și  $f_1$  a fost ales suficient de mare pentru a înlesni măsurarea ecarterului relativ al frecvenței de oscilație  $f_0$ , datorită varia-

țiilor lui  $f_1, f_2$  și  $f_3$ . Dacă  $f_1, f_2$  și  $f_3$  variază fiecare cu 10%, atunci influența asupra lui  $f_0$ , ca urmare a variației lui  $f_1$ , este de 10%, datorită lui  $f_2$ , de 1%, iar din cauza lui  $f_3$ , de 0,07%.

Se poate observa că realizarea unui oscilator de ordinul 7/2 — care implică introducerea suplimentară a unui filtru trece-jos de ordinul întâi — nu aduce îmbunătățiri substanțiale. Ceea ce caracterizează însă acest gen de oscilator este posibilitatea obținerii unei frecvențe stabile de oscilație prin utilizarea doar a două componente de mare precizie. Celelalte componente care le determină pe  $\omega_2$  și  $\omega_3$  pot prezenta variații sensibile, fără ca aceasta să afecteze prea mult frecvența de oscilație,  $\omega_0$ .

Oscilatorii de tipul prezentat se bucură de o atenție deosebită pentru că permit obținerea unor tensiuni de joasă frecvență modulate linear în frecvență, dacă intrarea în amplificatorul nelinear poate fi considerată o pseudomasă teoretică în măsura în care amplificarea este suficient de mare la frecvența de oscilație. Această situație dă posibilitatea rezistorului  $R_1$  să fie utilizat ca element modulator (vezi schema 6.17). Înlocuindu-l pe acesta cu rezistența variabilă drenă-sursă,  $r_{ps}$ , a unui tranzistor cu efect de câmp, comandat pe grilă, se poate obține un modulator linear, al cărui factor de transfer tensiune-frecvență,  $A_1$ , se exprimă prin relația:

$$A_1 = - \frac{1}{r_0 C_1 U_b} \cdot \frac{R_1 R_G}{R_1 R_2 + R_G(R_1 + R_2)} \quad (6.57)$$

Frecvența de tranziție,  $\omega_1$ , admite o expresie de forma:

$$\omega_1 = \omega_{10} + \Delta\omega_1,$$

dacă se recurge la notația:

$$\omega_{10} = \frac{1}{r_0 C_1} \left[ 1 - \frac{1}{U_b} \cdot \frac{R_G(R_1 U_{10} + R_2 U)}{R_1 R_2 + R_G(R_1 + R_2)} \right] \quad (6.58)$$

și

$$\Delta\omega_1 = A_1 \Delta U_1 = - \frac{1}{r_0 C_1} \cdot \frac{R_1 R_G}{R_1 R_2 + R_G(R_1 + R_2)} \cdot \frac{\Delta U_1}{U_b}.$$

Un oscilator modulat în frecvență cu o astfel de structură va furniza însă o formă de undă care va fi afectată și de o modulație parazită de amplitudine. Aceasta poate fi diminuată dacă se introduce înainte de oscilator un sistem de reglaj al amplificării.

În figura 6.20 se prezintă un astfel de oscilator de joasă frecvență cu modulație de frecvență. În absența modulației, frecvența oscilatorului este de circa 80 kHz, în timp ce în prezența semnalului modulator frecvența poate varia — cu linearitate acceptabilă — între 20 kHz și 150 kHz. Amplitudinea medie a tensiunii obținute la ieșire pentru frecvența de 80 kHz este de ordinul a 2 V.



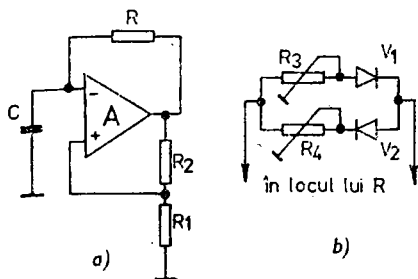


Fig. 6.21. Astabil cu AO

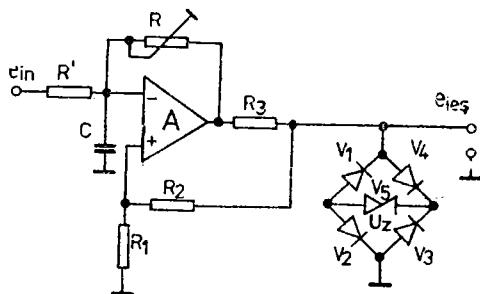


Fig. 6.22. Astabil cu durată reglabilă a impulsurilor, utilizând o tensiune de comandă

Amplificatorul va comuta regenerativ între cele două stări de saturație în mod alternativ, la perioade determinate de încărcarea capacitorului. Amplificatorul rămîne în stare de saturație pozitivă pentru o perioadă de timp  $T_1$ :

$$T_1 = CR \ln \frac{U_H + \beta U_L}{U_H(1 - \beta)} \quad (6.60)$$

și în saturație negativă pentru o perioadă  $T_2$ :

$$T_2 = CR \ln \frac{U_L + \beta U_H}{U_L(1 - \beta)} \quad (6.61)$$

Dacă cele două tensiuni de saturație sînt egale, perioadele respective sînt egale, rezultînd astfel un semnal dreptunghiular simetric. Înlocuind rezistorul  $R$  cu doi rezistori conectați în serie cu cîte o diodă (fig. 6.34 b), se obține un generator de impulsuri dreptunghiulare asimetrice. Cele două diode vor comuta pe rînd rezistori cu valori diferite în circuitul de încărcare, respectiv de descărcare. Frecvența maximă la care poate lucra un astfel de generator este determinată de viteza maximă de răspuns a AO.

Durata impulsului poate fi reglată prin injecția unui curent adițional în terminalul inversor al AO. Efectul acestui curent este de a mări o perioadă și, în același timp, de a o micșora pe cealaltă. În figura 6.22 este dată schema unui astfel de generator de impulsuri dreptunghiulare, la care durata impulsurilor este reglabilă.

Durata impulsurilor generate nu este raportată linear la valoarea tensiunii de intrare, deoarece capacitorul se încarcă după o lege exponențială. Linearity se îmbunătățește dacă amplitudinea tensiunii de comandă este menținută la valori scăzute (micșorînd valoarea lui  $R_1$ ).

Circuitul include, de asemenea, o punte de diode și o diodă Zener pentru limitarea simetrică a impulsurilor generate. Frecvența de oscilație a acestui generator — în absența unei tensiuni de comandă — este:

$$f = 1/2RC \ln(1 + 2 R_1/R_2). \quad (6.62)$$

Frecvența de oscilație nu depinde de amplitudinea semnalului generat.

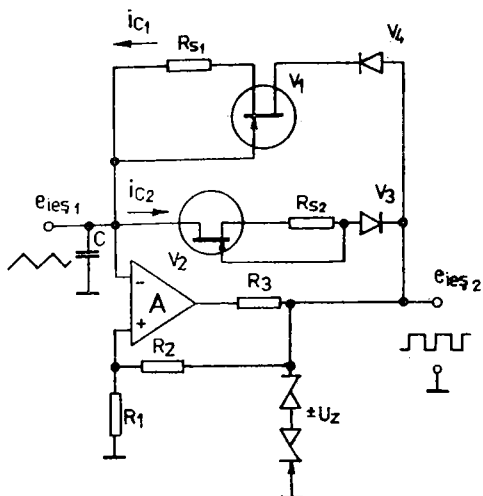


Fig. 6.23. Generator de impulsuri dreptunghiulare și triunghiulare, cu linearitate ameliorată

Dacă este necesară obținerea atât a unor forme de undă dreptunghiulare, cât și a unor triunghiulare cu o linearitate bună va trebui ca încărcarea și descărcarea capacitorului  $C$  să se facă la curent constant. Acest lucru se realizează prin simpla introducere în circuitul de încărcare și descărcare a unor generatori de curent realizați cu tranzistori cu efect de câmp (fig. 6.23).

Frecvența funcțiilor generate în acest fel este dată de:

$$f = \frac{i_{c1} \cdot i_{c2}}{2kU_z(i_{c1} + i_{c2})}. \quad (6.63)$$

Cînd cei doi curenți sînt egali ( $i_{c1} = i_{c2} = i_c$ ) frecvența are valoarea:

$$f = i_c / 4kU_zC. \quad (6.64)$$

Deoarece tranzistorii cu efect de câmp lucrează foarte bine ca surse de curent flotante, polarizarea lor este simplă. Pentru a avea totodată o bună stabilitate a frecvenței cu temperatura este necesar ca valoarea curenților prin TEC-uri să fie determinată de polarizarea acestora pentru un coeficient termic egal cu zero prin alegerea corespunzătoare a lui  $R_5$  și  $R_2$ . Trebuie totuși arătat că simetria formelor de undă generate depinde în mare măsură de gradul de adaptare a diodelor Zener. Pe de altă parte, datorită faptului că — pe măsură ce capacitorul se încarcă sau se descarcă — tensiunea de pe tranzistorii cu efect de câmp descrește, va avea loc variația impedenței de ieșire a TEC-urilor și, deci, modificarea într-o anumită măsură a curentului de încărcare sau descărcare. Această variație va duce la apariția anumitor nelinearități ale formei de undă triunghiulare (care sînt totuși mai mici decît dacă s-ar folosi simpli rezistori), într-un raport egal cu raportul dintre impedența de ieșire a tranzistorilor cu efect de câmp și rezistorii ce ar fi fost folosiți normal în locul lor pentru obținerea aceluiași semnal, cu același factor de umplere.

Este de asemenea posibil ca în anumite aplicații să fie necesare forme de undă dreptunghiulare caracterizate prin trei stări. Pentru a obține astfel de forme de undă circuitul clasic al generatorului de impulsuri dreptunghiulare cu amplificator operațional se modifică, în sensul că în circuitul de încărcare-descărcare se vor folosi doi condensatori comutați cu ajutorul unor diode  $V_1$  și  $V_2$  (figura 6.24).

La aplicarea tensiunii de alimentare, tensiunea de pe cei doi condensatori este egală cu zero, astfel că nici una dintre diode nu este polarizată pentru a conduce, deoarece în această situație AO este conectat ca repetor de tensiune

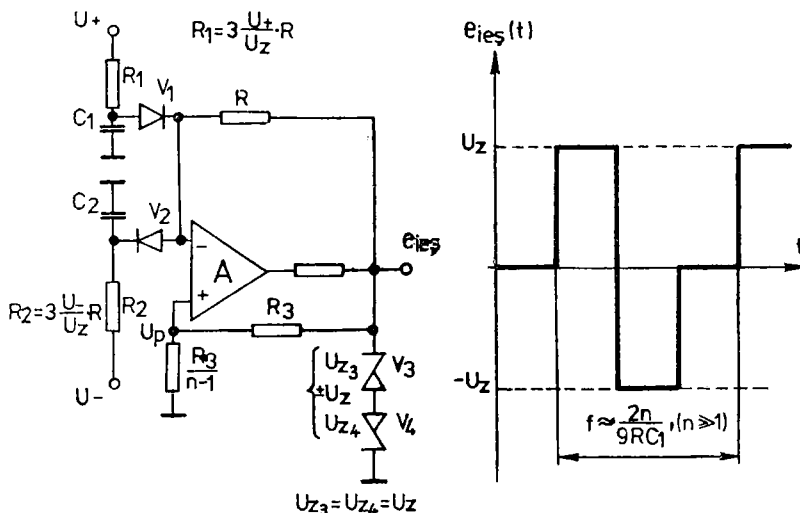


Fig. 6.24. Generator de impulsuri dreptunghiulare, cu trei stări:

$$R_1 = 3 \cdot \frac{U_+}{U_Z} \cdot R; R_2 = 3 \cdot \frac{U_-}{U_Z} \cdot R; U_{Z_3} = U_{Z_4} = U_Z; f = \frac{2n}{9RC_1}, n > 1.$$

cu reacție pozitivă subunitară. Situația presupune satisfacerea a două condiții contrare:

$$e_{ies} = U_p; \quad (6.65')$$

$$U_p = \frac{e_{ies}}{n}, \quad (6.65'')$$

unde  $U_p$  este tensiunea de prag.

Singura stare care satisface cele două restricții contrare este dată de:

$$e_{ies} = 0, \text{ pentru } n > 1, \quad (6.66)$$

astfel că, atît timp cît cele două diode sînt polarizate în regim de blocare, ieșirea AO rămîne la potențialul masei pînă ce unul dintre capacitatori este încărcat pînă la tensiunea de deschidere a uneia dintre diode. Dacă tensiunile de alimentare sînt presupuse identice, cele două constante de timp de încărcare a capacitorilor sînt diferite:

$$C_1 R_1 \neq C_2 R_2. \quad (6.67)$$

Putem presupune că:

$$C_2 R_2 < C_1 R_1, \quad (6.68)$$

ceea ce înseamnă că  $C_2$  atinge mai repede pragul de conducție, adică dioda  $V_2$  se va polariza prima și AO va bascula la  $U_A^+$ , furnizînd astfel o buclă de histerzis dată de  $U_{Z_3}/n$ . Acest prag este atins cînd  $C_2$  se încarcă la un nivel corespunzător prin  $R_2$ . În acest caz ieșirea amplificatorului operațional tinde spre valori negative, micșorînd tensiunea de prag,  $U_p$ , și tensiunea de polarizare

inversă a lui  $V_2$ . Excursia ieșirii AO se oprește la zero, în afară de situația când între timp capacitorul  $C_1$  s-a încărcat la o tensiune corespunzătoare polarizării directe a lui  $V_1$ . Drept urmare, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional își continuă excursia spre valori negative pînă la tensiunea de prag  $U_p - U_{Z_1}/n$ .

Starea respectivă devine stabilă pînă cînd  $C_1$  se descarcă la valoarea corespunzătoare blocării lui  $V_1$ , moment în care tensiunea de ieșire basculează din nou spre valori pozitive. Această excursie spre valori pozitive se oprește la zero, deoarece  $C_2$  nu s-a încărcat încă la o valoare suficientă pentru a o polariza direct pe  $V_2$ . Stabilirea corectă a funcționării circuitului se face prin alegerea rezistorilor de încărcare și descărcare a capacitorilor. Cînd o diodă este polarizată direct, ea va permite descărcarea capacitorului  $C_1$  sau  $C_2$  prin rezistorul de reacție al AO, de la o tensiune egală cu  $U_Z$ . Descărcarea determină durata unei stări. Reîncărcarea este comandată prin  $R_1$  și  $R_2$ . Procesul de reîncărcare va fi egal în timp cu cel puțin durata a două stări, prin alegerea corespunzătoare a rezistorilor  $R_1$  și  $R_2$ . Printr-o alegere adecvată se pot obține durate egale pentru cele trei situații sau, din contră, cînd aplicațiile o cer, durate inegale, nefiind vorba decît de valorile rezistorilor. Pentru asemenea circuite condiția primordială este ca timpii de încărcare să fie întotdeauna mai mari decît timpii de descărcare.

### 6.3. GENERATORI DE SEMNALE TRIUNGHIULARE ȘI DREPTUNGHIULARE

Metoda clasică pentru generarea atît a unor tensiuni triunghiulare, cît și a unor impulsuri dreptunghiulare cu o linearitate bună, cît și a unor impulsuri dreptunghiulare este figurată la 6.25. Din această schemă rezultă că circuitul de comparare comandat de tensiunea de la ieșirea integratorului va furniza două niveluri de tensiune, care pot fi simetrice sau nu, în raport cu masa. Aceste semnale sînt reinjectate la intrarea integratorului, provocînd încărcarea ori descărcarea capacitorului  $C$ .

În figura 6.26 este prezentată schema unui asemenea generator de semnale, realizat cu AO, la un preț de cost scăzut. Potențiometrul  $R_2$  permite reglajul

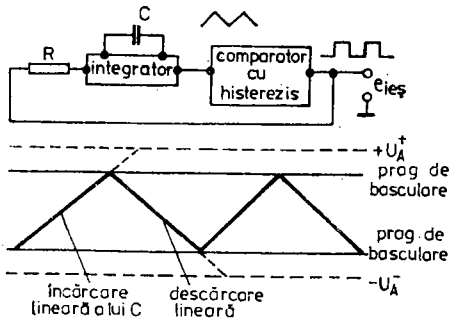


Fig. 6.25. Schema-bloc a unui generator de tensiuni dreptunghiulare și triunghiulare

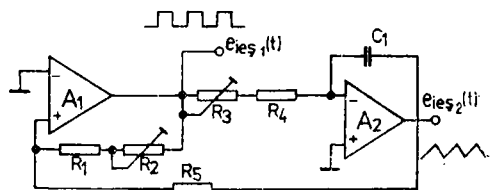
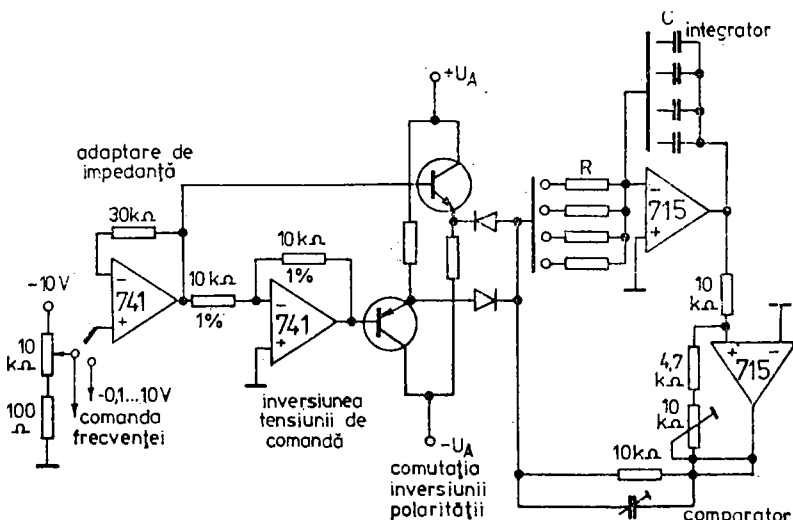


Fig. 6.26. Generator de funcții



amplitudinii semnalului, iar  $R_s$ , al frecvenței formelor de undă generate. La proiectare se impune ca impedanța de intrare a etajului de comparare să fie mare. Ținând seama că semnalul de la ieșirea comparatorului trebuie să fie în fază cu semnalul triunghiular, în practică se folosesc diferite metode de atac al circuitului de integrare.

O situație similară există în cazul când tensiunea de ieșire a triggerului este de  $-12$  V.

În acest circuit trebuie remarcată prezența rezistorului de reacție  $R_R$ , care readuce o parte din semnalul de la ieșirea celui de al doilea AO la intrarea în primul AO, ceea ce are ca efect accelerare procesului de basculare a comparatorului dintr-o stare în alta. Pe de altă parte, potențiometrul  $R_1$  permite reglajul factorului de reacție  $\beta$  și, implicit, al frecvenței de oscilație a circuitului.



Prin variația pozițiilor celor doi potențiometri se obține o anumită plajă de frecvențe.

Combinând ieșirile  $e_{ie\dot{s}_3}$  și  $e_{ie\dot{s}_4}$ , ca și  $e_{ie\dot{s}_1}$  cu  $e_{ie\dot{s}_2}$  în doi sumatori realizați cu AO, se obțin tensiuni trapezoidale și, respectiv, în trepte.

Dacă unui generator de tensiuni sinusoidale și dreptunghiulare în cuadratură i se adaugă un amplificator cu amplificare comutabilă, se realizează un generator care furnizează semnale a căror diferență de fază poate varia între  $0^\circ$  și  $180^\circ$ . În figura 6.30 cei patru amplificatori operaționali,  $A_1, \dots, A_4$ , constituie oscilatorul în cuadratură, iar  $A_5$  și  $A_6$  realizează secțiunea de reglaj. Amplificatorii  $A_1$  și  $A_2$  formează un integrator și un comparator, necesari generării formelor de undă pătrate și dreptunghiulare;  $A_3$  este un detector de zero, utilizat pentru obținerea unei tensiuni pătrate din tensiunea triunghiulară furnizată de ieșirea lui  $A_1$ . După aceasta,  $A_4$  produce a doua tensiune triunghiulară, prin integrarea tensiunii pătrate de la ieșirea lui  $A_3$ . Rezistorul de reacție  $R_3$  din bucla  $A_1-A_4$  îl împiedică pe  $A_4$  să intre în saturatie, chiar dacă tensiunile de decalaj ale AO sînt mari.

În secțiunea de reglaj al fazei amplifilatorul  $A_5$  se comportă ca element cu amplificare reglabilă: dacă  $V_1$  este în conducție,  $A_5$  are amplificarea egală cu minus unu, respectiv plus unu cînd  $V_1$  este blocat. În momentul în care intrarea lui  $A_5$  este polarizată în mod corespunzător cu o tensiune de comandă  $U_c$ , amplificatorul are amplificare plus sau minus unu, mai devreme ori mai tîrziu, în funcție de tensiunea de comandă  $U_c$ . În consecință, semnalele obținute de la  $A_3$  și  $A_4$  sînt defazate față de cele obținute de la  $A_1$  și  $A_2$ , proporțional cu valoarea tensiunii de comandă  $U_c$ . Ieșirea lui  $A_5$  este inversată de

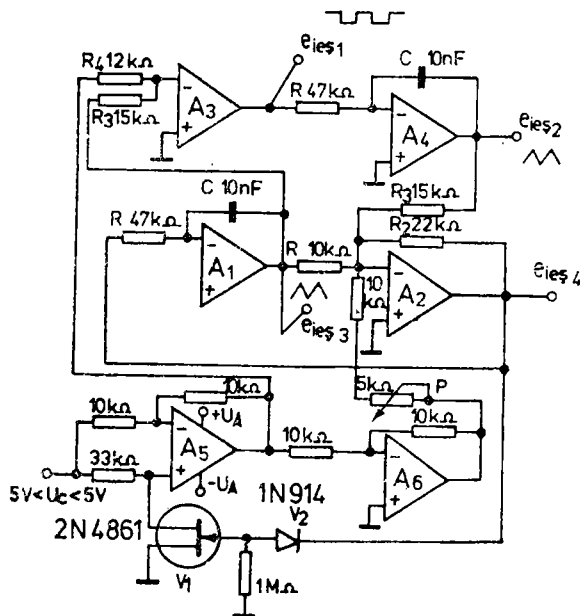


Fig. 6.30. Generator de tensiuni dreptunghiulare și triunghiulare, cu diferență de fază, reglabilă:

$$-5V < U_c < 5V.$$

$A_6$ , care — la rîndul său — are ieșirea conectată la potențiometrul  $R_4$ , necesar compensării efectului introdus de toleranța componentelor utilizate.

Frecvența de oscilație a sistemului este dată de:

$$f = \frac{R_2}{4 R_1 C R}. \quad (6.72)$$

Relația dintre tensiunea de comandă,  $U_c$ , valoarea rezistorului  $R_4$ , și variația fazei este:

$$\varphi = 90^\circ \left( \frac{U_c R_2 R_3}{U_{ieș.sat} R_1 R_4} - 1 \right). \quad (6.73)$$

#### 6.4. GENERATORI DE RAMPĂ

Obținerea unor tensiuni sub formă de rampă cu ajutorul AO este simplă și totodată se face la un preț de cost redus. Schema de principiu a unui generator de rampă este dată în figura 6.31. AO este montat în configurație de integrator Miller, cu constanta de integrare  $RC$ . Capacitorul  $C$  este descărcat periodic cu ajutorul unui comutator electronic, realizat cu un tranzistor bipolar, TEC, sau cu un comutator analogic. Dacă la ieșirea acestui integrator se introduce un comparator care să furnizeze la ieșire semnalul pentru comanda comutatorului, circuitul devine autooscilant (fig. 6.32).

Variind tensiunea de intrare, care pe perioada de integrare trebuie să fie constantă, se modifică durata rampei generate. Pe de altă parte, frecvența și amplitudinea tensiunii de intrare trebuie dimensionate corespunzător, pen-

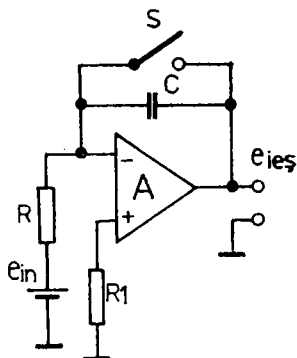


Fig. 6.31. Generator de rampă

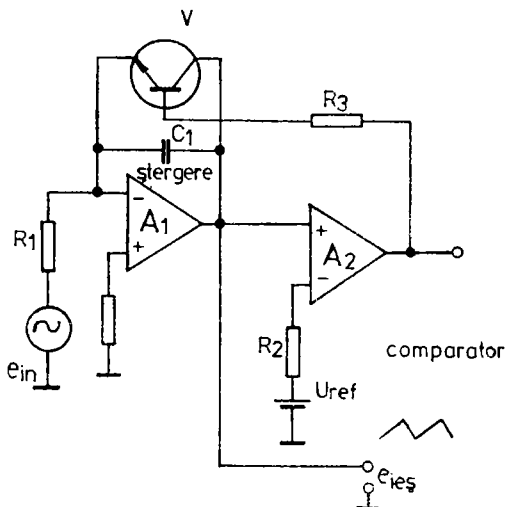


Fig. 6.32. Generator de rampă autooscilant

tru o corectă funcționare a generatorului. Evident, pornind de la acest principiu, pot fi proiectați diverși alți generatori de rampă, în funcție de aplicații.

Un tip de rampă cu o largă utilizare este cel realizat din trepte discrete de aceleași dimensiuni. Montajul (fig. 6.33) folosește la formarea treptelor un tren de impulsuri de lățime egală, care sînt în prealabil diferențiate, redresate și reintegrate.

În figura 6.33 este dată schema de principiu a unui generator de rampă realizat cu AO, a cărei amplitudine este comandată numeric. Diferențierea este realizată de către  $C_1$ , care transformă impulsurile de intrare (dreptunghiulare) în impulsuri de curent. Limitarea acestor impulsuri de curent, pentru a nu provoca suprasarcina amplificatorului operațional, se face prin adăugarea rezistorului  $R_1$ . Atît timp cît nu afectează forma impulsurilor de curent  $R_1$  nu va afecta nici sarcina transferată de aceste impulsuri. Faptul impune ca  $\tau = R_1 C_1$  să fie mult mai mică decît perioada impulsurilor dreptunghiulare. La încărcarea lui  $C_2$  contribuie doar o singură polaritate a impulsurilor de curent, și aceasta este determinată de condiția de polarizare directă pentru  $V_2$  și inversă pentru  $V_1$ . Pentru cealaltă polaritate conduce  $V_1$ , deoarece ieșirea AO basculează la minus  $U_A$ , scoțînd capacitorul  $C_2$  din circuitul de încărcare. Impulsurile de curent unipolare vor produce încărcarea în trepte a capacitorului  $C_2$ . Mărimea treptei de încărcare este determinată de sarcina transferată prin  $C_1$  și  $C_2$ , conform relației:

$$\Delta e_{ies} = \frac{C_1}{C_2} \cdot \Delta e_{in}. \quad (6.74)$$

Acest mod relativ simplu de generare a unei rampe în trepte este limitat ca performanțe datorită erorilor de amplitudine ale semnalului de intrare, precum și de impedanța de sarcină conectată la ieșire. În timpul cît  $V_2$  este

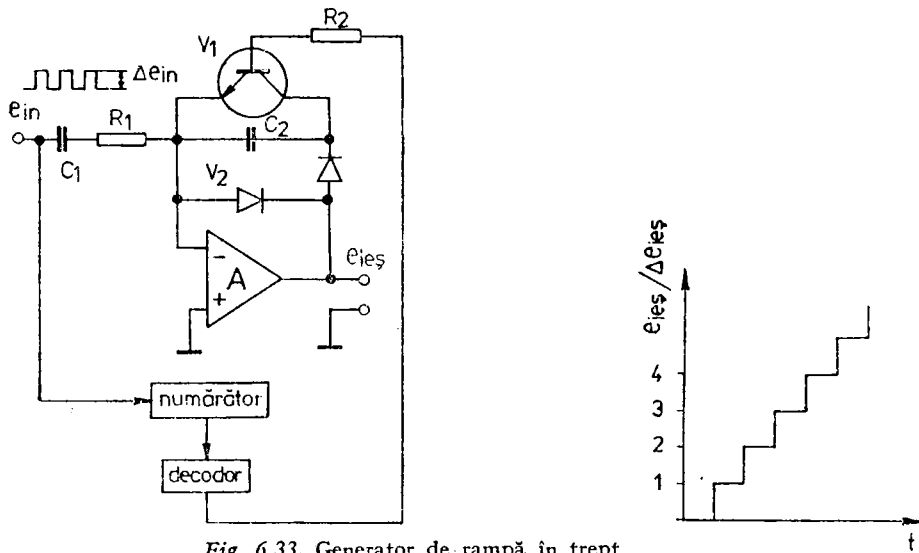


Fig. 6.33. Generator de rampă în trept

blocată, curentul din impedența de sarcină este furnizat de capacitorul  $C_2$ , ceea ce duce la erori în raport cu forma teoretică de undă.

Ținând seama de aspectele deja prezentate la generarea rampelor de tensiune, se poate concepe un generator de tensiune, sub formă de rampe în trepte, autooscilant. Evident, un asemenea generator trebuie să cuprindă un generator de impulsuri dreptunghiulare, un integrator și un comparator (figura 6.34).

Generatorul de impulsuri dreptunghiulare, realizat cu amplificatorul operațional  $A_1$ , furnizează impulsuri dreptunghiulare de aceeași durată, reglabilă prin intermediul rezistorului  $R_2$ . Aceste impulsuri comandă comutatorul analogic echipat cu TEC, care — la rîndul său — conectează rezistorul de intrare al integratorului  $A_2$  la tensiunea de referință minus  $U_Z$ . Tensiunea de referință este negativă ca urmare a stării comparatorului  $A_3$  pe perioada ascendentă a rampei.

Durata și perioada impulsurilor dreptunghiulare sînt alese din condițiile de proiectare pentru dimensionarea treptei elementare și a perioadei rampei ce trebuie să fie generată:

$$\begin{aligned} t_i &= R_1 C_1 \ln 3 && \text{— durata impulsului;} \\ \Delta t &= (R_1 + R_2) C_1 \ln 3 && \text{— perioada impulsurilor.} \end{aligned} \quad (6.75)$$

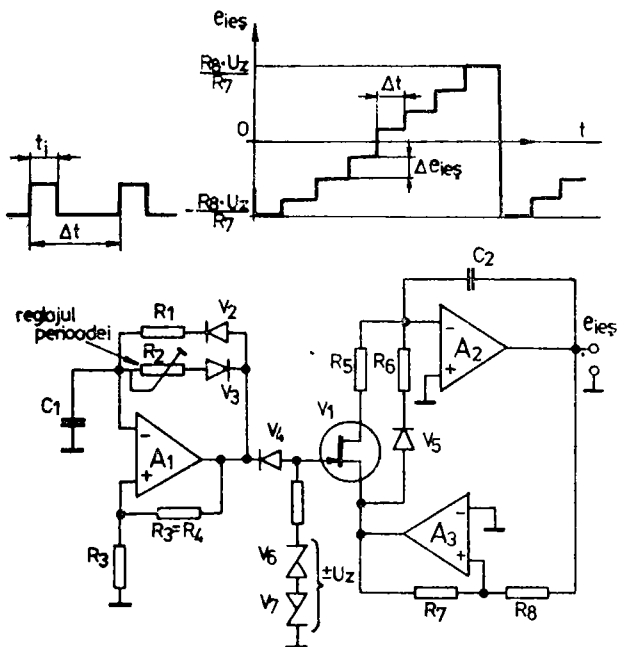


Fig. 6.34. Generator de rampă în trepte, autooscilant:

$$\Delta e_{ies} = U_Z \cdot \frac{R_1 C_1}{R_5 C_2} \cdot \ln 3$$

Rezistorul  $R_5$  al integratorului este conectat la minus  $U_z$  un timp egal cu  $t_4$ . Creșterea tensiunii la ieșirea din integrator se face cu incrementul:

$$\Delta e_{ij} = U_2 \frac{R_1 C_1}{R_5 C_2} \ln 3. \quad (6.76)$$

Dacă tensiunea de ieșire a integratorului  $A_2$  atinge valoarea de prag

$$U_p^+ = \frac{U_z \cdot R_8}{R_7}, \quad (6.77)$$

comparatorul  $A_3$  își schimbă starea, astfel că tensiunea sa de ieșire va fi  $U_1^+$ , ceea ce va face ca dioda  $V_4$  să fie polarizată direct. Aceasta înseamnă că intrarea integratorului este conectată la aceeași tensiune prin rezistorul  $R_6$ . Constanta de timp  $R_6C_2$  determină timpul de ștergere al capacitorului. Când tensiunea de la ieșirea integratorului atinge valoarea de prag

$$[U_p = -U_z \cdot \frac{R_8}{R_7}, \quad (6.78)$$

comparatorul va rebascula la  $U_A^-$ , ceea ce va permite reluarea procesului de integrare.

În figura 6.35 este prezentată schema unui generator de rampă în trepte care furnizează la ieșire atât rampa ascendentă, cât și cea descendentă.

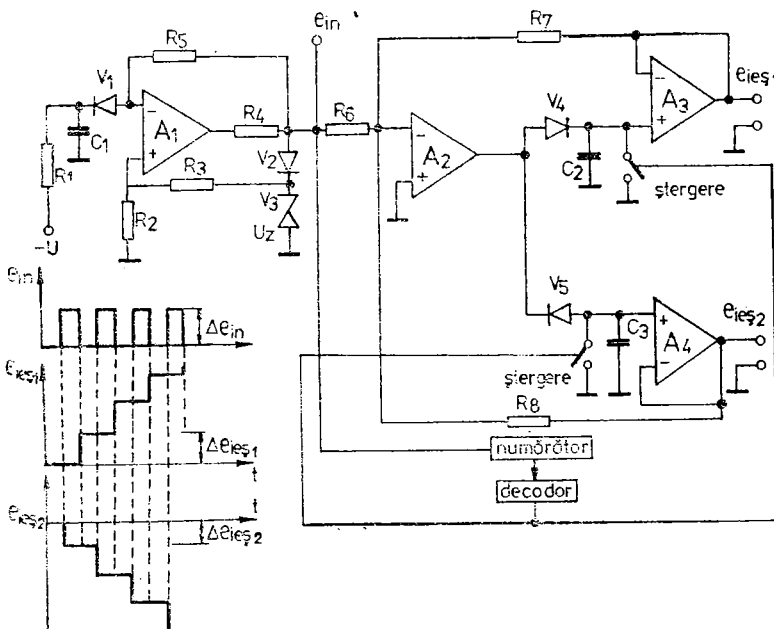


Fig. 6.35. Generator de rampă în treaptă, cu ieșire de polaritate opusă

Impulsurile de comandă sînt unipolare, ele fiind generate de  $A_1$ . Generatorul se bazează pe detecția de vîrf a impulsurilor, realizată cu  $A_2$ ,  $A_3$  și  $A_4$ , precum și de diodele  $V_4$  și  $V_5$ . Semnalele de la ieșirea celor doi generatori sînt sumate peste semnalul de intrare, cu ajutorul rezistorilor  $R_7$  și  $R_8$ , permițînd procesul de generare al rampelor în trepte de polarități diferite. La apariția primului impuls acesta este detectat de detectorul de vîrf constituit din  $A_2$ ,  $V_5$  și  $A_4$ , astfel că pe  $C_3$  se va regăsi o treaptă de tensiune negativă:

$$\Delta e_{ie_{\varphi_2}} = \frac{R_8}{R_6} \cdot e_{in}. \quad (6.79)$$

Cînd impulsul de intrare revine la zero, pe intrarea inversoare apare tensiunea negativă de la ieșirea lui  $A_3$ , prin intermediul rezistorului  $R_8$ , astfel încît aceasta va fi detectată — de către detectorul format din  $A_2$ ,  $V_4$ ,  $A_3$  — ca o treaptă pozitivă pe  $C_2$ , care — la rîndul ei — polarizează intrarea inversoare a lui  $A_2$  prin rezistorul  $R_7$ . La apariția unui nou impuls pozitiv la intrare procesul de încărcare se repetă, generîndu-se în final două rampe de tensiune: una ascendentă, iar cealaltă, descendentă.

Performanțele unor asemenea generatori sînt limitate de performanțele detectorilor de vîrf.

## 6.5. MONOSTABILI ȘI BISTABILI CU AMPLIFICATORI OPERAȚIONALI

Echiparea mono și bistabililor cu amplificatori operaționali oferă — în anumite situații — o serie de avantaje, dintre care amintim:

- sensibilitate mare la intrare;
- durată mare a impulsurilor obținute cu monostabili;
- timpi de regenerare relativ reduși;
- precizie mare a impulsului generat de monostabili;
- putere mai mare, în comparație cu montajele clasice cu tranzistori.

Cel mai simplu circuit monostabil cu AO apare în figura 6.36.

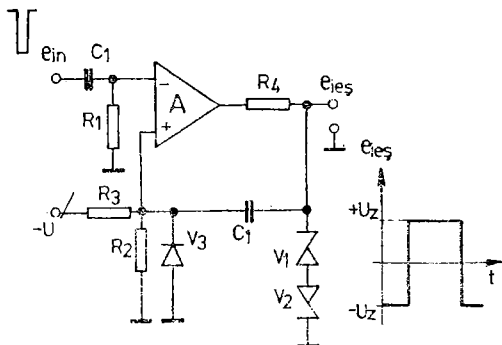


Fig. 6.36. Monostabil cu AO

În regim de echilibru tensiunea de ieșire este egală cu minus  $U_Z$ , pentru că ieșirea amplificatorului operațional se află la o tensiune egală cu  $U_A$ , din cauza potențialului negativ aplicat pe intrarea neînversoare prin divizorul  $R_3$ ,  $R_2$ . La apariția unui impuls negativ pe intrarea inversoare, amplificatorul operațional își schimbă rapid starea, deci tensiunea de ieșire va fi plus  $U_Z$ . Condiția necesară ca impulsul

negativ să poată realiza bascularea este ca amplitudinea sa să fie mai mare decât tensiunea de prag determinată de divizorul  $R_2, R_3$ :

$$U_p = \frac{U_- \cdot R_2}{R_3 + R_2}. \quad (6.80)$$

Această tensiune de prag nu poate fi mai mare decât tensiunea de deschidere a diodei  $V_3$ , care oricum o va limita.

În aplicațiile unde sînt necesare tensiuni de prag mai mari dioda  $V_3$  poate fi omisă. La bascularea AO în stare pozitivă capacitorul de reacție  $C_2$  este cuplat și va menține ieșirea AO în aceeași stare pînă cînd, prin procesul de descărcare, tensiunea de pe capacitor trece prin zero. În acest moment AO basculează din nou în starea negativă.

Timpul de descărcare al capacitorului este dat de expresia:

$$t_d = (R_3 // R_2) \cdot C_2 \cdot \ln 2U_z/U_p. \quad (6.81)$$

La sfîrșitul acestui impuls,  $C_2$  începe să se reîncarce pentru condiția de echilibru. Timpul de reîncărcare trebuie să fie foarte scurt, permițînd astfel circuitului să primească cît mai repede un nou impuls. De aceea s-a introdus dioda  $V_3$ , care permite reîncărcarea la un curent foarte mare, limitat ca valoare doar de rezistorul  $R_4$ .

Precizia sincronizării este dependentă de curenții care circulă prin intrările AO, astfel încît se impune condiția ca impedanța de intrare a amplificatorului operațional să fie cît mai mare.

În figura 6.37 este dată schema unui monostabil realizat cu un AO și tranzistori, care are avantajul că în starea stabilă nu consumă putere din sursă.

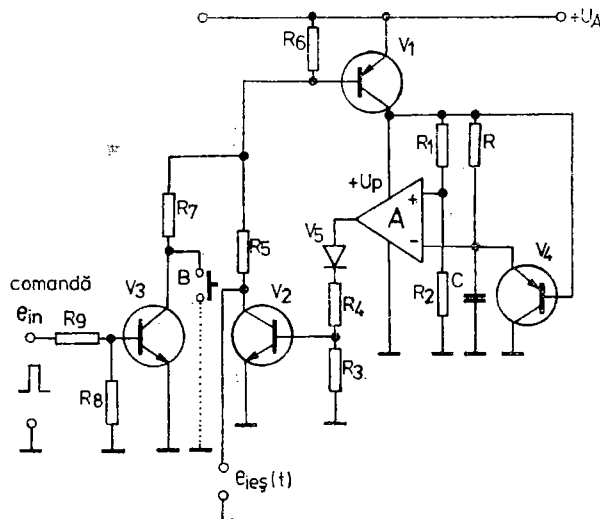


Fig. 6.37. Monostabil cu consum zero în regim de repaus

Posibilitatea obținerii unui monostabil cu consum nul este pentru anumite aplicații un avantaj deosebit, mai ales cînd comanda de triggerare vine la intervale foarte lungi.

După cum se vede, în regim normal tranzistorul  $V_1$  este blocat și rămîne astfel atît timp cît în baza lui  $V_3$  nu sosește un impuls pozitiv de comandă sau nu este acționat butonul de start,  $B$ .

La aplicarea unui impuls pozitiv tranzistorul  $V_1$  conduce la saturație, permițînd alimentarea AO și a punții de la intrarea sa,  $R_1, R_2, R, C$ . Deoarece capacitorul  $C$  nu admite un salt brusc de tensiune, AO va avea ieșirea în stare pozitivă ( $+U_A$ ) și, deci, se va satura. Tranzistorul  $V_2$  menține AO în aceeași stare, permițînd totodată încărcarea capacitorului  $C$ .

Cînd tensiunea pe capacitorul  $C$  depășește valoarea de prag determinată de  $R_1, R_2$ , AO își comută starea, astfel că tranzistorul  $V_2$  se va bloca, revenindu-se în felul acesta la starea stabilă.

Pe măsură ce potențialul pe colectorul lui  $V_1$  scade, tranzistorul  $V_4$  trece în regim de conducție, permițînd astfel descărcarea capacitorului  $C$ . Curentul de colector al lui  $V_4$  poate fi folosit în continuare în anumite aplicații pentru comanda altui circuit similar.

Presupunînd că amplificarea AO este infinită, durata impulsului generat de circuit este dată de relația:

$$t_i = CR \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (6.82)$$

După cum rezultă din relație, lățimea impulsului este independentă de valoarea tensiunii de alimentare.

Circuitul basculant bistabil este caracterizat la ieșire prin două stări stabile, iar trecerea dintr-o stare în alta are loc la apariția unui impuls de comandă. Bistabilul realizat cu AO din figura 6.38, cunoscut și sub denumirea de bistabil RS, are două intrări de comandă. Apariția unui impuls de comandă pe intrarea  $S$  face ca ieșirea AO să treacă în starea minus  $U_{Z_2}$ , iar prezența unui impuls de comandă pe intrarea  $R$  schimbă ieșirea AO în starea plus  $U_{Z_1}$ . Comanda nu trebuie să se facă neapărat cu impulsuri, aceasta datorită cuplajului în curent continuu, circuitul comportîndu-se de fapt ca un

detector de nivel, cu histerezis, cu două intrări. Presupunînd că ieșirea AO este în starea minus  $U_{Z_2}$  și că ambele intrări de comandă sînt neactivate (la masă), tensiunea  $U_2$  de pe terminalul neinvertor al AO este egală cu:

$$U_2 = -\frac{R_3 U_{Z_1}}{R_3 + R_1}, \quad (6.83)$$

iar  $U_1$  este:

$$U_1 = U_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.84)$$

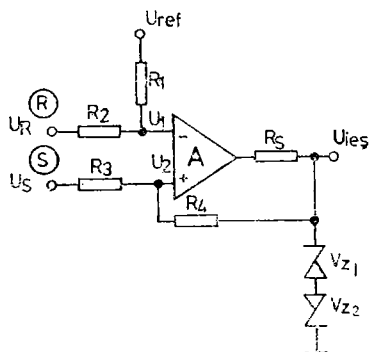


Fig. 6.38. Bistabil cu AO

Dacă  $U_1$  este mai mare decît  $U_2$ , ieşirea AO va rămîne în această stare.

Cînd pe intrarea  $S$  apare un impuls sau orice altă formă de undă cu o amplitudine suficientă încît relaţia  $U_2 > U_1$  să fie satisfăcută, atunci ieşirea AO va comuta la plus  $U_{z_1}$ . Tensiunea de pe terminalul neinvorsor al AO devine:

$$U_2 = \frac{R_3 U_{z_1}}{R_3 + R_4}. \quad (6.85)$$

În răstimpul în care pe intrarea de comandă există tensiunea  $U_S$  o parte din aceasta, şi anume  $U_S \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ , va fi suprapusă peste  $U_2$ .

Dacă la intrarea de comandă  $R$  se aplică un semnal de amplitudine corespunzătoare, astfel încît  $U_1 > U_2$ , ieşirea AO comută din nou în starea minus, respectiv bistabilul este şters.

De remarcat că circuitul poate lucra şi cu o singură intrare de comandă. În acest scop se poate utiliza fie  $S$ , fie  $R$ . Dacă se foloseşte  $S$  ca intrare de comandă,  $R$  este conectată la masă. În acest caz, pentru trecerea ieşirii în stare pozitivă, tensiunea de comandă de pe  $S$  trebuie să îndeplinească cerinţele analizate mai înainte, iar pentru trecerea în starea negativă impulsul de comandă de pe  $S$  va trebui să fie negativ.

Din modul de funcţionare rezultă relaţiile de proiectare:

$$- \text{valoarea tensiunii pozitive de ieşire: } U_{ieş+} = U_{z_1}; \quad (6.86)$$

$$- \text{valoarea tensiunii negative de ieşire: } U_{ieş-} = U_{z_2}; \quad (6.87)$$

- valoarea lui  $U_{2M}$  pe perioada lui  $U_{ieş+}$ , presupunînd că există tensiunea de comandă  $U_S$ :

$$U_{2M} = \frac{R_3 U_{z_1} + R_4 U_S}{R_3 + R_4}; \quad (6.88)$$

- valoarea tensiunii  $U_{2m}$  pe perioada lui  $U_{ieş+}$ , cu condiţia existenţei tensiunii de comandă  $U_S$ :

$$U_{2m} = \frac{-R_3 U_{z_2} + R_4 U_S}{R_3 + R_4}; \quad (6.89)$$

- valoarea lui  $U_1$ :

$$U_1 = \frac{R_2 U_{ref} + R_1 U_R}{R_1 + R_2}; \quad (6.90)$$

- valoarea impulsului negativ necesar ştergerii, în situaţia că se foloseşte o singură intrare de comandă:

$$U_{R(intr S)} = \frac{U_{ref} R_2 (R_3 + R_4)}{R_4 (R_1 + R_2)} - \frac{R_3 U_{z_1}}{R_4}. \quad (6.91)$$

## CONVERSIA NUMERIC-ANALOGICĂ ȘI ANALOGIC-NUMERICĂ

În scopul prelucrării semnalelor analogice pe calculatoare numerice sînt necesare, în prealabil, transformarea mărimilor analogice în mărimi numerice, iar apoi, după ce procesul de prelucrare a luat sfîrșit, refacerea semnalelor sub formă analogică.

Operațiile de conversie sînt realizate cu ajutorul convertorilor analogic-numeric (CAN) și, respectiv, al convertorilor numeric-analogici (CNA). Realizarea acestor dispozitive de conversie reprezintă un cîmp foarte vast de aplicații pentru amplificatorii operaționali. În cele ce urmează se vor trata unele aspecte legate de utilizarea acestora în CAN și CNA.

### 7.1. CONVERSIA NUMERIC-ANALOGICĂ (CNA)

Convertorul numeric-analogic este un dispozitiv ce primește informația sub formă numerică (ca un cuvînt de  $n$  biți) și pe care o transformă apoi într-un semnal analogic. CNA permite, deci, obținerea a  $2^n$  tensiuni discrete corespunzătoare celor  $2^n$  combinații binare. Legea de corelație poate fi oarecare, dar cea mai obișnuită este corespondența biunivocă lineară. Există mai multe tipuri de convertori numeric-analogici. Unii furnizează la ieșire o tensiune, alții un curent, mărimi care la rîndul lor pot fi unipolare sau bipolare. Semnalul de intrare poate fi prezentat fie sub formă serie, fie paralel, în funcție de tipul convertorului. Numărul întreg  $N$  care trebuie să fie decodat se exprimă sub forma unei serii de puteri ale lui 2:

$$N = a_1 2^{n-1} + a_2 2^{n-2} + \dots + a_n 2^0, \quad (7.1)$$

unde coeficientul  $a_i$  este cuprins, deci, între 0 și  $2^n - 1$ . Sînt însă situații cînd numărul ce trebuie convertit este exprimat sub formă fracționară:

$$N' = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}. \quad (7.2)$$

Funcția de transfer pentru un CNA are forma:

$$U = N' U_{ref} \quad (7.3)$$

sau

$$U = \frac{a_1 U_{ref}}{2} + a_2 \frac{U_{ref}}{4} + \dots + a_n \frac{U_{ref}}{2^n}, \quad (7.4)$$

unde  $N'$  este numărul codat aplicat la intrarea convertorului;  $U$  — tensiunea furnizată la ieșire;  $U_{ref}$  — tensiunea aplicată convertorului, care servește ca referință în exprimarea lui  $U$  (așadar, ea determină scara tensiunii de ieșire).

Cantitatea  $\frac{U_{ref}}{2^n}$  reprezintă cea mai redusă mărime ce poate fi distinsă și poartă denumirea de cuantă. Din expresia de mai sus se vede că un CNA efectuează multiplicarea unui număr  $N$  cu o cuantă.

Convertorii numeric-analogici se împart în direcți și indirecti. Convertorii direcți transformă cuvîntul binar de la intrare — după cum reiese și din denumirea lor — direct într-o mărime electrică analogică (curent sau tensiune); cei din categoria a doua convertesc în prealabil cuvîntul binar de la intrare într-o mărime intermediară (de exemplu, timp sau densitate de probabilitate).

O altă clasificare a convertorilor numeric-analogici pornește de la posibilitatea obținerii de expresii diferite pentru funcția de transfer. După cum s-a arătat, tensiunea de ieșire este o sumă de tensiuni ponderate în conformitate cu:

$$U = N \frac{U_{ref}}{2^n} \quad (7.5)$$

sau

$$U = a_1 \frac{U_{ref}}{2} + a_2 \frac{U_{ref}}{4} + \dots + a_n \frac{U_{ref}}{2^n}. \quad (7.6)$$

Indiferent însă de clasificare, convertorii numeric-analogici utilizează în schema lor amplificatori operaționali.

În cadrul convertorilor numeric-analogici direcți se pot distinge CNA paralel și CNA serie.

#### 7.1.1. CONVERTORI NUMERIC-ANALOGICI DE TIP PARALEL

Schema de principiu a unui CNA de tip paralel poate fi dedusă direct din expresia 7.4, care dă funcția sa de transfer. Analizînd structura acestuia, se constată prezența următoarelor elemente:

- o mărime de referință;
- un sistem de ponderare: multiplicarea prin coeficienții  $1/2, 1/4, \dots, 1/2^n$ ;
- o comandă numerică: multiplicarea cu  $a_i$ , care ia valoarea unu sau zero;
- o sumare a tuturor acestor semnale diferite;
- o eventuală transformare  $U \rightarrow I$  sau  $I \rightarrow U$ .

De regulă este mai ușor să se adune curenți decât tensiuni, fapt ce duce la modificarea ecuației de definiție potrivit relației

$$\vec{U} = R \left( a_1 \frac{U_{ref}}{2R} + a_2 \frac{U_{ref}}{4R} + \dots + a_n \frac{U_{ref}}{2^n R} \right) \quad (7.7)$$

sau

$$U = R(a_1 I_1 + a_2 I_2 + \dots a_n I_n). \quad (7.8)$$

Odată efectuată operația de sumare a curenților se poate realiza foarte ușor operația de transformare curent-tensiune.

Se pot obține CNA cu performanțe ridicate doar prin utilizarea de amplificatori operaționali cu parametri superiori privind decalajul curenților și tensiunilor de intrare, ca și viteza de răspuns la impuls treaptă.

Precizia și viteza convertorilor analogic-numerici mai depind — desigur — și de performanțele celorlalte componente utilizate, ceea ce însă nu se analizează în cadrul acestei cărți. Schema funcțională a unui CNA cu conversie directă, în paralel, este dată în figura 7.1. Ponderarea utilizată pentru acest tip de CNA este de genul tensiune-curent, deoarece tensiunea de referință poate fi transformată într-un set de curenți exprimați prin expresia:

$$I_k = U_{ref}/2^k R. \quad (7.9)$$

Sistemul are numeroase variante (de pildă, ponderarea se poate realiza înainte de a se face comenzile numerice). Convertorii de acest tip sînt foarte rapizi, întrucît informația corespunzătoare unui cuvînt binar este disponibilă instantaneu.

La aplicațiile care necesită un timp de conversie foarte scurt se poate totuși renunța la amplificatorul de ieșire, utilizîndu-se direct curentul furnizat de convertor.

Convertorii numeric-analogici existenți diferă, în principal, prin modalitatea în care se face ponderarea, soluțiile adoptate fiind cel mai frecvent legate de posibilitățile de realizare tehnologică. Pentru abordarea mai ușoară se va presupune în prealabil că se utilizează cuvinte de cod exprimate binar natural, corespunzînd semnalelor analogice unipolare, de obicei pozitive.

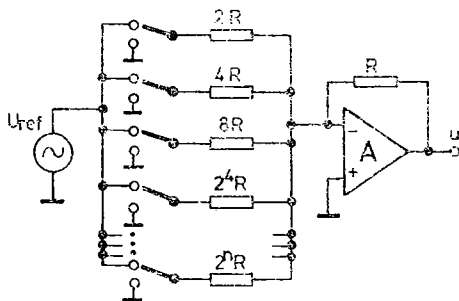


Fig. 7.1. CNA cu conversie în paralel

### 7.1.1.1. Convertori cu rezistori ponderați

Acest gen de CNA este cel mai simplu, el reluînd schema de principiu din figura 7.1.

Cu ajutorul rezistorilor  $2R, 4R, \dots, 2^n R$  se stabilesc valorile curenților ponderați, care se adună ulterior cu ajutorul AO, încît tensiunea de ieșire este proporțională cu cuvîntul binar ce trebuie să fie convertit; o rețea de comutatori permite doar adunarea curenților doriți.

Tensiunea la ieșire are expresia:

$$U = -R \sum_{k=0}^{n-1} a_k I_k, \text{ cu } I_k = U_{ref}/2^k R. \quad (7.10)$$

Convertorul tinde să devină imprecis pe măsură ce numărul biților crește. Sursele de eroare provin cu precădere de la comutatorii electronici, de la rezistorii de ponderare și de la amplificatorul de ieșire.

Deoarece — așa cum s-a arătat — între rezistențe există o relație de forma  $1/2^{n-1}$ , este foarte dificil, din punct de vedere tehnologic, să se găsească rezistori cu valori atît de diferite și în același timp caracterizate printr-o mare precizie și aceeași variație termică. Comutatorii electronici, la rîndul lor, introduc erori suplimentare, deoarece prezintă o rezistență finită în stare de conducție care variază de la un regim la altul.

Toate acestea au impus căutarea de noi soluții care să elimine cît mai complet dificultățile menționate. O modalitate foarte simplă de rezolvare a acestei probleme este utilizarea mai multor blocuri identice de patru generatori de curent de tipul discutat mai sus. Semnalul de la ieșirea blocurilor de generatori va fi ponderat în mod diferit, în corelație cu biții corespunzători din cuvîntul de ccd. Această soluție este dintre cele mai folosite la ora actuală pentru realizarea de convertori NA de 10 și 12 biți, deoarece permite implementarea diferitelor elemente sub formă integrată. În figura 7.2 este dată

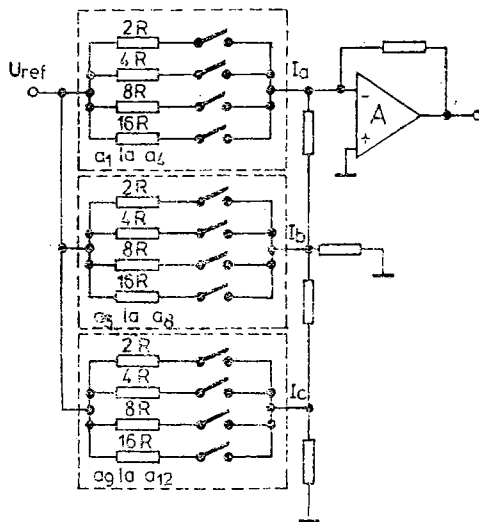


Fig. 7.2. CNA de 12 biți, cu trei blocuri identice de rezistori

schema unui CNA de 12 biți. Curenții  $I_a$ ,  $I_b$  și  $I_c$  au expresii identice și ei trebuie ponderați înainte de adunare, cu factorii  $1/16$  și  $1/256$ , ceea ce se obține printr-un al doilea ansamblu de rezistori.

Sistemul impune câteva precauții în alegerea componentelor, și în special a rezistorilor din al doilea proces de ponderare, astfel încât acestea să fie alimentate în curent și nu în tensiune.

Semnalul de la ieșirea convertorului este egal cu:

$$U = R \left[ \left( a_1 \frac{U_{ref}}{2R} + \dots + a_4 \frac{U_{ref}}{16R} \right) + \frac{1}{16} \left( a_5 \frac{U_{ref}}{2R} + \dots + a_8 \frac{U_{ref}}{16R} \right) + \frac{1}{256} \left( a_9 \frac{U_{ref}}{2R} + \dots + a_{12} \frac{U_{ref}}{16R} \right) \right] \quad (7.11)$$

sau

$$U = R \left( I_a + \frac{1}{16} I_b + \frac{1}{256} I_c \right). \quad (7.12)$$

#### 7.1.1.2. Convertori NA în scară

Gama valorilor rezistorilor folosiți în rețeaua de ponderare poate fi redusă la numai două valori:  $R$  și  $2R$ , dacă se folosește o structură în scară (fig. 7.3). În circuitul din figura 7.3 *a* fiecare rezistor  $2R$  este parcurs de același curent:

$$I_1 = \frac{U_{ref}}{2R}.$$

Unul dintre cei doi rezistori este format din doi rezistori de valoare  $R$  în serie (fig. 7.3 *b*), parcurse fiecare de curentul  $I_1$ . La rândul său, unul din acești doi rezistori poate fi descompus în alți doi rezistori de valoare  $2R$  conectați în paralel, parcurși fiecare de un curent egal cu  $I_2 = I_1/2 = U_{ref}/4R$ . Este posibil ca operația prezentată să se repete de  $n$  ori, creîndu-se astfel structura de bază a unui CNA în scară (fig. 7.3 *c*).

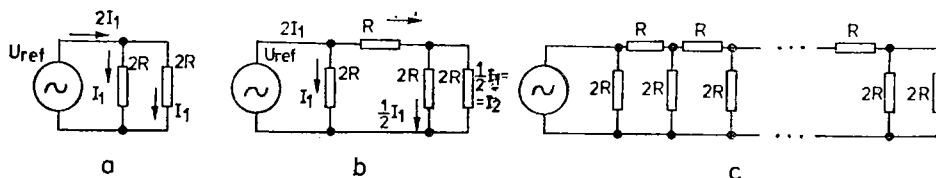


Fig. 7.3. Rețele de ponderare

### 7.1.1.3. Convertori NA cu coduri bipolare

Codurile cu o largă utilizare în practică sînt codurile bipolare, care își găsesc aplicare și la realizarea convertorilor AN. Cele mai convenabile coduri bipolare pentru un CNA sînt codurile binare decalate și codul complementului lui 2, care nu diferă unul de celălalt decît prin bitul cel mai semnificativ (bitul de semn).

Dacă se urmărește realizarea unui CNA cu rezistori ponderați, asemănător celui din figura 7.1, este suficient să se conecteze un rezistor suplimentar de valoare cu  $2R$  (corespunzînd bitului cel mai semnificativ), care să fie conectat la o tensiune de referință egală cu minus  $U_{ref}$ , ca în figura 7.4.

În felul acesta se creează un curent permanent de valoare minus  $U_{ref}/2R$ , astfel că expresia tensiunii de ieșire devine:

$$U = -U_{ref} \left( \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{2^2} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right) + \frac{U_{ref}}{2}. \quad (7.13)$$

Trebuie subliniat că aici dinamica semnalului de ieșire nu s-a schimbat, ci doar s-a deplasat cu cantitatea minus  $U_{ref}/2$  (este centrată pe zero). Dacă dinamica semnalului de ieșire trebuie să fie cuprinsă între minus  $U_{ref}$  și plus  $U_{ref}$  va fi necesar ca amplificarea AO să se dubleze.

În cazul unui convertor în scară va fi necesar ca terminalele de masă ale rezistorilor  $2R$  să fie conectate la o tensiune de referință minus  $U_{ref}$ .

Codul amplitudine-semn permite codarea separată a amplitudinii și a semnalului. În acest cod numărul se exprimă prin separarea celui mai semnificativ bit de ceilalți  $n - 1$  biți aplicați la intrarea convertorului numeric-analogic CNA unipolar, care operează la ieșire un curent proporțional cu numărul exprimat de biții respectivi. Bitul cel mai semnificativ permite selecția între cele două tensiuni,  $-RI$  și  $+RI$ , obținute din curentul  $I$ , prin intermediul comutatorului comandat de el.

Ținînd seama de expresia generală a funcției de transfer a unui CNA,

$$U = N \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}, \quad (7.14)$$

convertorul NA se poate utiliza ca multiplicator în situația în care tensiunea de referință este o mărime variabilă. Convertorul NA multiplicator efectuează de fapt produsul dintre două mărimi, dintre care una este exprimată sub formă numerică iar cealaltă analogică. În situația în care tensiunea de referință este o mărime exterioară convertorului caracteristicile sale le influențează pe cele ale semnalului de ieșire, una dintre cele mai importante fiind frecvența maximă.

Convertorii NA descriși pînă aici pot acționa ca multiplicatori în măsura în care componentele lor funcționează cu o tensiune de referință variabilă. Dintre aceste componente, cele mai critice sînt comutatorii, îndeosebi dacă tensiunea de referință,  $U_{ref}$ , ia valori atît pozitive, cît și negative.

Cînd tensiunea de referință,  $U_{ref}$ , are valori mai mici, dar și mai mari decît zero, iar codul utilizat pentru mărimile ce urmează să fie convertite

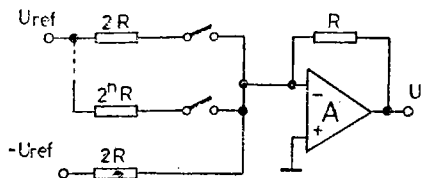


Fig. 7.4. CNA bipolar

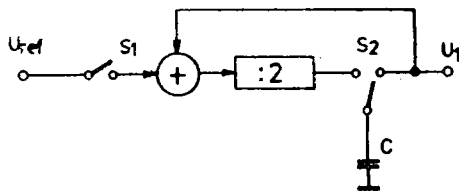


Fig. 7.5. CNA de tip serie

este bipolar, vor rezulta patru combinații corespunzând câte unui cadran. În acest caz produsul celor două mărimi se situează într-unul din cele patru cadrane. Multiplicatorii realizați în acest mod sînt multiplicatori în patru cadrane.

### 7.1.2. Convertori NA de tip serie

Din modul de funcționare al convertorilor NA de tip paralel s-a văzut că sînt dispozitive cu viteză mare de conversie, dar necesită un număr mare de piese de precizie. Pentru a înlătura aceste inconveniente au fost construiți convertori NA cu funcționare în serie, la care operațiile de conversie a biților nu mai sînt simultane, ci fiecare bit este tratat individual. În acest tip de convertori, biții sînt prezentați la intrare sub formă serie, de regulă primul fiind bitul cel mai puțin semnificativ.

Schema de principiu a unui convertor NA serie este prezentată în figura 7.5. Semnalul de convertit este aplicat la intrarea convertorului în mod sincron, cu un tact care comandă funcționarea CNA pentru fiecare bit în parte. Inversorul  $S_2$  este comandat de tact, iar  $S_1$ , de semnalul binar. Pe parcursul fiecărei perioade de tact,  $S_2$  trece din stînga în dreapta și invers, în timp ce comutatorul  $S_1$  stă închis dacă bitul prezent la intrare sa în acest moment este *unu*.

Dacă bitul prezent la intrare trece în starea *unu* tensiunea de referință,  $U_{ref}$ , se adaugă la tensiunea obținută la sfîrșitul perioadei precedente,  $U_k$ , tensiune memorată de capacitorul  $C$ . Cu alte cuvinte, rezultatul acestor operații poate fi exprimat prin expresia:

$$U_{k+1} = 0,5 (U_k + a_{k+1} \cdot U_{ref}). \quad (7.15)$$

Nu trebuie uitat că la intrarea în convertor bitul cel mai puțin semnificativ trebuie să fie primul. Semnalul obținut în timpul ultimului impuls de tact reprezintă chiar semnalul de la ieșirea convertorului și, deoarece valoarea sa este corectă doar pe un scurt interval, va trebui introdus un circuit suplimentar de eșantionare și memorare.

Un avantaj al acestui gen de convertor este faptul că pe măsură ce numărul de biți crește complexitatea sa nu sporește. Cu toate acestea, ca urmare a faptului că pentru prelucrarea fiecărui bit este nevoie de perioadă de tact, crește timpul necesar conversiei.

Deoarece realizarea practică a CNA din figura 7.5 necesită un mare număr de amplificatori operaționali, s-au construit — pentru memorarea di-

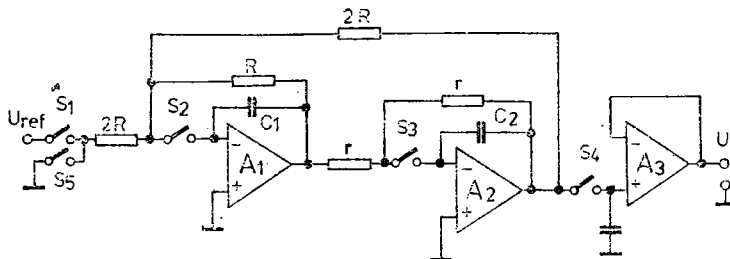


Fig. 7.6. CNA cu blocare serie

feritelor tensiuni — circuite mai simple. Un prim exemplu îl constituie convertorul cu blocare în serie din figura 7.6.

Pe timpul primei jumătăți a perioadei unui impuls de tact,  $T_k$ ,  $S_2$  este închis și primul amplificator  $A_1$  realizează sumarea tensiunilor  $a_k \cdot U_{ref}$  și  $U_{A_1}$  (tensiunea de la ieșirea celui de al doilea AO), astfel că tensiunea de la ieșirea lui  $A_1$  este dată de expresia:

$$U_{A_1} = -0,5 (a_k U_{ref} + U_{A_1}). \quad (7.16)$$

Datorită rezistorilor din bucla de reacție suma este afectată de un coeficient de scală de  $1/2$ . În această expresie coeficientul  $a_k$  are valoarea zero sau unu, urmărind starea bitului prezent la intrare pe perioada impulsului de tact,  $T_k$ . Dacă, de exemplu, pe perioada primului impuls de tact,  $T_1$ ,  $a_k$  are valoarea unu, tensiunea de la ieșirea lui  $A_2$  este nulă și deci:

$$U_{A_1} = -0,5 U_{ref}. \quad (7.17)$$

În timpul celei de a doua jumătăți a perioadei  $T_k$  comutatorul  $S_2$  este deschis, iar capacitorul  $C_1$  menține constantă tensiunea de la ieșirea lui  $A_1$ . Dacă în a doua jumătate a lui  $T_k$ , comutatorul  $S_3$  este închis amplificatorul  $A_2$  va inversa tensiunea de la ieșirea lui  $A_1$ . Procesul continuă până la ultimul impuls, numit și impuls de sincronizare,  $T_7$ . Pe perioada primei jumătăți a lui  $T_7$ ,  $S_4$  este închis, iar tensiunea de la ieșirea lui  $A_2$  este transferată în capacitorul  $C_3$ , care permite obținerea semnalului de ieșire. De asemenea, tot în cursul primei jumătăți a lui  $T_7$   $S_5$  și  $S_2$  sînt închise, astfel că se va permite descărcarea capacitorului  $C_1$ . În timpul celei de a doua jumătăți a impulsului de sincronizare  $T_7$  se descarcă  $C_2$ . Pentru a putea obține o precizie corespunzătoare este necesar ca semiperioada impulsului de tact să fie mai mare decît constanta de timp de descărcare a capacitorilor. Raportul dintre aceste mărimi dă precizia dorită. Capacitorii nu trebuie să fie de mare precizie, singura condiție impusă fiind ca valoarea lor să nu varieze în timpul necesar unei conversii și să fie destul de mare, astfel încît curenții de polarizare ai AO să nu influențeze tensiunea la ieșire.

Singurele componente de precizie ale unui asemenea CNA sînt rezistorii  $R$  și  $r$ , care determină precizia sumării și a împărțirii.

## 7.2. CONVERSIA ANALOGIC-NUMERICĂ (CAN)

Convertorul analogic-numeric este un circuit care transformă semnalul analogic,  $A$ , primit la intrare, într-un semnal numeric,  $N$ , cu o precizie și o rezoluție date, în raport cu o tensiune de referință,  $U_{ref}$ .

Într-un convertor AN ideal semnalul de ieșire este raportat la semnalul de intrare prin relația:

$$N = \frac{A}{U_{ref}}. \quad (7.18)$$

Mesajul avînd o lungime finită,  $N$  este considerat ca o aproximare cea mai bună a rezultatului operației efectuate conform relației date.

Semnalul analogic poate fi scris sub forma:

$$A = U_{ref} \left( \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \dots + \frac{a_n}{2^n} + \frac{a_{n+1}}{2^{n+1}} \right). \quad (7.19)$$

Întrucît lungimea cuvîntului binar obținut după conversie este limitată la  $n$  biți, împărțirea lui  $A$  prin  $U_{ref}$  trebuie să se oprească la ordinul  $n$ , ceea ce înseamnă:

$$A \approx U_{ref} \left( \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right). \quad (7.20)$$

Termenii neglijați  $a_{n+1}, a_{n+2}, \dots$  reprezintă eroarea de conversie sau de cuantizare. Așadar, convertorul AN efectuează de fapt o cuantificare, ceea ce este echivalent cu înlocuirea tensiunii  $A$  printr-o tensiune discretă, multiplu al unei mărimi elementare — cuantă — de valoare  $U_{ref}/2^n$ .

Diferența dintre tensiunea analogică și reprezentarea sa sub formă numerică va fi mai mică în modul decît o semicuantă:

$$\left| A - N \cdot \frac{U_{ref}}{2^n} \right| \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}. \quad (7.21)$$

Ținînd seama de aceste cîteva considerații, se poate defini funcția de transfer a unui CAN astfel:

— tensiunile de intrare nominale (pentru care eroarea este nulă) sînt date prin relația:

$$E_{nom} = U_{ref} \left( \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \dots + \frac{a^n}{2^n} \right), \quad (7.22)$$

unde

$$a_k \in [0, 1], \quad k = 1, 2, \dots, n;$$

— mulțimea tensiunilor de intrare care furnizează la ieșire o aceeași valoare satisface inegalitățile:

$$E_{nom} - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n} < A < E_{nom} + \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}. \quad (7.23)$$

În raționamentele făcute mai sus s-a presupus că tensiunea de convertit era pozitivă. În realitate, însă, aceasta poate fi și negativă, ceea ce impune utilizarea unui cod bipolar (cod amplitudine-semn sau cod binar decalat).

Clasificarea convertorilor NA nu a ridicat probleme deosebite, întrucât diferitele principii folosite se puteau deduce direct din definiția funcției de transfer, pe cînd în cazul convertorilor AN situația este mult mai delicată.

Avînd în vedere caracterul lucrării de față, s-a apreciat că este mai potrivită clasificarea convertorilor AN în CAN logici și analogici.

Convertorii analogic-numerici de tip logic se caracterizează prin faptul că procesul de conversie este preponderent numeric.

Convertorii AN analogici utilizează în procesul conversiei soluții analogice, cum ar fi generarea unei rampe de tensiune, încărcarea unui capacitor, compararea a două mărimi analogice etc.

### 7.2.1. CONVERTORI CU RAMPĂ

Convertorii cu rampă sînt foarte mult folosiți, deoarece pot fi realizați cu puține componente. Se mai numesc și convertori cu modulație în durată a impulsurilor, întrucît în procesul de conversie tensiunea de intrare este transformată într-un impuls cu lățime direct proporțională cu amplitudinea acesteia (fig. 7.7). Generatorul de rampă se implementează fie prin încărcarea unui capacitor la curent constant, fie printr-una din metodele analizate la capitolul despre generatori de semnal. Cînd rampa începe să fie generată, impulsurile de tact sînt numărate de către numărătorul  $N_2$  pînă în momentul în care amplitudinea rampei generate este egală cu tensiunea de intrare. În acest moment procesul de numărare se oprește datorită comparatorului, care basculează, închizînd poarta, astfel încît conținutul numărătorului  $N_2$  reprezintă chiar valoarea binară a tensiunii de intrare. Matematic, acest lucru se exprimă prin relația:

$$U_c = \frac{I\Delta T'}{C} = U_x, \quad (7.24)$$

unde  $I$  este curentul de încărcare al capacitorului ce generează rampa.

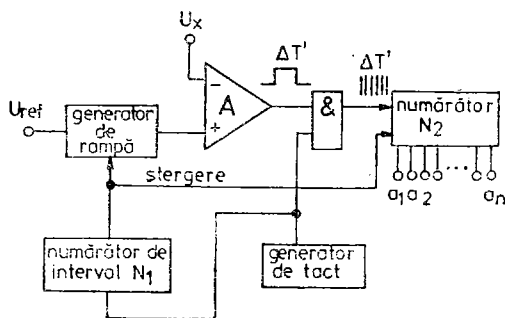


Fig. 7.7. CAN cu rampă

Avînd în vedere că numărul de impulsuri înregistrate în numărător este  $N$ , relația de mai sus poate fi scrisă ca:

$$U_x = \frac{I}{C} NT,$$

în care

$$0 \leq N < 2^n \quad (7.25)$$

și unde  $T$  este perioada impulsurilor de tact.

Convertorul descris se mai numește convertor tensiune-timp, fiind deci un convertor indirect.

Deoarece numărul  $N$  de impulsuri corespunzătoare tensiunii maxime are valoarea  $2^n - 1$ , rezultă atît capacitatea numărătorului, cît și timpul  $\Delta T'$  necesar procesului de conversie:

$$\Delta T' = (2^n - 1) T. \quad (7.26)$$

Intervalul  $\Delta T'$  se numește și timpul de conversie al sistemului. Se vede deci că sistemul este de tip serie și, ca atare, foarte lent.

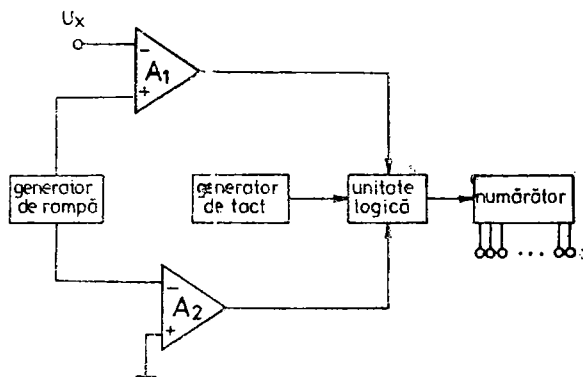
Eroarea de cuantizare, care teoretic trebuie să fie mai mică de o jumătate de cuantă, poate atinge totuși valori de 1,5 cuante dacă între impulsul de ștergere și cel de tact nu există o relație de fază corespunzătoare. Inconvenientul se înlătură prin sincronizarea începutului rampei cu impulsurile de tact și întîrzierea acestora cu o semiperioadă, astfel ca tranzițiile să se producă la multiplii impari de  $\frac{q}{2}$  ( $q$  fiind cuanta).

Precizia acestor sisteme este mediocră (de la  $10^{-2}$  la  $10^{-3}$ ), iar cauzele erorilor pot fi ușor deduse din expresia lui  $U_x$  în raport cu  $N$  (7.25). Neliniaritatea rampei reprezintă una din principalele surse de erori: dacă rampa nu este perfect lineară va exista o eroare, a cărei valoare variază cu  $U_x$ . Realizarea generatorului de rampă cu un integrator cu AO permite reducerea acestei erori, chiar dacă uneori este afectat timpul de conversie.

Stabilitatea scăzută a generatorului de tact constituie, de asemenea, un important factor de eroare. De aceea se impune să fie îmbunătățită, atît pe termen scurt, cît și pe termen lung, în raport cu precizia cu care lucrează comparatorul. Pe de altă parte, valoarea capacitorului de integrare din generatorul de rampă nu trebuie să varieze pe timpul conversiei. Un alt factor de eroare apare datorită faptului că generarea rampei nu se face ultralinear, în special în porțiunea sa de început. Dacă se utilizează doi comparatori acest gen de eroare poate fi eliminat, permițînd totodată și adaptarea CAN la semnale bipolare (fig. 7.8).

Pe intrările comparatorului  $A_1$  se aplică rampa de tensiune și tensiunea necunoscută,  $U_x$ , pe cele ale lui  $A_2$ , aceeași rampă și o tensiune nulă. În acest caz tensiunea de rampă trebuie să varieze de la minus  $U_{ref}$  la plus  $U_{ref}$ , iar procesul de funcționare este similar cu cel descris anterior, adică: cînd rampa de tensiune este egală cu  $U_x$  comparatorul  $A_1$  basculează, iar dacă tensiunea de rampă este zero basculează comparatorul  $A_2$ . Primul comparator care basculează deschide poarta logică, iar al doilea, o închide. Pe

Fig. 7.8. CAN pentru semnale bipolare



timpul cît poarta este deschisă impulsurile de la generatorul de tact sînt numărate într-un numărător, la ieșirea căruia se obține direct expresia binară a modului tensiunii de intrare. Știind care dintre comparatori basculează primul, se poate adăuga un circuit logic simplu pentru determinarea semnului tensiunii  $U_x$ .

### 7.2.2. CONVERTORI CU RAMPĂ DUBLĂ

Tipul de CAN cu o singură rampă, descris mai sus, poate fi mult îmbunătățit dacă se efectuează o dublă integrare, care să ducă la o mai bună rejecție a semnalelor parazite, în special a celor provenite din rețeaua electrică. Schema de principiu a convertorului cu rampă dublă este dată în figura 7.9a, în care se observă că partea analogică a convertorului conține un integrator, urmat de un comparator, iar partea logică are în plus un bistabil. Să presupunem inițial că semnalul ce trebuie convertit este pozitiv, cu toate că în principiu el poate avea orice polaritate.

La începutul conversiei capacitorul este descărcat, numărătorul adus la zero și tensiunea  $U_x$  este aplicată integratorului. Poarta este deschisă, permi-

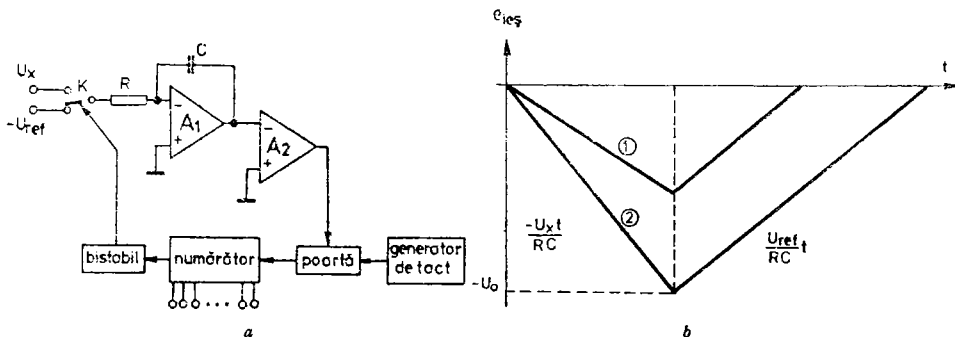


Fig. 7.9. CAN cu rampă dublă

ținând numărarea impulsurilor de la generatorul de tact. În acest timp tensiunea de la ieșirea integratorului descrește linear, conform ecuației:

$$e_{ie\dot{s}_1} = -\frac{U_x t}{RC}. \quad (7.27)$$

După  $2^n - 1$  impulsuri numărătorul atinge capacitatea maximă de numărare, astfel că următorul impuls îl aduce la zero și, totodată, schimbă starea bistabilului, care conectează tensiunea de referință,  $-U_{ref}$ , la intrarea în integrator.

Tensiunea la ieșirea din integrator va fi linear crescătoare:

$$e_{ie\dot{s}_2} = +\frac{U_{ref} \cdot t}{RC}. \quad (7.28)$$

Cînd tensiunea de la ieșirea integratorului atinge valoarea zero comparatorul va sesiza această trecere prin zero și va bascula, închizînd poarta.

Pe cea de a doua perioadă de integrare numărătorul funcționează normal, numărînd  $N$  impulsuri (fig. 7.9 b). Timpii de integrare pentru prima perioadă de integrare sînt întotdeauna aceiași și corespund la  $2^n$  impulsuri, pe cînd timpii pentru cea de a doua perioadă de integrare sînt diferiți, iar pantele de integrare sînt constante.

Se pot scrie, deci, următoarele relații:

$$U_0 = \frac{U_x}{RC} \cdot 2^n T;$$

$$U_0 = \frac{U_{ref}}{RC} \cdot NT, \quad (7.29)$$

de unde:

$$U_x = \frac{U_{ref}}{2^n} \cdot N.$$

Singurii parametri care intervin în expresia finală sînt tensiunea de referință și numărul de impulsuri,  $N$ . Așadar, sistemul poate avea o precizie foarte mare, deoarece eventualele derivate ale capacitorului sau ale frecvenței generatorului de tact nu intervin direct în rezultat și ele afectează în același fel ambele integrări.

Convertorul are, de asemenea, o linearitate diferențială foarte bună, întrucît funcționarea analogică nu are discontinuități. Timpul de conversie este, însă, de două ori mai mare decît în cazul convertorilor cu o singură rampă, fiind egal cu:

$$\Delta T' = 2(2^n - 1) T. \quad (7.30)$$

Dacă semnalul de convertit este afectat de zgomot procesul de integrare va reduce foarte mult efectul acestuia, în comparație cu convertorii cu o singură rampă, unde zgomotul suprapus peste semnal poate deplasa momentul de comparare, ceea ce — evident — înseamnă o eroare gravă în procesul de conversie. Principala caracteristică a acestui tip de CAN rămâne precizia foarte mare, care poate fi de ordinul  $10^{-5}$ . De aceea este utilizat foarte mult în voltmetrii numerici. Când este nevoie de o precizie și mai ridicată timpii de conversie trebuie măriți, adică se vor face două măsurări diferite, una brută pentru biții mai semnificativi și alta fină pentru biții mai puțin semnificativi. Acest tip de convertori analogic-numerici se numește cu rampă triplă.

### 7.2.3. CONVERTORI INCREMENTALI CU RAMPĂ

Principiul de funcționare al acestui tip de convertor (fig. 7.10) este foarte asemănător cu cel al convertorului cu rampă. Comparatorii incrementali au rampa de tensiune în trepte și generată cu ajutorul unui CNA. La începutul conversiei impulsurile de la generatorul de tact sînt numărate într-un numărător, a cărui ieșire paralelă comandă un CNA, care generează rampa în trepte. Dimensiunea unei trepte,  $\Delta U$ , este:

$$\Delta U = U_{ref}/2^n.$$

Atît timp cît amplitudinea rampei generate de CNA este mai mică decît tensiunea de măsură, impulsurile de la generatorul de tact au acces la numărător. În momentul în care tensiunea de la ieșirea CNA este mai mare decît tensiunea  $U_x$  comparatorul basculează, blocîndu-se astfel poarta spre numărător. Numărul  $N$  înregistrat în acest moment în numărător reprezintă expresia binară a tensiunii de intrare.

Interesul pentru convertorii de acest tip se explică prin precizia lor, care este afectată doar de două elemente: CNA și comparator. Au timpii de conversie însă destul de lungi, astfel că sînt utilizați doar pentru semnale cu o frecvență nu prea mare. Dacă este nevoie de o precizie mai ridicată, trebuie să fie mărit numărul de biți, dar crește și timpul de conversie, uneori pînă la valori inadmisibile. Dezavantajul este eliminat prin adoptarea schemei de

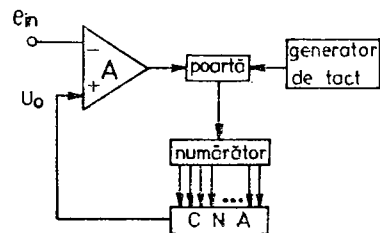


Fig. 7.10. CAN incremental

convertor incremental din figura 7.11. Convertorul este echipat cu doi numărători, unul pentru biții cei mai semnificativi, iar celălalt pentru biții cei mai puțin semnificativi. La începutul procesului de conversie funcționează numai primul numărător, cu o capacitate de  $n_1$  biți. Semnalul de la ieșirea convertorului AN va fi, deci, o rampă de tensiune în trepte, cu o amplitudine de  $U_{ref}/2^{n_1}$ . În momentul în care comparatorul  $A_1$  basculează poarta  $P_1$  se închide și numărătorul  $N_1$  încetează să mai numere, așa că procesul de conversie pentru primii  $n_1$  biți s-a terminat. Impulsurile de la generatorul de tact sînt acum dirijate spre cel de al doilea numărător, de capacitate  $n_2$ , corespunzător biților mai puțin semnificativi. Tensiunea la ieșirea CNA continuă să crească, dar în trepte mult mai fine (de amplitudine  $U_{ref}/2^{n'}$ , unde  $n' = n_1 + n_2$ ). Este evident că, față de convertorul precedent, vor fi necesare circuite logice suplimentare pentru deschiderea și închiderea porților  $P_1$  și  $P_2$ , precum și pentru aducerea la zero a sistemului la începutul fiecărei perioade de conversie.

Conversia încetează cînd al doilea comparator basculează, adică în momentul în care tensiunea de la ieșirea din convertorul NA devine egală cu tensiunea  $U_x$ . Există o repartitie optimă a capacităților celor doi numărători, întrucît, dacă  $n_1$  este prea mic, primele trepte vor fi mari, deci ar fi necesar un număr mare de trepte mici (cu alte cuvinte, timpi mari de conversie). Dacă, din contră,  $n_1$  ar fi prea mare, prima parte a conversiei ar necesita un timp mare, care — în anumite cazuri — poate fi prohibitiv.

#### 7.2.4. CONVERTORI TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Un convertor tensiune-frecvență reprezintă în esență un oscilator comandat, care furnizează un semnal a cărei frecvență este proporțională cu tensiunea de la intrare. Măsurînd frecvența semnalului generat cu ajutorul unui numărător, vom avea direct o informație numerică privind valoarea tensiunii de comandă.

Din schema de principiu a acestui convertor (figura 7.12) se vede că are următoarele componente principale: integratorul, generatorul de curent constant și cu doi comparatori. Tensiunea de convertit,  $U_x$ , este aplicată la intra-

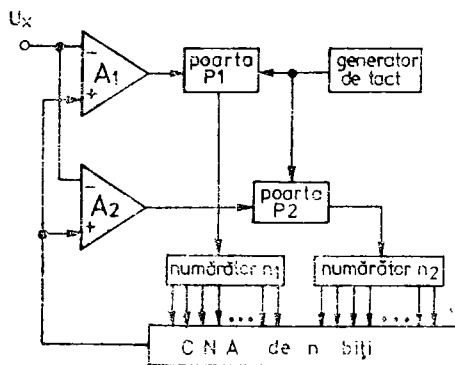


Fig. 7.11. CAN incremental modificat

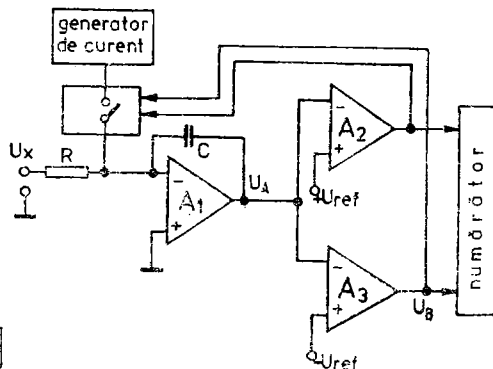


Fig. 7.12. Convertor tensiune-frecvență

rea convertorului și transformată într-un curent ce se integrează, astfel că la ieșirea integratorului se obține o tensiune sub formă de rampă, cu o pantă proporțională cu tensiunea  $U_x$  și de semn schimbat. Această tensiune lineară este aplicată intrărilor celor doi comparatori,  $A_2$  și  $A_3$ , care au celelalte două intrări conectate la două tensiuni de referință,  $-U_{ref}$  și, respectiv,  $+U_{ref}$ . Presupunând că  $U_x$  este pozitivă, semnalul de la ieșirea din integrator descresște linear, iar cînd valoarea sa atinge  $-U_{ref}$  comparatorul  $A_3$  basculează și generează un impuls. Acesta este totalizat în numărător și comandă în același timp generatorul de curent, care produce un impuls pozitiv și etalonat, chiar în punctul de sumare al integratorului. Acest impuls servește la descărcarea capacitorului, pregătindu-l pentru o nouă integrare.

Știind că fiecărei integrări îi corespunde un impuls și numărînd aceste impulsuri pe o perioadă de timp, se poate obține o expresie numerică a tensiunii  $U_x$ . Cînd aceasta este mică integrarea se face mult mai încet și numărul impulsurilor generate la ieșirea comparatorilor este mai mic. Al doilea comparator, care primește tensiunea de referință  $+U_{ref}$ , servește la conversia tensiunilor negative ce vor produce la ieșirea din integrator rampe de tensiune linear crescătoare. Cel mai important element pentru obținerea unei precizii ridicate a sistemului rămîne generatorul de curent. Acesta, dacă este proiectat cu AO cu performanțe ridicate, permite cu ușurință realizarea unei precizii de  $10^{-5}$ . Totodată se impune ca și integratorul să fie proiectat cu AO de performanțe ridicate, pentru a nu avea derivă pe perioada în care se face numărarea.

Sistemul se bucură și de proprietatea că elimină zgomotul, în special pe cel ce provine din rețeaua electrică, fiind analog din acest punct de vedere cu convertorul cu rampă dublă. Date fiind performanțele sale deosebite sub aspectul preciziei și rejecției zgomotului, convertorul este recomandat să fie utilizat la construirea voltmetrilor electronici de mare precizie.

## 7.2.5. CONVERTORI ANALOGICI

În conformitate cu clasificarea adoptată, un CAN logic este un convertor în a cărui structură partea logică este mai importantă decît cea analogică în ceea ce privește funcționarea, iar adesea chiar realizarea.

În cadrul acestei grupe, cei mai cunoscuți sînt convertorii AN de tip paralel, serie-paralel și cu aproximări succesive.

### 7.2.5.1. Convertori AN de tip paralel

Convertorul AN de tip paralel este un dispozitiv cu trepte multiple, în sensul că tensiunea ce trebuie convertită este comparată simultan cu  $2^{n-1}$  tensiuni de referință cu valorile:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}; \quad \frac{3}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}; \quad \frac{5}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}; \dots; \frac{2^n - 3}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}. \quad (7.31)$$

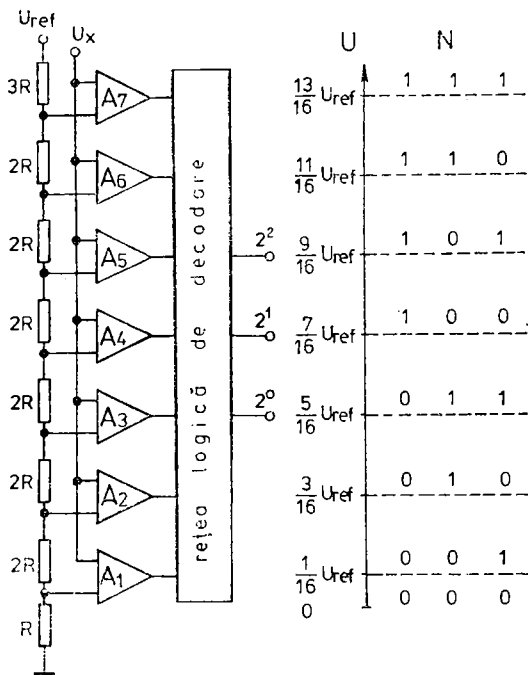


Fig. 7.13. CAN paralel de trei biți

Acest mod de comparare permite obținerea imediată a numărului  $N$ , care reprezintă valoarea numerică a tensiunii  $U_x$ . Având în vedere aceste considerente, rezultă că părțile constituente ale CAN sînt:

—  $2^{n-1}$  comparatori rapizi, ce primesc pe intrările lor două tensiuni: tensiunea de referință și tensiunea de conversie;

— o rețea de rezistori de precizie, care permite obținerea celor  $2^{n-1}$  tensiuni de referință, pornind de la o singură tensiune etalon;

— o rețea logică, destinată să elaboreze — pe baza informației obținute la ieșirile din comparatori — expresia numerică a tensiunii  $U_x$ .

În figura 7.13 sînt prezentate schema unui CAN de trei biți și corespondența dintre numărul  $N$  și valoarea tensiunii  $U_x$  raportată la nivelurile tensiunilor de refe-

rință. Circuitele logice de decodare se pot realiza imediat abordînd ecuațiile logice.

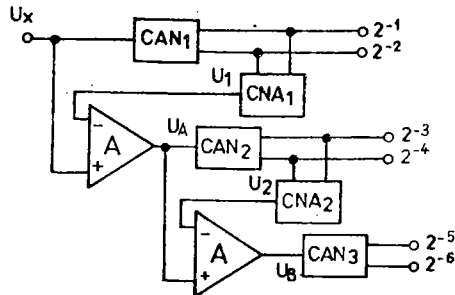
Principalul avantaj al acestui tip de convertor este timpul mic de conversie, determinat de timpul de basculare al comparatorului și de cel de răspuns al rețelei logice de decodare. Utilizînd în circuitele respective comparatori de mare viteză și o rețea logică de decodare în tehnologie LCE sau Schottky, pot fi obținuți timpi de conversie de ordinul a 10 nanosecunde.

În concluzie, acest tip de convertor este cel mai rapid dintre convertorii existenți, dar prezintă dezavantajul că pe măsură ce  $n$  crește, sporește enorm și complexitatea sa (numărul de elemente crește în proporție geometrică cu rația 2). De exemplu, dacă  $n$  este egal cu șapte biți, vor fi necesari 127 comparatori și o rețea de 128 de rezistori. Avînd în vedere considerentele enunțate, acest tip de convertor se realizează pentru aplicații care admit o rezoluție scăzută, circa 4—8 biți, dar necesită o viteză de lucru foarte ridicată.

#### 7.2.5.2. Convertori de tip serie-paralel

La acest tip de convertor  $AN$  biții sînt elaborați în grupuri de  $q$  biți cu ajutorul a  $p$  convertori  $AN$  paralel, astfel că  $n = p + q$ .

Convertorul  $AN$  din figura 7.14 este un convertor de șase biți, obținuți doi cîte doi, prin intermediul a trei convertori  $AN$  paralel, de mare viteză.

$U_x$ 

fiecare avînd pe o intrare una dintre cele trei tensiuni de referință:

$$(7.32)$$

furnizată la ieşirea CNA, precum şi multiplicarea acestei diferenţe cu  $2^2$ .

tensiuni de referință, ceea ce permite scrierea lui  $U_x$  sub forma:

$$(7.33)$$

este multiplu al lui  $\frac{1}{4} U_{ref}$ . Așadar  $U_x - U_1$  va fi mai mică decât  $\frac{1}{4} U_{ref}$ . Di-

ferența, multiplicată cu patru, este prezentată la intrarea  $CAN_2$ , care va avea la ieșire următorii doi biți din expresia lui  $N$ . Se poate, deci, scrie pentru această etapă că:

$$(7.34)$$

sau :

$$(7.35)$$

Acești doi biți sînt folosiți în continuare și de către CNA<sub>2</sub>, ce va furniza la ieșire tensiunea U<sub>2</sub>. Diferența U<sub>4</sub> — U<sub>2</sub> trebuie, de asemenea, să fie multi-

plicată cu patru și aplicată pentru conversie la CAN<sub>3</sub>, care obține deci ultimii doi biți mai puțin semnificativi:

$$U_B = 4(U_A - U_2) = a_5 \cdot \frac{U_{ref}}{2} + a_6 \cdot \frac{U_{ref}}{4}, \quad (7.36)$$

$$U_x = U_1 + \frac{U_2}{4} + a_5 \cdot \frac{U_{ref}}{32} + a_6 \cdot \frac{U_{ref}}{64} \quad (7.37)$$

sau:

$$U_x = a_1 \cdot \frac{U_{ref}}{2} + a_2 \cdot \frac{U_{ref}}{4} + a_3 \cdot \frac{U_{ref}}{8} + a_4 \cdot \frac{U_{ref}}{16} + a_5 \cdot \frac{U_{ref}}{32} + a_6 \cdot \frac{U_{ref}}{64}. \quad (7.38)$$

Acest convertor, deși mai rapid decât un convertor-serie de șase biți, este de o complexitate mult mai mare. El poate fi realizat și cu doi CAN tip paralel de trei biți, însă va avea timpi de conversie mai mici, situație în care este nevoie de două asemenea dispozitive.

În aplicațiile care nu necesită timpi de conversie extrem de mici se proiectează un CAN de tipul descris mai sus, în care, pentru determinarea unui singur bit, este folosită schema din figura 7.15.

Codorul, respectiv decodorul, de un bit este în acest caz un simplu comparator, a cărui ieșire este limitată, cu ajutorul unor diode, între două tensiuni de referință. Eșantionul analogic de la intrare,  $U_1$ , va fi comparat cu  $\frac{U_{ref}}{2}$  și dacă  $U_1$  este mai mare decât  $\frac{U_{ref}}{2}$  ieșirea sumatorului va fi zero

pentru  $\frac{U_{ref}}{2} > U_1$ , respectiv  $\frac{U_{ref}}{2}$  pentru  $U_1 > \frac{U_{ref}}{2}$ . În felul acesta ieșirea comparatorului dă indicații asupra valorii bitului mai semnificativ și se comportă, totodată, ca referință pentru etajul de scădere care urmează. Tensiunea de ieșire a etajului de scădere,  $U_2$ , este în acest fel egală cu  $U_1$  sau  $U_1 - U_{ref}/2$ .

Biții următori vor fi determinați în mod similar, prin legarea în serie a mai multor asemenea etaje, ale căror tensiuni de referință descresc în proporție

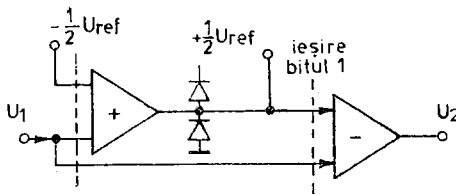


Fig. 7.15. Etaj decodor binar în cascadă

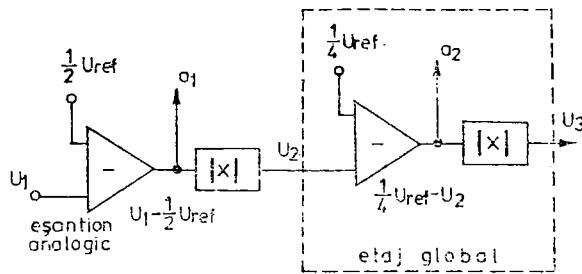


Fig. 7.16. Conectarea în serie a două etaje de conversie

geometrică. Funcția de transfer a unui etaj din lanțul de conversie este dată de:

$$\begin{cases} U_{n+1} = U_n - \frac{U_{ref}}{2^n}, & a_n = 1 \text{ dacă } U_n > \frac{U_{ref}}{2^n}; \\ U_{n+1} = U_n, & a_n = 0 \text{ dacă } U_n < \frac{U_{ref}}{2^n}. \end{cases} \quad (7.39)$$

$$(7.40)$$

O modificare a sistemului permite legarea în cascadă a unor etaje identice cu aceeași tensiune de referință, cu condiția ca etajul de scădere să ofere totodată și o amplificare cu doi pentru fiecare etaj (figura 7.16).

#### 7.2.5.3. Convertori AN cu aproximări succesive

Un alt CAN din familia convertorilor AN logici este convertorul cu aproximări succesive, considerat drept cel mai răspândit. Întrucât partea analogică reprezintă doar un fragment din structura sa, nu va fi descris în forma sa clasică, ci numai o variantă simplificată realizată cu amplificatori operaționali. În figura 7.17 se prezintă un astfel de convertor cu aproximări succesive.

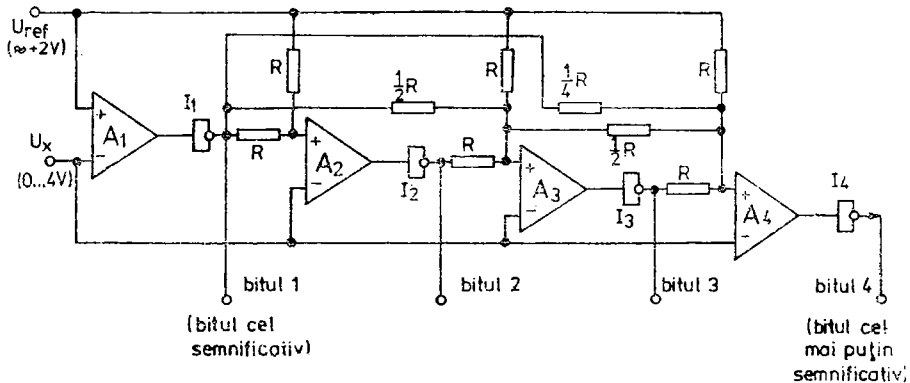
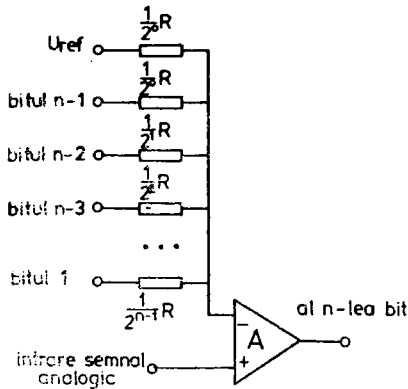


Fig. 7.17. CAN cu aproximări succesive

Fig. 7.18. Etaj generalizat din structura unui CAN cu aproximări succesive



sive, alcătuit numai din comparatori și rezistori, în care nu există nici un generator de tact, iar partea numerică este aproape redusă la zero.

Convertorul AN din figura 7.18 este de patru biți, însă el poate fi extins la mai mulți cu destulă ușurință, dacă se generalizează structura etajelor componente (fig. 7.18).

Analizând schemele 7.17 și 7.18, se vede că tensiunea de intrare este comparată cu o tensiune de referință egală cu reuniunea valorilor extreme ale ieșirii comparatorilor. Deoarece comparatorii nu furnizează tensiuni de ieșire suficient de precise, aceștia sînt urmați de inversori  $I_n$  (pentru  $n \in \{1, 2, 3, 4\}$ ).

Primul comparator are intrarea neinversoare conectată la  $U_{ref}$ . Când un semnal analogic este aplicat pe intrarea inversoare, ieșirea comparatorului furnizează informația legată de mărimea primului bit (cel mai semnificativ).

Ieșirea comparatorului este folosită, totodată, la stabilirea nivelului de comutație pentru al doilea comparator. Acest nivel va fi  $1/2 U_{ref}$  sau  $3/2 U_{ref}$ , în funcție de starea comparatorului  $C_1$ .

Procesul de comparare și de generare a biților continuă similar pentru toate celelalte etaje.

### 7.3. ERORI ÎN FUNCȚIONAREA CONVERTORILOR NA ȘI AN

Odată tratate aspectele legate de clasificarea și funcționarea acestor dispozitive, este instructiv de analizat modul în care acționează diferitele componente pentru obținerea unor dispozitive cu erori cît mai reduse.

#### 7.3.1. ERORI ÎN FUNCȚIONAREA CONVERTORILOR NA

Performanțele obținute cu un CNA real diferă de cele ce sînt exprimate prin funcția de transfer idealizată.

Traseul curbei de transfer al unui CNA real prezintă anumite abateri față de curba idealizată, rezultată din ecuația de transfer. Aceste abateri au în principal cauzele:

- eroarea de decalaj;
- eroarea de amplificare;
- eroarea de linearitate.

Ținând seama de aceste surse de eroare, funcția de transfer a unui dispozitiv real poate fi scrisă ca:

$$U = (1 + \Delta V)U_{ref} \left[ a_1 \left( \frac{1}{2} \pm Q_1 \right) + a_2 \left( \frac{1}{2^2} \pm Q_2 \right) + \dots + \left( \frac{1}{2^n} \pm Q_n \right) \right] + U_{dec}, \quad (7.41)$$

unde:  $U_{dec}$  este tensiunea de decalaj;  $\Delta V$  — eroarea de amplificare;  $Q_k$  — eroarea de ponderare a bitului  $k$ .

Erorile de decalaj și de amplificare sînt specificate de fabricant, dar cele de ponderare sînt funcție de configurația biților la un moment dat. Această stare de dependență a unui bit de ceilalți este eroarea de superpoziție. Eroarea de ponderare asociată cu eroarea de superpoziție reprezintă eroarea de linearitate.

Fiecare eroare este definită presupunîndu-se că celelalte nu intervin; în realitate însă pot exista concomitent mai multe erori, inclusiv efectele lor combinate.

#### 7.3.1.1. Parametrii caracteristici ai unui CNA

Parametrii ce caracterizează funcționarea CNA trebuie definiți foarte exact, deoarece sînt indicați de către firmele producătoare și utilizați ca atare în proiectarea aparatului electronic. În general definirea este făcută pentru coduri unipolare.

Prima caracteristică a unui convertor analogic-numeric este funcția de transfer (fără eroare) despre care s-a discutat deja în detaliu. Al doilea parametru principal este amplitudinea maximă a tensiunii de ieșire,  $U_{max}$ , care se obține prin trecerea tuturor biților de intrare din starea *zero* în starea *unu*. Această mărime descrie dinamica convertorului, ea fiind valabilă atît pentru convertorii bipolari, cît și pentru cei unipolari.

Amplitudinea tensiunii de ieșire mai este cunoscută și sub denumirea de scala completă a convertorului NA. Tensiunea de ieșire poate fi exprimată în funcție de tensiunea de referință și numărul de biți, conform relațiilor:

$$U_{max} = U_{ref} \left( 1 - \frac{1}{2^n} \right), \quad (7.42)$$

pentru un CNA unipolar, respectiv,

$$U_{max} = U_{ref} \left( 2 - \frac{1}{2^n} \right), \quad (7.43)$$

pentru un CNA bipolar.

Examinând aceste două relații se observă că valoarea maximă a tensiunii de ieșire nu depășește valoarea tensiunii de referință. În proiectare trebuie, prin urmare, să se facă un compromis optim în alegerea lungimii mesajului, tensiunii maxime de ieșire și a tensiunii de referință.

Un alt parametru important este rezoluția, caracteristică ce reprezintă numărul de biți pe care convertorul poate să-l accepte la intrare. Cu alte cuvinte, rezoluția este amplitudinea celei mai mici variații de tensiune care se poate obține la ieșire, ținând seama de numărul de biți impuși la intrare. Ca atare, se poate scrie:

$$r = \frac{1}{2^n} \cdot \quad (7.44)$$

Rezoluția se mai definește, de asemenea, ca raportul dintre tensiunea cea mai mică ce poate fi obținută la ieșire și tensiunea maximă existentă la ieșire când toți biții sînt egali cu unu:

$$r = \frac{U_{ref}}{2^n} \cdot \frac{1}{U_{ref} \frac{2^n - 1}{2^n}} = \frac{1}{2^n - 1} \cdot \quad (7.45)$$

Cele două definiții sînt echivalente cînd  $n$  este destul de mare, ceea ce dealtfel se întîmplă în majoritatea cazurilor.

Tabelul 7.1 dă rezoluția corespunzătoare pentru diferite valori ale lui  $n$ .

TABELUL 7.1

$n$	rezoluția	1 cuantă %
8	1/ 256	0,391
10	1/1 024	0,097 78
12	1/4 096	0,024 4
14	1/16 384	0,006 1

Timpul de conversie constituie un parametru foarte important al acestor dispozitive și permite stabilirea frecvenței maxime a procesului de conversie. El reprezintă timpul necesar ca tensiunea de ieșire să ajungă la valoarea dorită, cu o eroare specificată, depinzînd de elementele utilizate, în special de comutatorii și amplificatorii operaționali folosiți. Cazul cel mai nefavorabil este trecerea de la cuvîntul binar, pentru care toți

biții sînt *zero*, la cuvîntul binar, cînd biții sînt *unu*. De aceea, în cele mai multe cazuri timpul de conversie se definește ca fiind timpul necesar pentru ca semnalul de ieșire să parcurgă întreaga dinamică a CNA, cu o precizie de  $\pm 1/2$  cuantă ( $q$ ).

O ultimă caracteristică ce prezintă interes pentru un convertor NA este precizia. Aceasta se definește ca ecartul dintre valoarea semnalului obținut la ieșirea dispozitivului real și valoarea rezultată din caracteristica ideală de transfer.

Precizia se exprimă, de regulă, în procente din scala completă a CNA, în fracțiuni de cuantă sau chiar în mili-sau microvolți. Cea indicată de producător este de obicei  $\pm q/2$ . La definirea preciziei intervin toți biții, dar influența lor este strîns legată de ponderea pe care aceștia o au în cuvîntul de cod. Bitul cel mai semnificativ trebuie să fie foarte precis, deoarece acesta

determină existența unei tensiuni egale cu jumătate din dinamica CNA. El trebuie, deci, să aibă o precizie relativă superioară lui  $1/2^n$ .

Bitul cel mai puțin semnificativ trebuie să aibă o precizie de o jumătate de cuantă, ceea ce corespunde unei precizii relative doar de  $1/2$ .

Un aspect important în funcționarea CNA îl reprezintă regimurile tranzitorii de la ieșire. Aceste regimuri de tranziție apar în momentul când are loc modificarea informației numerice de la intrare datorită vitezelor de comutație diferite ale comutatorilor. Pentru intervale foarte scurte de timp este posibil ca la intrare să apară o informație numerică care creează la ieșire tensiuni nedorite. Totuși aceste regimuri tranzitorii sînt atenuate datorită lărgimii de bandă finite a convertorului.

Regimurile tranzitorii pot fi atenuate și mai mult sau chiar complet eliminate prin adăugarea la ieșire a unui filtru trece-jos ori, respectiv, prin introducerea la intrare a unui circuit de eșantionare sincron cu informația numerică de la intrare, dar cu o anumită întârziere constantă, astfel ca regimurile tranzitorii să nu fie luate în considerare.

#### 7.3.1.2. Eroarea de decalaj

Eroarea de decalaj reprezintă diferența dintre tensiunea furnizată efectiv la ieșirea CNA, când toți biții de la intrare au valoarea *zero*, și cea care ar trebui obținută teoretic. Această eroare va produce o translație pe verticală a caracteristicii de transfer.

Translația caracteristicii de transfer poate fi pozitivă sau negativă și este constantă, indiferent de valoarea mesajului de la intrare, exprimîndu-se în procente ( $\% U_{ref}$ ).

#### 7.3.1.3. Eroarea de amplificare

Această eroare se manifestă printr-o rotație a caracteristicii de transfer în jurul punctului obținut când toți biții de intrare sînt *zero*. În acest caz valoarea erorii nu este constantă, ci depinde de cuvîntul binar de la intrare, astfel că cea mai mare eroare se obține când toți biții aplicați la intrare sînt în starea *unu*. Pentru o anumită temperatură, efectele erorii de decalaj și de amplificare se compensează prin reglarea amplificării globale a CNA și adăugarea unei tensiuni continue și de semn contrar tensiunii de decalaj. Modificîndu-se condițiile de temperatură vor reapărea și erorile de decalaj și de amplificare.

#### 7.3.1.4. Eroarea de linearitate

Eroarea de linearitate este definită, de obicei, ca fiind ecartul dintre caracteristica de transfer ideală a dispozitivului și caracteristica sa reală. Ea mai poate fi considerată ca abaterea maximă a funcției de transfer a convertorului față de dreapta ce trece prin punctele determinate de cuvintele de cod pentru care toți biții sînt *zero* ori *unu*. Ecartul  $\Delta U$ , exprimat în procente, reprezintă chiar eroarea de linearitate.

### 7.3.1.5. Linearitatea diferențială

Linearitatea diferențială descrie comportarea ieșirii în raport cu stările adiacente ale intrării, iar eroarea de linearitate diferențială este ecartul dintre diferența de valori ale tensiunii la două valori adiacente. Dacă această diferență este întotdeauna egală cu o cuantă eroarea de linearitate diferențială este nulă. O eroare de linearitate diferențială maximă de  $\pm q/2$  înseamnă că variația semnalului de ieșire pentru două stări consecutive de la intrare poate fi cuprinsă între:

$$\frac{q}{2} \left( q - \frac{q}{2} \right) \quad \text{și} \quad \frac{3}{2} q \left( q + \frac{q}{2} \right). \quad (7.46)$$

Dacă tensiunea de ieșire nu variază când starea intrării se schimbă, eroarea de linearitate diferențială va fi egală cu o cuantă. Este posibil, de asemenea, ca tensiunea de ieșire să scadă în situația că numărul binar aplicat la intrare crește, eroarea diferențială de linearitate fiind acum mai mare decât o cuantă, iar sistemul, nelinear.

Se spune despre un convertor că este monoton dacă tensiunea sa de ieșire crește sau cel puțin rămâne constantă când numărul binar aplicat la intrare crește. Ținând seama de cele arătate, se poate stabili o legătură între noțiunile de rezoluție, precizie și monotonie. Considerînd, astfel, un cuvînt de  $n$  biți, rezoluția va fi egală cu  $1/2^n$ . Dacă precizia impusă este de  $2^{-(n+1)}$  eroarea de linearitate diferențială nu trebuie să depășească  $\frac{q}{2} \left( \pm \frac{q}{4} \right)$ .

Cînd precizia este de  $2^{-n}$  eroarea de linearitate nu trebuie să depășească  $\pm q/2$ , situație în care este posibil ca semnalul de ieșire să nu varieze la o variație a cuvîntului de intrare cu o unitate. În fine, dacă precizia este de  $2^{-(n-1)}$  eroarea de linearitate poate fi de  $\pm q$ , ceea ce înseamnă că pentru o mărire a cuvîntului binar de la intrare cu o unitate este posibil ca tensiunea de ieșire să scadă (sistemul nu mai este monoton).

Un convertor este monoton atunci cînd precizia este mai bună sau cel puțin egală cu rezoluția. Cu toate acestea, uneori este interesant și cazul în care rezoluția este superioară preciziei, de exemplu  $2^{-12}$  și  $2^{-10}$ , cînd, pentru semnale mari, precizia va fi de  $10^{-10}$  (valoare dată teoretic), iar pentru semnale mici (sau variații mici), precizia va fi egală cu rezoluția,  $2^{-12}$ . În situația cînd convertorul trebuie să lucreze la semnale mici, el va avea o rezoluție mare, chiar dacă precizia este inferioară. În aceste condiții linearitatea diferențială este o condiție necesară, dar nu și suficientă, de linearitate.

## 7.3.2. ERORI ÎN FUNCȚIONAREA CONVERTORILOR AN

### 7.3.2.1. Parametrii caracteristici ai CAN

Parametrii principali ai unui CAN sînt identici ca formulare cu cei discutați în cazul CNA.

*Funcția de transfer*, care reprezintă principalul lor parametru, a fost deja tratată în paragrafele anterioare.

*Rezoluția* pentru convertorii AN se definește în mod similar ca și pentru convertorii NA și reprezintă cea mai mică valoare de tensiune pe care convertorul o poate ceda, ținând seama de numărul de biți. Rezoluția este dată de relația:

$$r = \frac{1}{2^n} . \quad (7.47)$$

*Timpul de conversie* este timpul necesar pentru a obține la ieșire un semnal numeric corespunzător unui semnal analogic de la intrare, cu o precizie dată. Definirea timpilor de conversie se face, de obicei, pentru variație maximă a tensiunii de intrare.

Definiția presupune implicit că respectivul convertor este pregătit pentru prelucrare când începe măsurarea timpului de conversie. În concluzie, pentru a determina frecvența maximă de conversie posibilă va trebui adăugat la timpul de conversie un anumit timp necesar aducerii la zero a sistemului. Acest timp este foarte mic, astfel încât el nu diminuează apreciabil performanțele convertorilor AN.

*Precizia* reprezintă ecartul dintre valoarea teoretică pe care trebuie să o furnizeze un anumit cuvânt aplicat la intrare și valoarea reală furnizată de dispozitiv. Ecartul se numește *eroare absolută*, iar precizia unui CAN este dată prin cunoașterea acestei mărimi.

Eroarea absolută se exprimă în procente sau în fracțiuni de cuantă. Principalele cauze ale erorilor sînt date de procesul de cuantizare, de decalajul de zero, de variația amplificării sau de anumite nelinearități existente în procesul real de conversie.

*Rejecția semnalelor perturbatoare*; factorul de rejecție,  $R(\omega)$ , a tensiunilor perturbatoare este raportul dintre zgomotul de intrare normalizat și zgomotul de ieșire normalizat:

$$R(\omega) = \frac{ZN_{in}}{U_{ref}} : \frac{ZN_{ies}}{U_{ref}} . \quad (7.48)$$

Factorul  $R(\omega)$  depinde de frecvență, iar cunoașterea sa prezintă un interes deosebit pentru un CAN care lucrează la viteze mici, unde perturbațiile provenind din rețeaua electrică pot produce erori excesive dacă nu se iau măsuri pentru diminuarea sau eliminarea lor.

Pentru convertorii AN de mare viteză acest parametru este mai puțin semnificativ, întrucît perturbațiile ce provin din rețea au o influență mult mai mică.

Întocmai ca și în cazul convertorilor NA, performanțele reale ale acestor dispozitive diferă de caracteristica de transfer ideală, astfel:

— tensiunile pentru care apar tranzițiile diferă față de caracteristica ideală;

— porțiunile orizontale ale caracteristicii de transfer nu sînt egale cu o cuantă;

— erorile nu rămîn în cadrul intervalului  $\pm q/2$ .

Diferențele care apar au în esență patru cauze:

— eroarea de amplificare;

- eroarea de decalaj;
- eroarea de linearitate;
- eroarea de cuantizare.

#### 7.3.2.2. Eroarea de cuantizare

Eroarea de cuantizare este inerentă principiului de funcționare a conversiei analogic-numerice, care este în mod intrinsec nelinear. Valoarea ei depinde de rezoluția sistemului. Spre deosebire de celelalte erori, aceasta este o eroare conceptuală și nu de imperfecțiune în realizarea practică.

#### 7.3.2.3. Eroarea de decalaj

Eroarea de decalaj reprezintă ecartul dintre valoarea reală a tensiunii de intrare care trece în starea *unu* bitul cel mai puțin semnificativ și valoarea teoretică a tensiunii de intrare ce realizează aceeași operație, a cărei expresie este  $\frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ref}}{2^n}$ .

Această diferență de tensiune se numește tensiune de decalaj și efectul său se manifestă printr-o deplasare pe orizontală a caracteristicii de transfer și o deplasare pe verticală a erorii de conversie, centrată în jurul tensiunii de decalaj. Eroarea de decalaj poate fi anulată pentru o temperatură dată, dar — după cum se știe — parametrii care sînt la originea acestui fenomen variază cu temperatura, ceea ce face dificilă realizarea compensării într-o plajă mai mare.

#### 7.3.2.4. Eroarea de amplificare

Eroarea de amplificare se traduce printr-o rotire a caracteristicii de transfer în jurul originii. Ea poate fi descrisă, din punct de vedere analitic prin:

$$U = kU_{ref} \left( \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{4} + \dots + \frac{a_n}{2^n} \right), \quad (7.49)$$

unde  $k$  este un coeficient pozitiv, mai mare sau mai mic decît unitatea.

Cînd  $k$  este supraunitar treptele devin mai mici, eroarea crește cu tensiunea de intrare, instalîndu-se un fenomen de saturație înainte ca tensiunea de intrare să fie egală cu  $U_{ref}$ .

Pe de altă parte, cînd  $k$  este subunitar treptele devin mai mari, iar eroarea crește, nefiind posibil să se obțină la ieșire numărul 11 ... 111, corespunzător tensiunii maxime.

Pentru o anumită temperatură, eroarea poate fi anulată reglînd amplificarea globală a convertorului la o valoare egală cu unitatea. Întocmai ca și eroarea de decalaj, aceasta va reapărea atunci cînd variațiile de temperatură sînt mari.

### 7.3.2.5. Eroarea de linearitate

Ca și în cazul convertorilor NA, este dificil de definit eroarea de linearitate în mod unic. În cazul când caracteristica de transfer ar fi o curbă continuă, eroarea de linearitate ar putea fi definită în mod simplu ca ecartul dintre curba de transfer ideală și cea reală pentru o anumită valoare a tensiunii de intrare. Deoarece curba caracteristicii de transfer nu este definită decât pentru valori ale lui  $U$  care conduc la tranziții, atunci, în ipoteza că nu ar exista erori de amplificare și de decalaj, eroarea de linearitate se definește ca fiind ecartul dintre valorile lui  $U$  care duc în mod real la tranziții și valorile teoretice ale lui  $U$ , care rezultă din curba de transfer ideală.

Dacă există eroare de amplificare unii autori definesc eroarea de linearitate ca fiind ecartul dintre curba reală și dreapta care unește extremitățile caracteristicii reale. Această eroare nu este ajustabilă întrucât ea provine din variațiile caracteristice tuturor componentelor convertorului în funcție de amplificarea semnalului de la intrare. Aceasta se măsoară de regulă în fracțiuni de cuantă.

### 7.3.2.6. Eroarea de linearitate diferențială

Linearitatea definită mai înainte se mai numește uneori și linearitate integrală, pentru că ea exprimă în procente eroarea pentru o anumită expresie a cuvîntului de ieșire, independent de celelalte. Prin compensarea a două stări adiacente se poate vorbi despre linearitatea diferențială. Eroarea de linearitate diferențială este diferența dintre tensiunile care produc două tranziții consecutive. De exemplu, în cazul unei cuante de un volt, dacă o tranziție se produce pentru 2,3 volți și următoarea tranziție are loc pentru 2,9 volți, atunci eroarea de linearitate diferențială va fi:

$$1 - (2,9 - 2,3) = 0,4 \text{ V.} \quad (7.50)$$

În situația în care eroarea de linearitate diferențială este mai mare decât o cuantă se poate întâmpla ca anumite combinații să nu apară niciodată la ieșire, ceea ce este inversul fenomenului de monotonie de la convertorii NA și poate apărea, de exemplu, în situația în care în structura convertorilor AN intervine un CNA care nu este monoton.

## FILTRE ACTIVE

## 8.1. GENERALITĂȚI

Un domeniu în care amplificatorii operaționali și-au găsit un câmp extrem de larg de aplicații îl reprezintă filtrele active.

Filtrele sînt proiectate să separe anumite părți dintr-o bandă dată de frecvențe. Ideal, un filtru ar trebui să transmită toate frecvențele utile, fără atenuare și defazaj, eliminînd în același timp celelalte componente de frecvență inutile. În realitate însă este imposibil de obținut un astfel de filtru și se admite pînă la urmă compromisul dintre caracteristicile impuse de aplicația dată și posibilitățile de realizare. Imperfecțiunile ce caracterizează un filtru activ sînt explicate prin faptul că atenuarea în banda de trecere nu este de fapt nulă, iar în afara benzii de trecere nu poate fi infinită; totodată tranziția între banda de trecere și restul de frecvențe nu se face brusc, ci lent.

Pentru a putea trata în detaliu aspectele legate de proiectarea filtrelor realizate cu amplificatori operaționali este necesară definirea prealabilă a principalelor caracteristici ale unui filtru.

Examinînd figurile 8.1a și 8.1b, se poate constata că un filtru (trece-jos sau trece-sus) poate fi definit prin patru parametri:  $A_{max}$ ,  $A_{min}$ ,  $f_a$  și  $f_p$ . Parametrul  $A_{max}$  reprezintă atenuarea maximă în interiorul benzii de trecere;  $A_{min}$  este atenuarea minimă în afara benzii de trecere, în timp ce frecvențele  $f_p$  și  $f_a$  delimitează banda de trecere, respectiv de atenuare. Între cele două

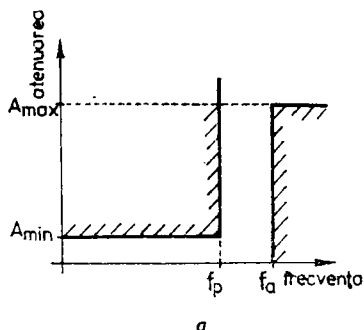


Fig. 8.1a. Caracterizarea unui filtru trece-jos

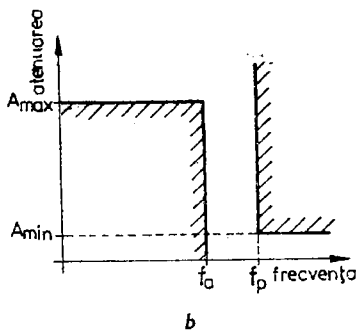


Fig. 8.1b. Caracterizarea unui filtru trece-sus

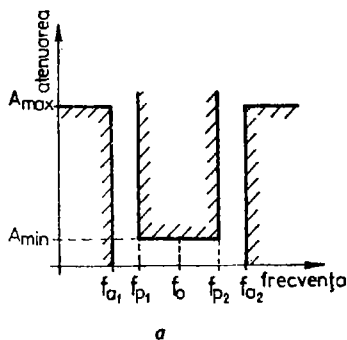


Fig. 8.1c. Caracterizarea unui filtru trece-bandă

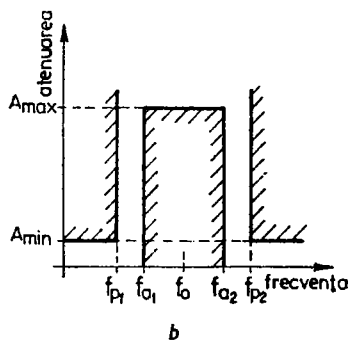


Fig. 8.1d. Caracterizarea unui filtru oprește-bandă

frecvențe există o bandă de tranziție marcată chiar de cele două frecvențe,  $f_a$ , respectiv  $f_p$ .

O altă mărime caracteristică este selectivitatea, care se definește ca fiind:

$$k = \frac{f_p}{f_a} \quad \left( \text{sau} \quad k = \frac{f_a}{f_p} \right). \quad (8.1)$$

Selectivitatea dă o informație utilă cu privire la panta de tăiere a filtrului: cu cât  $k$  se apropie mai mult de unitate, cu atât filtrul tinde spre un filtru ideal.

Pentru filtrele trece-bandă și oprește-bandă parametrii caracteristici sînt:  $A_{max}$ ,  $A_{min}$ ,  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$ ,  $f_{a1}$  și  $f_{a2}$ . Mai trebuie menționat că, în general, forma acestor filtre permite scrierea relației:

$$f_{a1} \cdot f_{a2} = f_{p1} \cdot f_{p2} = f_0, \quad (8.2)$$

unde  $f_0$  este frecvența centrală a filtrului. În cazul acestor tipuri de filtre  $k$  se definește ca fiind raportul dintre:

$$k = \frac{f_{p2} - f_{p1}}{f_{a2} - f_{a1}} = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_a}. \quad (8.3)$$

Este evident că pentru  $k$  tinzînd la unu, forma filtrului se apropie de cea ideală.

O altă mărime caracteristică pentru un filtru trece-bandă simetric este lărgimea de bandă relativă, definită ca:

$$B = \frac{f_{p2} - f_{p1}}{f_0} = \frac{\Delta f_p}{f_0}. \quad (8.4)$$

La valori mici ale lui  $B$  (sub 0,1) se spune că filtrul este de bandă îngustă, iar cînd  $B$  are valori mai mari (peste 0,5) filtrul este considerat ca fiind de bandă largă.

Parametrii caracteristici ai unui filtru trece-bandă sînt figurați în figura 8.1c.

Pentru un filtru oprește-bandă (fig. 8.1d), expresiile benzii relative și ale selectivității sînt:

$$B = \frac{f_{a_2} - f_{a_1}}{f_0} = \frac{\Delta f_a}{f_0} \quad (8.5)$$

și respectiv

$$k = \frac{f_{a_2} - f_{a_1}}{f_{p_2} - f_{p_1}} = \frac{\Delta f_a}{\Delta f_p}. \quad (8.6)$$

Gabaritul unui filtru trece-jos sau trece-sus este complet definit dacă sînt cunoscuți cei patru parametri. În practică, se utilizează în mod frecvent atenuările  $A_{max}$  și  $A_{min}$ , frecvența de tăiere,  $f_p$ , și selectivitatea  $k$ . În cazul filtrelor trece-bandă sau oprește-bandă simetrice este definit în întregime de cinci parametri. În proiectare se folosesc uzual atenuările  $A_{max}$  și  $A_{min}$ , frecvența centrală  $f_0$ , selectivitatea  $k$  și lărgimea de bandă relativă,  $B$ .

Aceste patru, respectiv cinci mărimi caracteristice reprezintă baza determinării rețelei de filtraj care va fi utilizată.

La proiectarea filtrelor de orice tip nu interesează numai atenuarea, ci și modul în care filtrul acționează asupra fazei diferitelor componente spectrale, deoarece — deși este posibil ca forma caracteristicii de atenuare să se apropie de cea ideală — existența unor defazaje diferite pentru diverse componente spectrale deformează semnalul. Pentru o transmisie nedeformată a unui semnal întârzierea produsă de filtru trebuie să fie constantă ( $\tau \geq 0$ ).

În cazul unei componente spectrale de pulsație  $\omega$ , întârzierea,  $\tau$ , este echivalentă cu un defazaj:

$$\varphi = \omega\tau \left( \frac{\varphi}{\omega} = \tau = \text{const} \right). \quad (8.7')$$

La un filtru trece-bandă condiția aceasta este mai puțin restrictivă și devine:

$$\varphi = \omega\tau + \text{const}. \quad (8.7'')$$

Pentru ca semnalul trecut prin filtru să nu fie deformat va trebui îndeplinită condiția:

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \text{const}. \quad (8.8)$$

Această constantă reprezintă timpul de propagare de grup. Regularitatea timpului de întârziere de grup reflectă capacitatea sa de a transmite semnale tranzitorii nedeformate. Un filtru ideal prezintă un timp constant de întârziere de grup în banda de trecere. Obținerea unui filtru care să satisfacă ambele deziderate în ceea ce privește forma caracteristicii, atît de atenuare cît și de amplitudine, este o chestiune dificilă, deoarece filtrele cu caracteristică de

atenuare bună nu au o comportare corespunzătoare în ceea ce privește timpul de întârziere de grup și invers, filtrele cu o caracteristică de timp de întârziere regulată, nu prezintă o caracteristică de atenuare prea bună.

## 8.2. SINTEZA FILTRELOR ACTIVE

Amplificatorul operațional este un dispozitiv activ deosebit de important în realizarea rețelelor RC active, consecință a proprietăților sale privind: impedanța de intrare mare, impedanța de ieșire mică, amplificarea în buclă deschisă foarte mare, fără a mai vorbi de prețul de cost redus.

La sinteza filtrelor active amplificatorul operațional este necesar pentru implementarea funcției de transfer definite prin modul de dispunere al polilor din partea stângă a planului complex. În cazul rețelelor active poziționarea polilor se face făcând uz doar de rezistori și condensatori. Utilizarea amplificatorilor operaționali permite folosirea de rezistori și condensatori cu valori rezonabile, chiar pentru frecvențe de circa 1 milihertz. Pe de altă parte, amplificatorii operaționali care au impedanța de ieșire mică permit o separare bună între etaje, ceea ce duce în mod implicit la o acordare independentă a acestora.

Amplificatorii operaționali utilizați la proiectarea filtrelor active lucrează cu tensiuni de intrare și ieșire cuprinse într-o gamă largă ( $\pm 10$  V). Tensiunea continuă de ieșire a filtrelor active prezintă în general o derivă apreciabilă cu temperatura, putând merge de la câțiva microvolți până la câteva sute de milivolți, mai ales pentru filtrele trece-jos cu poli multipli. Ceea ce caracterizează filtrele active proiectate cu amplificatori operaționali sînt, așa cum am mai arătat, proprietățile lor excelente de separare, deoarece impedanța de intrare se poate situa între câțiva kilohmi și câteva sute de megohmi, atunci cînd se folosesc etaje de separare cu amplificatori operaționali, iar impedanța de ieșire este cuprinsă, în general, între câteva sute de ohmi și ceva mai puțin de un ohm.

Prin utilizarea unor amplificatori operaționali cu un produs amplificare-bandă mare (circa 100 MHz) se pot proiecta și realiza filtre active a căror frecvență de tăiere se situează la frecvențe relativ mari (în jur de 1 MHz). Folosirea AO permite totodată și implementarea de filtre active pentru frecvențe foarte scăzute, dar în această situație volumul lor este destul de mare datorită gabaritului condensatorilor.

Specific filtrelor active proiectate cu amplificatori operaționali este faptul că ele pot avea și o anumită amplificare.

În funcție de compromisul ce trebuie realizat între caracteristica de atenuare și caracteristica de timp de întârziere de grup, există filtre de tipul Butterworth, Cebîșev, Bessel, filtre trece-bandă simplu acordate și multiplu acordate, precum și filtre ce îndeplinesc anumite cerințe speciale.

Circuitele descrise în continuare permit sinteza unor rețele active cu unu, doi sau trei poli complecși. Filtrele mai complicate sînt rezultatul înserierii unor asemenea blocuri, limitînd astfel dificultățile legate de interacțiunea dintre elemente.

### 3.2.1. FUNCȚII DE TRANSFER PENTRU REȚELE TRECE-JOS

Funcția de transfer în planul complex pentru o rețea trece-jos cu un singur pol, sau de ordinul unu, este:

$$\frac{E_{ieș}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{H_0 \omega_0}{s + \omega_0}, \quad (8.9)$$

unde  $E_{ieș}(s)$  este tensiunea la ieșirea filtrului, exprimată în planul Laplace;  $E_{in}(s)$  — tensiunea la intrarea în filtru;  $H(s)$  — funcția de transfer a filtrului;  $H_0$  — amplificarea filtrului în interiorul benzii de trecere;  $\omega_0$  — frecvența de tăiere a filtrului.

Modulul funcției de transfer pentru o rețea cu un singur pol se scrie:

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = \sqrt{\frac{H_0^2 \omega_0^2}{\omega^2 + \omega_0^2}}. \quad (8.10)$$

Faza funcției de transfer are expresia:

$$\Phi(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{\omega_0}, \quad (8.11)$$

iar timpul de întârziere de grup:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega} = \frac{\cos^2 \Phi}{\omega_0}. \quad (8.12)$$

Funcția de transfer a unui filtru trece-jos de ordinul doi cu o pereche de poli complex conjugați are forma:

$$\frac{E_{ieș}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + s \cdot \omega_0/Q + \omega_0^2}, \quad (8.13)$$

unde  $H_0$  este factorul de amplificare în curent continuu;  $\omega_0$  — frecvența de tăiere;  $Q$  — constanta de amortizare care determină selectivitatea în jurul frecvenței  $\omega_0$ .

Modulul funcției de transfer este egal cu:

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = \sqrt{\frac{H_0^2 \omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 \left( \frac{1}{Q^2} - 2 \right) + \omega_0^4}}, \quad (8.14)$$

iar faza:

$$\Phi(\omega) = -\arctg \left[ Q \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}} \right) \right] - \arctg \left[ Q \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}} \right) \right]. \quad (8.15)$$

Constanta  $Q$  reprezintă o informație utilă privind mărimea vârfului apărut în caracteristica de transfer la frecvența  $\omega_0$ , precum și relația dintre această frecvență și cea de tăiere,  $\omega_c$ , la minus 3 dB. Relația dintre  $\omega_0$  și  $\omega_c$  este:

$$\omega_c = \frac{\omega_0}{\beta}, \text{ pentru filtre de tipul trece-sus; } \quad (8.16')$$

$$\omega_c = \beta \omega_0, \text{ pentru filtre de tipul trece-jos, } \quad (8.16'')$$

iar

$$\beta = \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}. \quad (8.16''')$$

Cazul pentru care  $\omega_0 = \omega_c$  reprezintă filtrele de tip Butterworth, iar în această situație  $Q = 0,707$ .

În tabelul 8.1 sînt date diferite valori ale lui  $\omega_c$ , funcție de  $Q$ , pentru filtre trece-jos și filtre trece-sus.

TABELUL 8.1.

$Q$	$\omega_c$ filtru trece-jos	$\omega_c$ filtru trece-sus
0,707	1,000 $\omega_0$	1,000 $\omega_0$
1	1,272 $\omega_0$	0,786 $\omega_0$
2	1,498 $\omega_0$	0,668 $\omega_0$
3	1,523 $\omega_0$	0,657 $\omega_0$
4	1,537 $\omega_0$	0,651 $\omega_0$
5	1,543 $\omega_0$	0,648 $\omega_0$
10	1,551 $\omega_0$	0,645 $\omega_0$
100	1,554 $\omega_0$	0,644 $\omega_0$

Pentru realizarea unor asemenea funcții de transfer se folosesc în general surse de tensiune comandate în tensiune și circuite cu reacție multiplă cu amplificare infinită.

#### 8.2.1.1. Filtru trece-jos de ordinul doi, cu reacție multiplă

În figura 8.2 este dată schema de principiu a unui filtru de ordinul doi cu reacție multiplă, avînd ca element activ un AO. Rețeaua de reacție multiplă are o pereche de poli complecși în planul  $s$ , iar zerourile sînt plasate în origine sau la infinit.

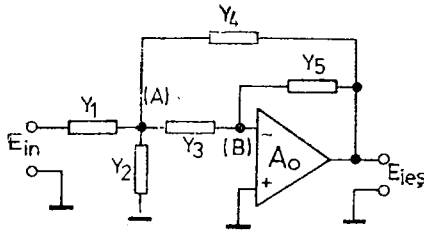


Fig. 8.2. Filtru trece-jos cu reacție multiplă

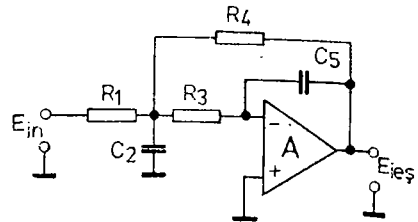


Fig. 8.3. Schema de principiu a unui filtru trece-jos, de ordinul doi, cu rețea de reacție și amplificare infinită

Amplificatorul operațional este utilizat în configurație inversoare. Fiecare element  $Y_i$  reprezintă un capacitor sau un rezistor. Scriind că suma curenților în nodurile A și B este nulă, se deduce:

$$\begin{aligned} (E_{in} - E) Y_1 + (E_{ies} - E) Y_4 + \left( \frac{E_{ies}}{A_0} - E \right) Y_3 - E Y_2 &= 0; \\ \left( E - \frac{E_{ies}}{A_0} \right) Y_3 + \left( E_{ies} - \frac{E_{ies}}{A} \right) Y_5 &= 0, \end{aligned} \quad (8.17)$$

unde  $A_0$  este amplificarea în buclă deschisă a AO. Rezolvarea acestui sistem de două ecuații duce la expresia funcției de transfer:

$$\begin{aligned} \frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} &= \\ &= \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4 + \frac{1}{A_0} [(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5]}. \end{aligned} \quad (8.18)$$

Pentru cazul ideal, cînd AO are amplificarea infinită în buclă deschisă, expresia are forma:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}. \quad (8.19)$$

Relația 8.19 reprezintă forma generală a funcției de transfer pentru filtrul de ordinul doi, de tipul trece-jos, trece-sus sau trece-bandă, cu reacție multiplă.

Din configurația 8.2, care are caracter general, se deduce forma unui filtru trece-jos, ca acela din figura 8.3. Expresia funcției de transfer a acestui filtru este:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{-1}{s^2 + \frac{s}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}. \quad (8.20)$$

Un asemenea filtru introduce un defazaj de  $180^\circ$  în semnalul de ieșire. Pentru circuitul prezentat vom avea deci:  
Amplificarea,  $H_0$ , în banda de trecere:

$$H_0 = \frac{R_4}{R_1}. \quad (8.21')$$

Frecvența de tăiere,  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}. \quad (8.21'')$$

Inversul constantei de amortizare,  $Q$ :

$$\frac{1}{Q} = \alpha = \sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \cdot \left( \sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_1}{R_3}} + \frac{\sqrt{R_3 R_4}}{R_1} \right). \quad (8.21''')$$

Faza semnalului la ieșirea din filtru în raport cu semnalul de la intrare este:

$$\Phi = \pi + \Phi_{TJ}. \quad (8.21^{IV})$$

Întârzierea de grup,  $\tau$ , este:

$$\tau = \tau_{TJ}. \quad (8.21^V)$$

Inversiunea de fază dată de AO a fost, după cum se vede, inclusă în expresia fazei filtrului. La definirea funcției de transfer s-a presupus că amplificarea în buclă deschisă a AO este infinită. Deoarece în realitate nu este întâlnită această situație, trebuie să se țină seama de sensibilitatea parametrilor filtrului în raport cu modificările amplificării. În practica de proiectare sînt dați de obicei  $H_0$ ,  $\alpha$ ,  $\omega_0$ . Se ia  $C_5$  egal cu  $C$ , care este o valoare convenabilă, apoi  $C_2 = KC$ , respectiv:

$$K > 4(H_0 + 1) Q^2$$

și se calculează valoarea rezistorului  $R_4$  cu relația:

$$R_4 = \frac{\alpha}{2\omega_0 C} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(H_0 + 1) Q^2}{K}} \right). \quad (8.22')$$

Odată determinată valoarea lui  $R_4$ , valoarea lui  $R_1$  se calculează cu formula:

$$R_1 = R_4 / H_0. \quad (8.22'')$$

Plecînd de la valorile elementelor, fie calculate, fie alese, se determină valoarea rezistorului  $R_3$ :

$$R_3 = 1/\omega_0^2 C^2 R_4 K. \quad (8.22''')$$

În scopul obținerii unor rezultate foarte bune este recomandabil ca valoarea lui  $H_0$  să fie mai mică decît 10, pentru un  $Q$  de aproximativ 10 (respectiv  $\alpha = 0,1$ ), dar în aplicațiile care necesită o amplificare mare a sem-

nalului se pot admite pentru  $H_0$  valori de pînă la 100, cu condiția ca valoarea lui  $Q$  să fie mai mică sau egală cu unu. Desigur că asocierea unor asemenea condiții impune folosirea de amplificatori operaționali, care — la frecvența  $\omega_0$  — să aibă amplificarea în buclă deschisă de cel puțin 80 dB.

### 8.2.1.2. Filtre trece-jos de ordinul doi cu surse de tensiune controlate

Realizarea unei surse de tensiune controlate în tensiune este dată în figura 8.4. Impedanța de intrare a rețelei din figura 8.4 este foarte mare (de la zeci de megohmi la gigaohmi) în funcție de amplificatorul operațional folosit, iar impedanța de ieșire este de obicei mai mică de un ohm, pentru valori ale lui  $K$  cuprinse între 1 și 10. Funcția sa de transfer este:

$$E_{ies}/E_{in} = 1 + R_1/R_2 = K. \quad (8.23)$$

O asemenea sursă de tensiune poate fi utilizată pentru obținerea unor funcții de transfer cu doi poli complex conjugați în planul  $s$  și cu zerourile în origine sau la infinit.

În figura 8.5 este prezentată schema unui filtru de ordinul doi generalizat în care admitanțele vor fi numai rezistori sau capacitori.

În general, sînt posibile realizări în care valoarea lui  $K$  este subunitară, dar avînd în vedere faptul că în implementările cu amplificatori operaționali  $K$  are valori supraunitare, nu se va analiza decît acest caz. Scriind ecuațiile lui Kirchhoff în nodurile  $A$  și  $B$  ale circuitului din figura 8.5, rezultă expresia funcției sale de transfer:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{KY_1Y_4}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + [Y_1 + Y_2(1 + K) + Y_3]Y_4}. \quad (8.24)$$

Dacă în configurația generalizată a acestui circuit FTJ de ordinul doi ca sursă de tensiune comandată se înlocuiesc admitanțele cu capacitori și rezistori se obține schema din figura 8.6.

Funcția de transfer a acestui filtru este:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{K/R_1R_2C_1C_2}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_1} + \frac{1-K}{R_2C_2}\right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}. \quad (8.25)$$

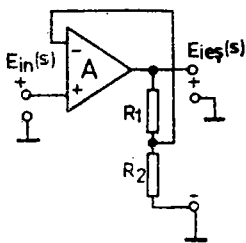


Fig. 8.4. Sursă de tensiune, comandată în tensiune

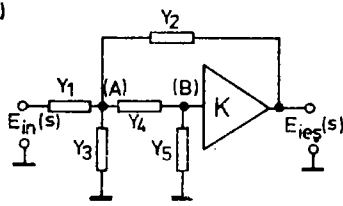


Fig. 8.5. Filtru generalizat, de ordinul doi, realizat cu sursă de tensiune

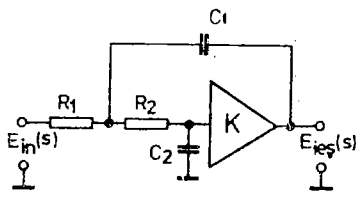


Fig. 8.6. Filtru trece-jos, de ordinul doi, realizat cu sursă de tensiune

Parametrii caracteristici ai montajului sînt:  
*Amplificarea*,  $H_0$ , în banda de trecere a filtrului este:

$$H_0 = K. \quad (8.26')$$

*Frecvența de tăiere*,  $\omega_0$  a filtrului are expresia:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (8.26'')$$

*Inversul constantei de amortizare*,  $Q$ , a filtrului se exprimă prin formula:

$$\alpha = \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_1 R_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} - K \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}. \quad (8.26''')$$

*Faza*,  $\Phi$ , a semnalului la ieșirea din filtru:

$$\Phi = \Phi_{TJ}. \quad (8.26^{IV})$$

*Întîrzierea de grup*:

$$\tau = \tau_{TJ}. \quad (8.26^V)$$

Filtrele de acest tip au avantajul că pot fi ușor acordate într-o gamă largă, fără interacțiunea elementelor de rețea.

Frecvența de tăiere,  $\omega_0$ , poate fi reglată în mod convenabil — fără a influența constanta de amortizare,  $Q$  — prin intermediul rezistorilor  $R_1$  și  $R_2$  sau al capacitorilor  $C_1$  și  $C_2$ , ale căror valori vor fi ajustate procentual egal. Constanta de amortizare  $Q = 1/\alpha$  se reglează la valoarea necesară prin modificarea valorii lui  $K$  (relația 8.23).

În practică, la proiectare se dau de obicei valorile parametrilor  $H_0$ ,  $\alpha$  și  $\omega_0$ . Se ia  $C_1 = C_2 = C$  la o valoare convenabilă. Se calculează  $K = H_0 > 2$ . În continuare se determină valorile rezistorilor  $R_2$  și  $R_1$ , conform relațiilor:

$$R_2 = \frac{\alpha}{2\omega_0 C} [1 + \sqrt{1 + 4(H_0 - 2) Q^2}]; \quad (8.27')$$

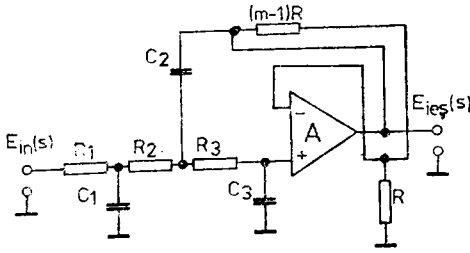
$$R_1 = 1/\omega_0^2 C_2 R_2. \quad (8.27'')$$

În general nu trebuie ca amplificarea în banda de trecere,  $H_0$ , să fie mai mare de 10, deoarece în această situație va exista o dispersie mare a valorilor elementelor care va conduce la o creștere a sensibilității parametrilor circuitului. Avînd în vedere acest lucru, se poate determina  $H_0$  în așa fel, încît sensibilitatea globală a lui  $\alpha$  să fie minimă, presupunînd că derivatele capacitorilor sînt egale. Se alege  $C_1 = C_2 = C$ ;  $R_1 = R_2 = R$ ; în acest caz  $H_0 = 3 - \alpha$  și  $R = 1/\omega_0 C$ .

#### 8.2.1.3. Filtre active trece-jos de ordinul trei, cu un AO

Filtrele trece-jos sau trece-sus de ordinul trei se proiectează dintr-o secțiune cu doi poli, și una RC, cu un pol, separate printr-un AO. Această rezolvare implică folosirea a doi amplificatori operaționali pentru sinteza celor trei poli. Filtrul poate fi construit și cu un singur AO, dar calculele necesare sînt mult mai laborioase.

Fig. 8.7. Filtru trece-jos, cu trei poli



Schema filtrului trece-jos cu trei poli este dată în figura 8.7. Funcția sa de transfer are forma:

$$\frac{E_{ie}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{m}{s^3 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 + s^2 Y + sW + 1}, \quad (8.28)$$

în care

$$Y = R_2 R_3 C_2 C_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + R_1 R_3 C_1 C_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) - R_1 R_2 C_1 C_2 (m - 1) \quad (8.29)$$

și

$$W = R_1 C_1 + R_3 C_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_1}{R_3}\right) - R_2 C_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) (m - 1). \quad (8.30)$$

Ordonînd expresia de mai sus după termenii cu parametrii filtrului se poate scrie:

$$\begin{aligned} \frac{E_{ie}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) &= \frac{H_0 \omega_1 \omega_2^2}{(s + \omega_1) \left(s^2 + s \frac{\omega}{Q} + \omega_2^2\right)} = \\ &= \frac{H_0}{\frac{s^3}{\omega_1 \omega_2^2} + s^2 \left(\frac{1}{Q \omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2^2}\right) + s \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{Q \omega_2}\right) + 1}. \end{aligned} \quad (8.31)$$

Dacă egalăm coeficienții celor două ecuații se obțin patru ecuații neliniare:

$$m = H_0; \quad (8.32)$$

$$R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 = \frac{1}{\omega_1 \omega_2^2}; \quad (8.33)$$

$$\begin{aligned} R_2 R_3 C_2 C_3 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + R_1 R_3 C_1 C_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) - R_1 R_2 C_1 C_2 (m - 1) = \\ = \frac{1}{Q \omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2^2}; \end{aligned} \quad (8.34)$$

$$R_1 C_1 + R_3 C_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_1}{R_3}\right) - R_2 C_2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) (m - 1) = \frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{Q \omega_2}. \quad (8.35)$$

Deoarece în procesul de proiectare al unui asemenea filtru se dau  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  și  $Q$ , și totodată se alege

$$C_1 = C_2 = C_3 = C, \quad (8.36)$$

iar pe de altă parte  $R_1 = R_2$ ,  
ecuațiile de mai sus devin:

$$R_1^2 R_3 = 1/C^3 \omega_1 \omega_2^2; \quad (8.37)$$

$$R_1^2(2 - m) + 3R_1 R_2 = \frac{1}{C^2} \left( \frac{1}{Q \omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2^2} \right); \quad (8.38)$$

$$R_1(5 - 2m) + R_3 = \frac{1}{C} \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{Q \omega_2} \right). \quad (8.39)$$

Aceste ecuații pot fi rezolvate pentru trei necunoscute,  $R_1$ ,  $R_3$  și  $m$ , în funcție de  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $Q$  și  $C$ . La proiectare se procedează astfel:

- se dau  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  și  $Q$ ;
- se alege  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ , la o valoare convenabilă;
- se calculează valorile lui  $R_1 = R_2$ ,  $R_3$  și  $m$ , în următoarea succesiune:

1.  $A_1 = 1/C^3 \omega_1 \omega_2^2$ ;
2.  $A_2 = \frac{1}{C^2} \left( \frac{1}{Q \omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2^2} \right)$ ;
3.  $A_3 = \frac{1}{C} \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{Q \omega_2} \right)$ ;
4.  $P = -A_3$ ;
5.  $Q = 2A_2$ ;
6.  $R = -5A_1$ ;
7.  $B_1 = \frac{1}{3} (3Q - P^2)$ ;
8.  $B_2 = \frac{1}{27} (2P^3 - 9PQ + 27R)$ ;
9.  $G_1 = \sqrt{\frac{B_2^2}{4} + \frac{B_1^3}{27}}$ ;
10.  $H_1 = \sqrt[3]{-\frac{B_2}{2} + G_1}$ ;
11.  $G_2 = \left\| -\frac{B_2}{2} - G_1 \right\|$ ;

12.  $H_2 = -\sqrt[3]{G_2}$  ;
13.  $R_1 = H_1 + H_2 - \frac{P}{3}$  ,
14.  $S = A_1/R_1^3$
15.  $R_3 = SR_1$
16.  $m = 2 + 3S - \frac{A_2}{R_1^2}$  .

## 8.2.2. FUNCȚIA DE TRANSFER PENTRU REȚELE TRECE-SUS

### 8.2.2.1. Rețele trece-sus cu un singur pol

Filtrele trece-sus, FTS, se caracterizează printr-o atenuare mare la frecvențe inferioare frecvenței de tăiere și o caracteristică plată de amplificare la cele superioare aceleia de tăiere. În mod obișnuit, un FTS este folosit pentru blocarea componentei de curent continuu a semnalului, lăsînd să treacă nedistorsionate componentele sale alternative. În astfel de aplicații filtrele active de tipul trece-sus, cu poli complex conjugați sînt cu un ordin de mărime mai bune decît un simplu cuplaj capacitiv.

Filtrele trece-sus își mai găsesc aplicații și în detecția unui semnal de înaltă frecvență cu o amplitudine mică suprapus peste un semnal de joasă frecvență cu o amplitudine mult mai mare. FTS asigură rejecția semnalului de joasă frecvență, lăsînd semnalul de înaltă frecvență să treacă nedistorsionat.

În cazul unei rețele trece-sus cu un singur pol, funcția de transfer, modulul funcției de transfer, faza și timpul de întîrziere de grup sînt date de următoarele expresii:

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s + \omega_0} ; \quad (8.40)$$

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{H_0^2 \omega^2}{\omega^2 + \omega_0^2}} ; \quad (8.41)$$

$$\Phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega}{\omega_0} ; \quad (8.42)$$

$$\tau(\omega) = \frac{\sin^2 \Phi}{\omega_0} . \quad (8.43)$$

Semnificațiile parametrilor din aceste relații sînt:

$H_0$  — amplificarea în banda de trecere ;

$Q$  — constanta de amortizare ;

$\omega_0$  — frecvența de tăiere;  
 $\Phi$  — faza semnalului la ieșire;  
 $\tau$  — întârzierea de grup.

#### 8.2.2.2. Rețea trece-sus cu doi poli complex conjugați

Funcția de transfer a unei rețele trece-sus cu doi poli complex conjugați, modulul, faza și întârzierea sînt:

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s^2 + \frac{1}{Q} \omega_0 s + \omega_0^2}; \quad (8.44)$$

$$G(s) = \sqrt{\frac{H_0^2 \omega^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 \left( \frac{1}{Q^2} - 2 \right) + \omega_0^4}}; \quad (8.45)$$

$$\Phi(\omega) = \pi - \arctg \left[ Q \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}} \right) \right] - \arctg \left[ Q \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}} \right) \right]; \quad (8.46)$$

$$\tau(\omega) = \frac{2Q \sin^2 \Phi}{\omega_0} - \frac{\sin^2 \Phi}{2\omega}. \quad (8.47)$$

#### 8.2.2.3. Filtru trece-sus de ordinul doi, cu reacție multiplă

Există multe tipuri de circuite de filtre trece-sus, însă în activitatea practică s-au impus celele de ordinul doi cu reacție multiplă și cele cu sursă de tensiune.

Schema de principiu a unui asemenea filtru este dată în figura 8.8.

Introducînd valorile admitanțelor în expresia generalizată a funcției de transfer, se ajunge la expresia funcției de transfer pentru filtrul trece-sus:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{-s^2 C_1 / C_4}{s^2 + s \cdot \frac{1}{R_5} \left( \frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}. \quad (8.48)$$

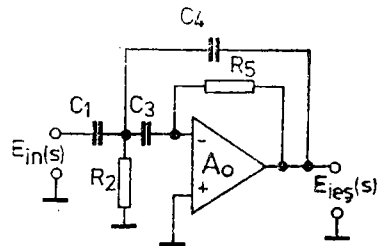


Fig. 8.8. Filtru trece-sus, de ordinul doi, cu reacție multiplă

Parametrii caracteristici ai rețelei sînt:

$$H_0 = C_1/C_4; \quad (8.49)$$

$$\omega_0 = \sqrt{1/R_2 R_5 C_3 C_4} \quad (8.50)$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_2}{R_5}} \left( \frac{C_1}{\sqrt{C_3 C_4}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right); \quad (8.51)$$

$$\Phi = \pi + \Phi_{TS}; \quad (8.52)$$

$$\tau = \tau_{TS}. \quad (8.53)$$

Acordarea filtrelor trece-sus se face în ordine inversă față de FTJ. Pentru acordul filtrului se fixează mai întii valoarea lui  $Q$ , cu  $R_2$  și  $R_3$ , la frecvența  $\omega_0$ , unde apare vîrf. Se stabilește apoi  $\omega_0$  prin reglarea lui  $R_2$  și  $R_3$ , simultan, în aceeași proporție,  $Q$  rămînînd constant. Acordul se poate face și prin intermediul lui  $C_1$ , într-un mod relativ mai simplu.

În practică se procedează astfel:

- se dau  $H_0$ ,  $Q$ ,  $\omega_0$ ;
- se alege  $C = C_1 = C_3$  la o valoare convenabilă;
- se calculează  $R_3 = \frac{Q}{\omega_0 C} (2H_0 + 1)$ ;

$$R_2 = \frac{H_0}{Q \omega_0 C (2H_0 + 1)};$$

$$C_4 = \frac{C_1}{H_0}.$$

Restricțiile impuse factorului de amplificare,  $H_0$ , sînt aceleași ca în cazul filtrului trece-jos.

#### 8.2.2.4. Filtre trece-sus, de ordinul doi, cu sursă de tensiune

În majoritatea aplicațiilor structura de filtru trece-jos realizat cu sursă de tensiune comandată reprezintă soluția cea mai economică și mai ușor de utilizat.

Ca și în celelalte situații, schema și funcția de transfer se deduc din forma generală prin înlocuirea corespunzătoare a admitanțelor cu rezistori și capacitatori (figura 8.9).

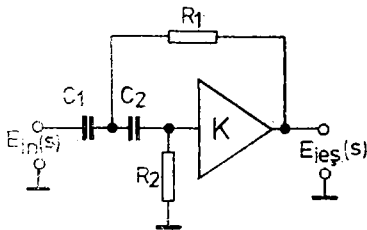


Fig. 8.9. Filtru trece-sus, de ordinul doi, realizat cu sursă de tensiune comandată

Funcția de transfer a rețelei din figura 8.9 este:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1-K}{R_1 C_1} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (8.54)$$

Analizînd funcția de transfer (relația 8.54) se pot determina parametrii caracteristici ai filtrului:

— amplificarea,  $H_0$ , în banda de trecere

$$H_0 = K; \quad (8.55)$$

— frecvența de tăiere,  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = \sqrt{1/R_1 R_2 C_1 C_2};$$

— constanta de amortizare,  $Q$ :

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} - K \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}. \quad (8.56)$$

Și în cazul acestui tip de filtru în practica de proiectare se procedează similar filtrului trece-jos:

— se dau  $H_0$ ,  $Q$ ,  $\omega_0$  ( $\omega_0 = 2\pi f_0$ );

— se stabilește pentru condensatori  $C_1 = C_2 = C$  o valoare standardizată convenabilă;

— pe baza valorilor de proiectare și a celor alese pentru condensatori, proiectarea se continuă cu determinarea valorilor  $R_1$  și  $R_2$  potrivit relațiilor:

$$R_1 = \frac{\frac{1}{Q} + \sqrt{\frac{1}{Q^2} + 8(H_0 - 1)}}{4\omega_0 C}; \quad (8.57)$$

$$R_2 = \frac{4}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 8(H_0 - 1)}}. \quad (8.58)$$

În proiectare este necesar să se stabilească o valoare corespunzătoare pentru factorul de amplificare  $H_0 = K$ , astfel încît valorile rezultate pentru rezistor să fie întotdeauna pozitive. Pe de altă parte, valoarea lui  $H_0$  trebuie să nu fie prea mare, pentru a evita o dispersie mare a valorilor elementelor de circuit, ceea ce ar duce la o creștere inadmisibilă a sensibilității.

#### 8.2.2.5. Filtru activ trece-sus cu trei poli

În paragraful precedent s-a descris un FTS de ordinul doi, avînd un AO ca circuit activ. Mai jos este prezentat modul de realizare a unui filtru trece-sus de ordinul trei care folosește un singur amplificator operațional ca element activ.

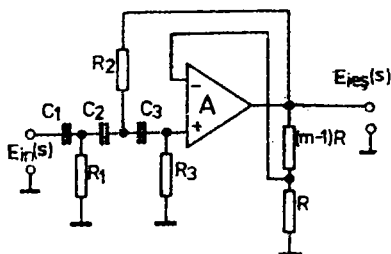


Fig. 8.10. Filtru trece-sus,  
de ordinul trei

Funcția de transfer a acestui filtru are forma:

$$H(s) = \frac{E_{ie}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{ms^3 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}{s^3 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 + s^2 H + sJ + 1}, \quad (8.59)$$

în care:

$$H = R_1 R_2 C_2 C_3 + R_2 R_3 C_2 C_3 + R_1 R_2 C_1 (C_2 + C_3) - (m-1) R_1 R_3 C_3 (C_1 + C_2), \quad (8.60)$$

iar

$$J = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_2 C_3 - (m-1) R_3 C_3. \quad (8.61)$$

Exprimînd aceeași funcție de transfer în raport cu parametrii săi fundamentali, rezultă:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{E_{ie}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{H_0 s^3}{(s + \omega_1) \left( s^2 + s \frac{\omega_2}{Q} + \omega_2^2 \right)} = \\ &= \frac{H_0 s^3 / \omega_1 \omega_2^2}{\frac{s^3}{\omega_1 \omega_2^2} + s^2 \left( \frac{1}{Q \omega_1 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2^2} \right) + s \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{Q \omega_2} \right) + 1}. \end{aligned} \quad (8.62)$$

Din identificarea coeficienților corespunzători celor două expresii (8.59 și 8.62) va rezulta un sistem de patru ecuații nelineare. Dacă valorile componentelor se iau conform relațiilor  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  și  $R_1 = R_2$ , rezultă că  $R_1$ ,  $R_3$  și  $m$  pot fi determinate în raport cu mărimile  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $Q$  și  $C$ .

La proiectare se procedează astfel:

- se dau frecvențele de tăiere  $\omega_1$  și  $\omega_2$ , precum și constanta de amortizare,  $Q$ ;
- se aleg valorile  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  de o valoare standardizată convenabilă, avînd în vedere în general și aspectele legate de gabarit.

Odată stabilite aceste elemente se pot calcula valorile celorlalte elemente  $R_1 (= R_2)$ ,  $R_3$  și  $m$  recurgînd la următoarele relații:

1.  $A_1 = 1/C^3 \omega_1 \omega_2^2$ ;
2.  $A_2 = \frac{1}{C^2} \left( \frac{1}{\omega_1 \omega_2 Q} + \frac{1}{\omega_2^2} \right)$ ;
3.  $A_3 = \frac{1}{C} \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{Q \omega_2} \right)$ ;
4.  $P = -2A_3/5$ ;
5.  $Q = A_2/5$ ;
6.  $R = -A_1/5$ ;
7.  $B_1 = (3Q - P^2)/3$ ;
8.  $B_2 = (2P^3 - 9PQ + 27R)/27$ ;
9.  $G_1 = \sqrt{\frac{B_2^2}{4} + \frac{B_1^3}{27}}$ ;
10.  $H_1 = \sqrt[3]{-\frac{B_2}{2} + G_1}$ ;
11.  $G_2 = \left\| -\frac{B_2}{2} - G_1 \right\|$ ;
12.  $H_2 = \sqrt[3]{-G_2}$ ;
13.  $R_1 = H_1 + H_2 - \frac{P}{3}$ ;
14.  $R_3 = A_1/R_1^2$ ;
15.  $m = \frac{1}{R_3} \cdot (4R_1 + R_3 - A_3)$ .

### 8.2.3. FILTRE ACTIVE DE TIPUL TRECE-BANDĂ

#### 8.2.3.1. Funcția de transfer a unui filtru trece-bandă

Filtrele active de tipul trece-bandă cunosc o largă utilizare la înlăturarea unor zgomote sau a unor interferențe dintr-o bandă adiacentă. Majoritatea aplicațiilor care impun utilizarea unor astfel de filtre necesită și structuri ai căror poli să fie cît mai apropiați de axa  $j\omega$ . Acest lucru înseamnă că trebuie să se obțină factori  $Q$  cu valoare ridicată. La implementare această cerință duce la o serie de dificultăți de proiectare, întrucît la valori mari ale lui  $Q$  stabili-

tatea filtrului devine critică. Cele mai multe filtre trece-bandă sînt simetrice în jurul unei frecvențe centrale,  $\omega_0$ .

Funcția de transfer a unui filtru trece-bandă de ordinul al doilea este:

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0 s \alpha}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (8.63)$$

unde  $H_0$  este amplificarea filtrului la frecvența  $f_0$ ;

$\omega_0 = 2\pi f_0$  este frecvența centrală a unui filtru simetric;

$Q = \frac{1}{\alpha}$  — constanta de amortizare, cu expresia:\*

$$\frac{1}{\alpha} = Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}, \quad \text{iar} \quad (8.64)$$

$f_1$  și  $f_2$  sînt frecvențele la care valoarea răspunsului scade cu 3 dB în raport cu  $H_0$ .

Funcția de transfer mai poate fi scrisă ca:

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}, \quad (8.65)$$

iar modulul său este:

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{H_0^2}{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}. \quad (8.66)$$

Faza semnalului la ieșirea filtrului se exprimă prin relația:

$$\Phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg\left(2 \frac{Q\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1}\right) - \arctg\left(2 \frac{Q\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1}\right). \quad (8.67)$$

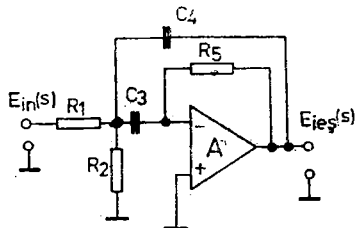
Întîrzierea de grup a semnalului are expresia:

$$\tau(\omega) = \frac{2Q \cos^2 \Phi}{\omega_0} + \frac{\sin 2\Phi}{2\omega}. \quad (8.68)$$

#### 8.2.3.2. Filtre trece-bandă cu reacție multiplă

Una dintre cele mai convenabile forme de filtre trece-bandă realizate cu AO, cu reacție multiplă, apare în figura 8.11, fiind tot un caz particular rezultat din expresia generalizată.

Fig. 8.11. Filtru trece-bandă,  
cu reacție multiplă



Funcția de transfer a acestui circuit este:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{-s \cdot \frac{1}{R_1 C_4}}{s^2 + s \cdot \frac{1}{R_5} \left( \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \left( \frac{1}{R_5 C_3 C_4} \right) \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}. \quad (8.69)$$

Din ecuația 8.69 se pot identifica parametrii caracteristici ai filtrului, și anume:

— amplificarea  $H_0$ , la frecvența  $f_0$ :

$$H_0 = \frac{1}{\frac{R_1}{R_5} \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} \right)}; \quad (8.70)$$

— frecvența centrală,  $\omega_0$ , a filtrului trece-bandă:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_5 C_3 C_4} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}; \quad (8.71)$$

— inversul constantei  $Q$ , de atenuare:

$$\frac{1}{Q} = \alpha = \left( \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right) \sqrt{\frac{1}{R_5 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}}; \quad (8.72)$$

— faza,  $\Phi$ , a semnalului la ieșirea din filtrul trece-bandă are expresia:

$$\Phi = \pi + \Phi_{TB}; \quad (8.73)$$

— întârzierea de grup:

$$\tau = \tau_{TB}. \quad (8.74)$$

Acordarea acestor filtre nu este simplă. În practică se ia  $R_1 \gg R_2$ , astfel că  $R_2$  este folosit pentru reglarea lui  $Q$ . În continuare se trece la acordul frecvenței centrale prin modificarea lui  $R_2$  și  $R_5$ , concomitent și în proporții egale, fără ca efectul asupra lui  $Q$  să fie prea mare.

La proiectarea acestui tip de filtru se consideră cunoscute  $H_0$ ,  $Q$  și  $\omega_0 = 2\pi f_0$ .

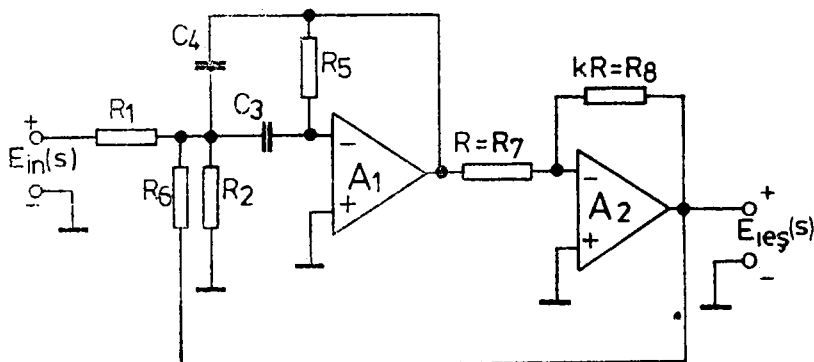


Fig. 8.12. Filtru trece-bandă, cu reacție multiplă și reacție pozitivă globală

Se alege apoi o valoare convenabilă și standardizată pentru

$$C = C_3 = C_4.$$

Se calculează:

$$R_1 = Q/H_0\omega_0 C; \quad (8.75)$$

$$R_2 = Q/(2Q^2 - H_0)\omega_0 C; \quad (8.76)$$

$$R_5 = 2Q/\omega_0 C. \quad (8.77)$$

Aplicarea restricțiilor descrise la FTJ asupra valorii lui  $H_0$  va garanta că ecuațiile de proiectare date vor da rezultate precise.

Un alt circuit cu reacție multiplă care folosește încă un element activ (amplificator operațional) în scopul înlăturării dezavantajelor datorite utilizării unui singur AO și, în special, pentru a obține un circuit trece-bandă cu un  $Q$  cuprins între 10 și 50, este dat în figura 8.12. Circuitele trece-bandă echipate cu un singur AO au o dispersie mare a valorilor elementelor, iar sensibilitatea  $Q$ -ului la variațiile valorilor elementelor este prea mare.

Funcția de transfer a circuitului arătat mai sus este:

$$\frac{E_{ie}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{s \cdot \frac{K}{R_1 C_4}}{s^2 + \frac{s}{R_5 C_4} \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} - K \frac{R_5}{R_6} \right) + \frac{1}{C_3 C_4 R_5} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} \right)} \quad (8.78)$$

După cum se vede, ieșirea filtrului este luată de la ieșirea celui de al doilea AO, astfel că pentru circuitul global nu există inversiune a semnalului.

Parametrii circuitului analizat (amplificarea, frecvența centrală, atenuarea, faza și întârzierea de grup) sînt:

$$H_0 = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{KR_5} \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} - \frac{1}{R_6} \right)}; \quad (8.79)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_5 C_3 C_4} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} \right)}; \quad (8.80)$$

$$\frac{1}{Q} = \alpha = \sqrt{\frac{1}{R_5 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} \right)}} \cdot \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} \cdot \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} - \frac{KR_5}{R_6} \right); \quad (8.81)$$

$$\Phi = \Phi_{TB}; \quad (8.82)$$

$$\tau = \tau_{TB}. \quad (8.83)$$

Datorită faptului că  $R_1$  și  $R_6$  sînt mult mai mari decît  $R_2$ , pentru reglarea frecvenței centrale se folosește chiar  $R_2$ . În acest tip de circuit  $Q$  poate fi reglat cu ajutorul lui  $K$ , fără ca valoarea lui  $\omega_0$  să fie influențată.

Determinarea elementelor de circuit al acestui tip de filtru se face astfel:

- se dau  $Q$  și  $\omega_0$ ;  $H_0$  trebuie să fie un parametru liber;
- se ia  $C = C_3 = C_4$  și  $R = R_1 = R_5$ ;
- se alege  $K$  astfel încît dispersia valorilor elementelor să fie relativ mică sau să se obțină optimizarea sensibilității;
- acest  $K$  are de regulă valoarea cuprinsă între 1 și 10;
- se calculează:

$$R = \sqrt{Q}/\omega_0 \cdot C; \quad (8.84)$$

$$R_6 = R \cdot \frac{K\sqrt{Q}}{2\sqrt{Q} - 1}; \quad (8.85)$$

$$G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R} \left( Q - 1 - \frac{2}{K} + \frac{1}{K\sqrt{Q}} \right). \quad (8.86)$$

Un mare avantaj al acestei configurații este impedanța de ieșire foarte scăzută, ceea ce permite conectarea mai multor celule în cascadă, fără a se înregistra o interacțiune notabilă. Dezavantajul circuitului cu un singur AO constă în faptul că nu pot fi obținute  $Q$ -uri mari fără o dispersie mare a valorilor și, de aici, faptul că sensibilitatea constantei  $Q$  este mare. Cel de al doilea circuit înlătură aceste deficiențe, astfel că se pot obține sensibilități rezonabile ale lui  $Q$  chiar și la valori mari ale acestuia (circa 50).

### 8.2.3.3. Filtre trece-bandă cu sursă de tensiune

Dintre expresia generalizată a caracteristicii de transfer (relația 8.63) se poate obține expresia caracteristicii de transfer pentru filtre trece-bandă realizate cu sursă de tensiune, ca în figura 8.13:

$$\frac{E_{ie}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{Ks/R_1C_2}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_3C_2} + \frac{1}{R_1C_2} + \frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_1} + \frac{1-K}{R_2C_2} \right) + \frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1C_2}} \quad (8.87)$$

De aici rezultă parametrii caracteristici ai filtrului:

— amplificarea  $H_0$  în interiorul benzii de trecere a filtrului, exprimată prin relația:

$$H_0 = \frac{K}{1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{C_3}{C_1} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + (1-K) \frac{R_1}{R_2}}; \quad (8.88)$$

— frecvența centrală  $\omega_0$ , dată de:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C_1C_2}}; \quad (8.89)$$

— inversul constantei de amortizare,  $Q$ , cu expresia:

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_3}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}} \left[ \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1-K}{R_2} \right) + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]. \quad (8.90)$$

Relațiile de proiectare pentru determinarea elementelor de circuit se obțin prin rezolvarea ecuațiilor ce conțin parametrii de rețea, însă expresiile rezultate sînt foarte complicate și astfel în majoritatea aplicațiilor se preferă utilizarea unor formule de calcul simplificat.

Metodologia simplificată de determinare a valorilor elementelor are următoarele etape:

- se consideră că sînt date inițial valorile lui  $Q$  și  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ;
- amplificarea  $H_0$  în interiorul benzii de trecere este un parametru a cărui valoare poate fi aleasă liber;
- se ia  $C_1 = C_2 = C$  la o valoare convenabilă;
- pe baza acestor elemente se calculează apoi:

$$K = 5 - \frac{\sqrt{2}}{Q} \quad (8.91)$$

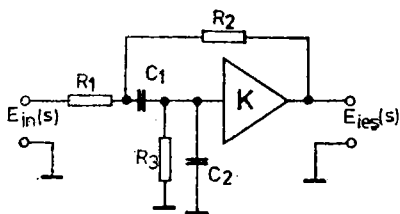


Fig. 8.13. Filtru trece-bandă, cu sursă de tensiune

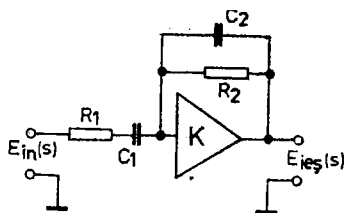


Fig. 8.14. Filtru trece-bandă, cu sursă de tensiune

și

$$R = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 C} = R_1 = R_2 = R_3. \quad (8.92)$$

Se ia apoi

$$H_0 = \frac{5}{\sqrt{2}} \cdot Q - 1. \quad (8.93)$$

Obținerea unor circuite caracterizate de valori ridicate ale lui  $Q$  va duce la o dispersie mare a valorilor elementelor de circuit, ceea ce implică și sensibilități mari. În privința dispersiei valorilor elementelor și a mărimii sensibilității cele mai bune rezultate se obțin pentru  $Q$  mai mic decât zece.

Un alt mod de realizare a unui circuit trece-bandă este prezentat în figura 8.14.

Funcția de transfer a acestui filtru este:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{s \frac{K}{1-K} \cdot \frac{1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left[ \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2 (1-K)} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (8.94)$$

Se determină după aceasta amplificarea  $H_0$  cu formula:

$$H_0 = \frac{K}{(1-K) \left( \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right) + 1}. \quad (8.95)$$

Frecvența centrală a filtrului are relația:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (8.96)$$

Inversul amortizării este dat de:

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \frac{1}{1-K} \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}}. \quad (8.97)$$

Faza semnalului la ieșirea din filtru apare ca:

$$\Phi = \pi + \Phi_{TB}. \quad (8.98)$$

Întârzierea de grup este:

$$\tau = \tau_{TB}. \quad (8.99)$$

Frecvența centrală a filtrului se ajustează variind valorile lui  $R_1$  și  $R_2$ . Dacă ele se schimbă concomitent, raportul lor rămâne constant, iar  $Q$  nu se va modifica. Constanta de amortizare,  $Q$ , se va regla cu ajutorul lui  $K$ , valoarea căruia va trebui — din motive de stabilitate — să nu scadă sub o anumită limită.

Calculul elementelor de circuit pentru acest tip de filtru se face astfel:

- se dau inițial  $Q$  și  $\omega_0$ ;  $H_0$  este un parametru liber;
- se ia  $C_1 = C_2 = C$  la o valoare convenabilă;
- se calculează:

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{\omega_0 C}; \quad (8.100)$$

$$K = \frac{3Q - 1}{2Q - 1} \quad (8.101)$$

și apoi:  $|H_0| = 3Q - 1$ . Valoarea lui  $Q$  va fi limitată la un nivel în jurul lui 10.

Filtrele trece-bandă cu surse de tensiune controlate au următoarele particularități:

- $Q$ -ul circuitului poate fi reglat independent de  $\omega_0$  prin intermediul lui  $K$ ;
- $Q$  depinde de  $H_0$ ;
- caracteristicile rețelelor realizate cu surse de tensiune sînt sensitive în raport cu  $K$ ;
- $Q$  devine foarte sensibil în raport cu valorile mari ale componentelor utilizate.

#### 8.2.4. FILTRE ACTIVE OPREȘTE-BANDĂ

Multe sisteme de semnalizare tonală presupun eliminarea sau rejecția unei singure frecvențe sau a unei benzi înguste de frecvențe. Pentru realizarea acestei operații au fost folosite atât rețele pasive, cît și rețele active. Toate circuitele utilizate în trecut necesitau componente de precizie foarte mare pentru a obține o funcție de transfer cu caracteristici de rejecție bune. Din păcate, îmbătrînirea pieselor și variația neuniformă a valorilor cu temperatura duc

la degradarea performanțelor de rejecție ale rețelei. Îmbătrânirea poate, de exemplu, să reducă raportul de rejecție de la 60 dB la 50 dB. Circuitele active au permis eliminarea acestor neajunsuri, iar  $Q$  este funcție îndeosebi de amplificarea AO și mult mai puțin sensibil la gradul de echilibrare a componentelor pasive ale rețelei. Valoarea rejecției în noua rețea cu amplificator operațional este constantă atît timp cît valoarea amplificării se menține mare. Sensitivitățile componentelor pasive rămîn în jur de 0,5 sau chiar mai mici.

Una dintre rețelele pasive cel mai des folosite ca filtre de rejecție de bandă îngustă este rețeaua în dublu-T, deja analizată. Pentru această rețea condiția de echilibru cere ca raportul dintre valorile capacitorilor serie și paralel să fie egal cu cel al valorilor rezistorilor serie și paralel.

Combinarea unei rețele în dublu-T cu un amplificator operațional montat ca repetor elimină dificultățile adaptării impedanțelor cu alte etaje. O condiție pentru echilibru este ca raportul dintre capacitățile serie și paralel să fie proporțional cu raportul rezistențelor serie și paralel. Echilibrul, care este independent de frecvență, face ca rejecția să depindă doar de precizia pieselor și de gradul lor de adaptare. Prin combinarea unei asemenea rețele cu un AO montat ca repetor se elimină multe dintre dezavantajele utilizării unei rețele simple.

Filtrul din figura 8.15 permite obținerea unui  $Q$  mare pe frecvența rețelei. Datorită amplificatorului operațional impedanța de ieșire este mică, permițînd folosirea de rezistori cu valori mari și, deci, a capacitorilor de valori mici, chiar la frecvențe scăzute. Conexiunea dintre  $R_3$  și  $C_3$ , care în mod normal este legată la masă, va fi butstrapată la ieșirea repetorului. Întrucît impedanța de ieșire a AO este mică, butstraparea nu are influență nici asupra valorii rejecției și nici asupra frecvenței, dar  $Q$  va crește proporțional cu mărimea semnalului de reacție. În figura 8.16 sînt reprezentate grafic caracteristicile de transfer pentru o rețea pasivă în dublu-T, fără AO, și respectiv ale aceleiași rețele, conectate însă la un amplificator operațional.

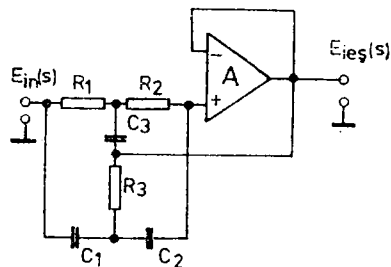


Fig. 8.15. Filtru oprește-bandă cu rețea în dublu-T

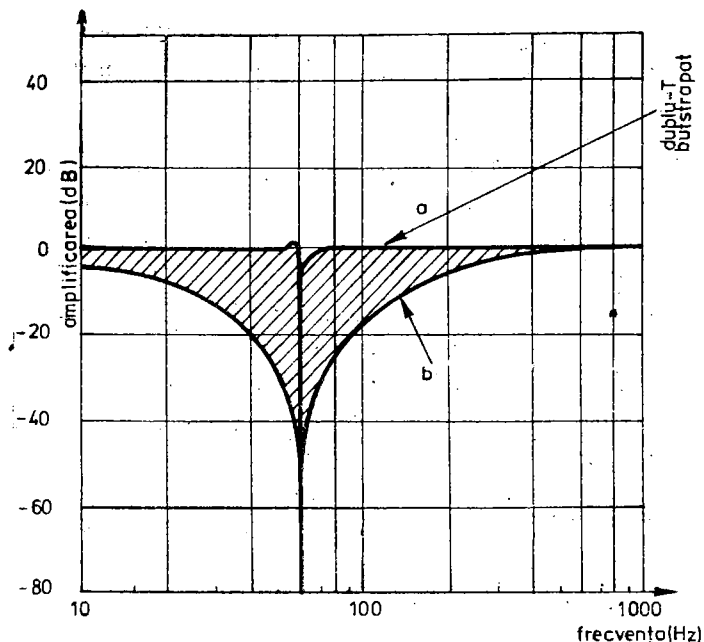


Fig. 8.16. Răspunsul filtrului în dublu-T:  
a. circuit pasiv; b. circuit pasiv plus AO.

Dacă în filtrul oprește-bandă din figura 8.15 se aleg valorile elementelor de circuit astfel încât să fie satisfăcute egalitățile:

$$C_1 = C_2 = C_{3/2}$$

$$R_1 = R_2 = 2R_3,$$

atunci frecvența  $\omega_0$ , de rejecție, este dată de:

$$\omega_0 = 1/R_1C_1.$$

În aplicațiile în care semnalul rejectat poate avea o ușoară deviație de la nulul rețelei este mai avantajoasă o rețea cu un  $Q$  mai mic, deoarece se asigură rejecția pe o gamă mai largă de frecvențe. Fig. 8.17 prezintă un circuit la care  $Q$ -ul poate fi variat de la 0,3 la 50. O anumită fracțiune din semnalul de ieșire este adusă înapoi în punctul de conexiune dintre  $R_3$  și  $C_3$  printr-un al doilea AO, iar  $Q$ -ul va fi funcție de mărimea reacției.

Alte rețele active cu proprietăți de rejecție se bazează pe scăderea a două semnale pentru a realiza rejecția. Ca exemplu, în figura 8.18 este arătat un filtru trece-bandă cu reacție multiplă, conectat la un amplificator de sumare.

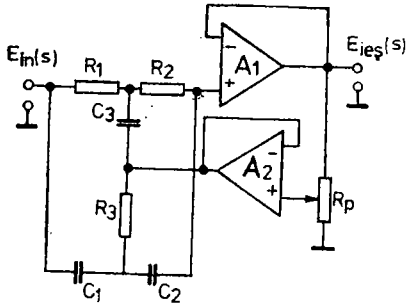


Fig. 8.17. Filtru oprește-bandă, cu  $Q$  variabil

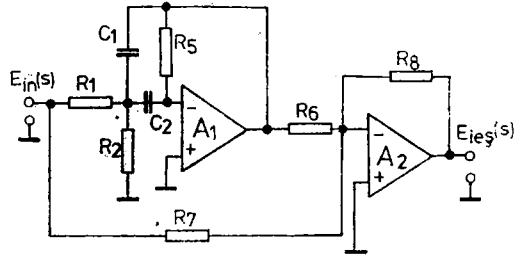


Fig. 8.18. Filtru oprește-bandă, bazat pe scăderea a două semnale

Funcția de transfer a acestui circuit are forma:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{R_8}{R_7} \left[ \frac{s^2 + s \left( \frac{1}{R_5 C_3} + \frac{1}{C_4 R_5} - \frac{R_7}{C_4 R_1 R_6} \right) + \omega_0^2}{s^2 + s \omega_0 \alpha + \omega_0^2} \right], \quad (8.102)$$

unde:  $\omega_0$  este frecvența de rejecție iar  $\frac{1}{\alpha} = Q$  — constanta de amortizare care determină lățimea rejecției.

Pentru ca acest circuit să aibă o rejecție bună va trebui ca termenul din mijloc, de la numărător, să fie zero. Aceasta înseamnă că:

$$\frac{R_5}{R_1} = \frac{R_6}{R_7} \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} \right). \quad (8.103)$$

Expresia arată că mărimea rejecției depinde de trei rapoarte de componente pasive, care trebuie să fie menținute riguros constante, pe o gamă mare de temperatură.

O altă metodă de obținere a unui filtru oprește-bandă cu ajutorul amplificatorului operațional cu  $A_0$  mare constă în generarea de zerouri în funcția de transfer.

Forma generală a funcției de transfer a unui filtru activ de ordinul doi este:

$$\frac{E_{ies}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{s^2 + s \cdot \frac{\omega_z}{Q_z} + \omega_z^2}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}, \quad (8.104)$$

unde:  $\omega_z$  și  $\omega_p$  sînt frecvențele specifice funcției de la numărător, în radiani, iar  $Q_z$  și  $Q_p$  — constante de amortizare corespunzătoare.

Pentru ca factorul  $Q_z$  să fie infinit, coeficientul lui  $s$  din expresia de la numărător va trebui să fie zero; acest fapt sugerează că un circuit cu un

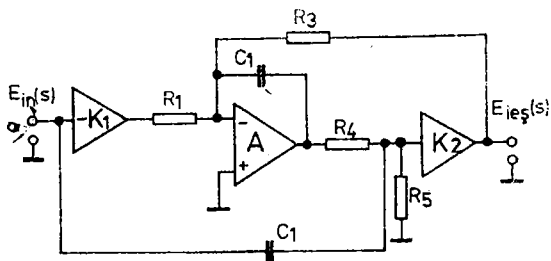


Fig. 8.19. Generarea de zerouri cu ajutorul amplificatorilor operaționali

factor de amplificare mare la numitorul expresiei coeficientului lui  $s$  va conduce la valori mari ale lui  $Q_z$ . Un astfel de circuit este arătat în figura 8.19.

Coeficientul lui  $s$  de la numărătorul acestei funcții de transfer este:

$$\frac{\omega_z}{Q_z} = \frac{\frac{1}{R_1} + R_3}{C_1(1 + A)}, \quad (8.105)$$

iar

$$\omega_z^2 = AK_1/R_1R_4C_1C_2(1 + A). \quad (8.106)$$

Valoarea lui  $Q_z$  este dată prin urmare de:

$$Q_z = \sqrt{\frac{K_1C_1A(A + 1)}{R_1R_4C_2}} \cdot \frac{R_1R_3}{R_1 + R_3}. \quad (8.107)$$

Dacă amplificarea  $A$  a amplificatorului operațional este mare (de ordinul  $10^4$ ),  $Q_z$  va fi mai mare de 200. Pentru asemenea valori mari ale lui  $A$  funcția de transfer a circuitului este:

$$\frac{E_{ie5}(s)}{E_{in}(s)} = K_2 \frac{s^2 + K_1/R_1R_4C_1C_2}{s^2 + s \cdot \frac{R_4 + R_5}{C_2R_4R_5} + K_2 \cdot \frac{1}{R_3R_4C_1C_2}}. \quad (8.108)$$

Deoarece în expresia funcției de transfer nu apare termenul în  $s$  la numărător, se constată o rejecție a semnalului la frecvența:

$$\omega_z^2 = \frac{K_1}{R_1R_4C_1C_2}. \quad (8.109)$$

Se vede imediat — lucru de o importanță deosebită — că frecvența de rejecție poate fi ușor variată modificînd valoarea uneia dintre componentele pasive ( $R_1$ ,  $R_4$ ), fără ca mărimea rejecției să fie afectată. Pe de altă parte, filtrul din această schemă poate combina caracteristicile unui filtru trece-sus sau trece-jos cu cele ale unui filtru prește-bandă.

Din funcția de transfer a circuitului pot fi calculați și toți ceilalți parametri caracteristici:

$$\omega_p^2 = K_2 / R_3 R_4 C_1 C_2; \quad (8.110)$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{K_2 C_2}{R_3 R_4 C_1}} \cdot \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}; \quad (8.111)$$

$$\left(\frac{\omega_z}{\omega_p}\right)^2 = \frac{K_1 R_3}{K_2 R_1}. \quad (8.112)$$

Amplificarea la frecvența *zero* este:

$$\frac{E_{ieq}}{E_{in}} = K_1 \frac{R_3}{R_1}, \quad (8.113)$$

iar la frecvența *infinit*:

$$\frac{E_{ieq}}{E_{in}} = K_2. \quad (8.114)$$

Se poate observa că  $\frac{R_3}{R_1}$ ,  $K_1$  și  $K_2$  pot fi folosite pentru stabilirea amplificării peste și sub  $\omega_z$ . Tot ecuațiile 8.112 ... 8.114 ne dau indicații privind modul în care trebuie alese valorile componentelor astfel ca circuitul să funcționeze ca filtru trece-sus, trece-jos sau oprește-bandă.

În cazul când  $K_1 = K_2 = 1$  și dacă

- $R_3$  este mult mai mare decât  $R_1$ , se obține un filtru trece-jos;
- $R_3$  este egal cu  $R_1$ , apare configurația de filtru oprește-bandă;
- $R_3$  este mult mai mic decât  $R_1$ , este vorba de un filtru trece-sus.

Figura 8.20 ilustrează rezultatul substituirii reciproce a lui  $R_1$  cu  $R_3$  la convertirea secțiunii de filtru de la funcția trece-jos la trece-sus.

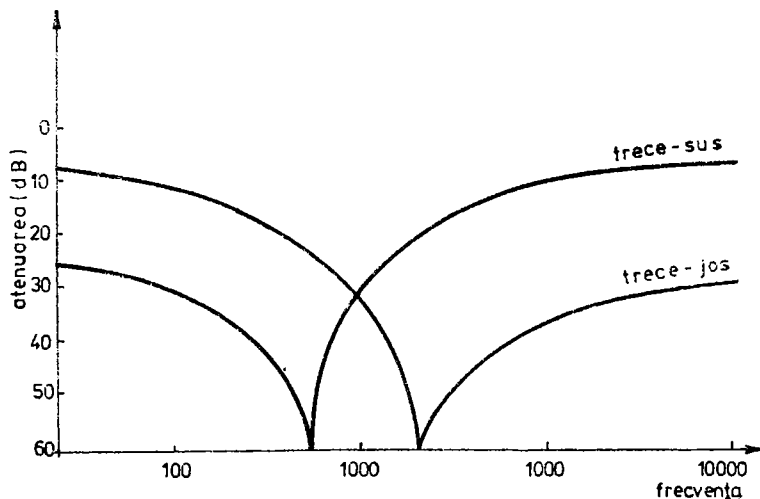


Fig. 8.20. Convertirea unui filtru trece-jos într-un filtru trece-sus

Rezistorul  $R_5$  este folosit pentru reglarea valorii lui  $Q$ , fără a afecta frecvența zerourilor sau a polilor. Circuitul poate funcționa și fără  $R_5$ . În cazul acesta  $Q_p$  are forma:

$$Q_p \Big|_{R_5 = \infty} = \sqrt{\frac{K_2 R_4 C_2}{R_3 C_1}}. \quad (8.115)$$

La aplicațiile unde este necesară o valoare reglabilă mărimea lui  $R_5$  se calculează, pentru o anumită valoare dată lui  $Q_p$ , cu ajutorul relației:

$$R_5 = \frac{1}{\frac{1}{Q_p} \cdot \sqrt{\frac{K_2 C_2}{R_3 R_4 C_1}} - \frac{1}{R_4}}. \quad (8.116)$$

Cînd  $R_5$  este inclus în circuit, valoarea sa trebuie să fie de același ordin de mărime cu cea a lui  $R_4$ . În caz contrar, ieșirea AO intră în saturație la frecvența de rejecție. În practică, se ia  $R_4$  egal cu  $R_5$ . O alegere de acest fel duce de asemenea la valori scăzute ale sensibilității lui  $Q_p$  în raport cu  $R_4$ . Totodată, sursa care comandă filtrul trebuie să aibă o rezistență internă foarte mică, deoarece altfel ea va afecta amplificarea globală,  $\omega_p$  și  $Q_p$ , fără a influența însă frecvența de rejecție.

Ecuatiile de proiectare pentru asemenea filtre pot fi simplificate luînd  $R_1 = R_3$  și, prin urmare,  $\omega_z = \omega_p = \omega_0$ , unde:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 R_4 C_1 C_2}.$$

În tabelul 8.2 sînt date relațiile de proiectare pentru două tipuri de filtre de rejecție.

TABELUL 8.2.

*Ecuatiile de proiectare pentru filtre oprește-bandă ( $K_1 = K_2 = 1$ )*

$R_4 = R_5$	pentru $R_5 = \infty$
$R_1 = R_3 = \frac{1}{2 \omega_0 Q_p C_1}$	$R_1 = R_3 = \frac{1}{\omega_0 Q_p C_1}$
$R_4 = R_5 = \frac{2 Q_p}{\omega_0 C_2}$	$R_4 = \frac{Q_p}{\omega_0 C_2}$
$\frac{C_2}{C_1} = 4 Q_p^2 \frac{R_1}{R_4}$	$\frac{C_2}{C_1} = Q_p^2 \frac{R_1}{R_4}$

Din compararea ecuațiilor de proiectare rezultă că dispersia valorilor componentelor este redusă de patru ori dacă se ia  $R_5 = \infty$ .

### 8.3. CARACTERISTICI BUTTERWORTH, BESSEL ȘI CEBIȘEV

Cele mai cunoscute metode de aproximare utilizate pentru proiectarea filtrelor sînt cele propuse de Butterworth, Bessel și Cebîșev.

#### 8.3.1. CARACTERISTICI BUTTERWORTH PENTRU FILTRE TRECE-JOS

Filtrele Butterworth sînt semnalate în literatură și sub denumirea de filtre cu caracteristică de amplitudine maxim plată, deoarece, spre deosebire de toate celelalte filtre, nu prezintă neuniformități în banda de trecere.

În ceea ce privește caracteristica de fază se poate afirma că au o comportare relativ bună. Panta caracteristicii de atenuare în afara benzii de trecere este determinată de numărul de poli, astfel că pentru un filtru trece-jos cu  $N$  poli panta atenuării va fi de  $20 N$  dB/decadă (respectiv  $6 N$  dB/octavă).

Aplicînd la intrarea filtrului o funcție-trecaptă, la ieșire se vor ivi supracreșteri proporționale cu numărul de poli. Polii filtrelor de tip Butterworth sînt situați pe cercul unitate în planul complex  $s$ . Frecvențele centrale și  $Q$ -urile, exprimate sub formă pătratică de ordinul 1 și ordinul 2, pînă la  $N = 8$ , sînt date în tabelul 8.3. Parametrii sînt normalizați pentru căderea de  $-3$  dB la  $\omega = 1$  rad/s.

TABELUL 8.3.

$N$	$\omega_1$	$Q_1$	$\omega_2$	$Q_2$	$\omega_3$	$Q_3$	$\omega_4$	$Q_4$
2	1,00000	0,707107						
3	1,00000	1,00000	pol real					
4	1,00000	1,30656	1,00000	0,541196				
5	1,00000	1,61803	1,00000	0,618034	1,00000	pol real		
6	1,00000	1,93185	1,00000	0,707107	1,00000	0,517638		
7	1,00000	2,24698	1,00000	0,801938	1,00000	0,55495	1,00000	pol real
8	1,00000	2,56291	1,00000	0,89997	1,00000	0,601345	1,00000	0,509790

Modulul funcției pentru filtrele de tip Butterworth are forma:

$$\left| \frac{E_{ie\varphi}(s)}{E_{in}(s)} \right| = \frac{H_0}{\sqrt{1 + \omega^{2N}}}, \quad (8.117)$$

unde  $H_0$  este amplificarea în interiorul benzii de trecere.

Pentru  $\omega = 1$  modulul funcției de transfer  $\left| \frac{E_{ie\varphi}(s)}{E_{in}(s)} \right|$  are valoarea  $H_0/\sqrt{2}$ ,

ceea ce reprezintă o cădere de  $-3$  dB.

Funcțiile de transfer pentru filtrele Butterworth se obțin căutînd rădăcinile cu parte reală negativă din expresia:

$$1 + (-1)^n s^{2n} \quad (8.118)$$

și factorizându-le în conformitate cu relația:

$$H(s) = \frac{H_0}{N(s)} = (s - s_1)(s - s_2)(s - s_3) \dots (s - s_n). \quad (8.119)$$

Pentru exemplificare se va căuta o funcție de transfer pentru un filtru Butterworth de ordinul 5, a cărei funcție caracteristică este:

$$K_5(\omega^2) = \omega^{10}. \quad (8.120)$$

Expresia lui  $N(s)$  se scrie ca:

$$N(s) \cdot N(-s) = 1 - s^{10}. \quad (8.121)$$

Cele 10 rădăcini ale lui  $N(s)$  se situează pe cercul unitate și sînt simetrice în raport cu axele. Valorile lor sînt:

$$\pm 1; \pm \cos \frac{2\pi}{5} \pm j \sin \frac{2\pi}{5}; \pm \cos \frac{4\pi}{5} \pm j \sin \frac{4\pi}{5}. \quad (8.122)$$

Rădăcinile cu parte reală negativă vor fi:

$$\begin{aligned} s_1 &= 1; s_2 = \cos \frac{2\pi}{5} + j \sin \frac{2\pi}{5}; s_3 = \cos \frac{2\pi}{5} - j \sin \frac{2\pi}{5}; \\ s_4 &= \cos \frac{4\pi}{5} + j \sin \frac{4\pi}{5}; s_5 = \cos \frac{4\pi}{5} - j \sin \frac{4\pi}{5}. \end{aligned} \quad (8.123)$$

Factorizînd aceste rădăcini în conformitate cu relația de mai sus și grupînd termenii complex conjugați, rezultă:

$$N(s) = (s + 1) \left( s^2 + 2 \cos \frac{2\pi}{5} s + 1 \right) \left( s^2 + 2 \cos \frac{4\pi}{5} s + 1 \right). \quad (8.124)$$

Această expresie reprezintă inversul funcției de transfer a unui filtru Butterworth de ordinul 5, cu aproximație de o constantă.

Filtrele Butterworth sînt foarte ușor de calculat și prezintă avantajul că au o caracteristică de transfer puțin sensibilă la variațiile componentelor. Aceste filtre se folosesc cînd nu este necesară o precizie ridicată.

### 8.3.2. CARACTERISTICI BESSEL PENTRU FILTRE TRECE-JOS

Filtrele Bessel, cunoscute și sub denumirea de filtre Thomson, sînt filtre polinomiale al căror criteriu de optimizare este regularitatea timpilor de propagare de grup în interiorul benzii de trecere, motiv pentru care se mai numesc și filtre cu fază lineară.

Acest tip de filtre permite trecerea impulsurilor dreptunghiulare cu minimum de distorsiuni și un timp de întîrziere proporțional cu variația de fază produsă. Timpul de întîrziere prin filtru este aproape constant cu frec-

vența și este egal cu panta caracteristicii de fază a filtrului. Supracreșterea datorită aplicării unei funcții treaptă la intrarea filtrului este egală cu zero. Din cauza proprietăților pe care le prezintă, aceste filtre sînt folosite ca FTJ pentru filtrarea impulsurilor în convertorii tensiune-frecvență etc.

Deoarece parametrul care prezintă un interes deosebit este variația de fază, frecvența de tăiere,  $f_c$ , va fi exprimată și ea în funcție de acest parametru. Frecvența la care variația de fază este egală cu jumătate din variația maximă se numește frecvență de tăiere și se notează cu  $f_c$ . Variația maximă a fazei depinde direct de numărul de poli ai filtrului. Pentru un filtru Bessel cu  $N$  poli, variația de fază,  $\vartheta(f)$ , este:

$$\vartheta(f_c) = \frac{\vartheta(f_{max})}{2} = \frac{N \frac{\pi}{2}}{2} \text{ (rad)} = \frac{N\pi}{4} \text{ (rad)}. \quad (8.125)$$

Pentru un filtru Bessel de ordinul 5 variația de fază la frecvența de tăiere  $f_c$  va fi de  $5\pi/4$  radiani. Pentru obținerea unei întârzieri precise, frecvența de tăiere se ia de obicei de două ori mai mare decît frecvența maximă a semnalului.

În tabelul 8.4 sînt dați parametrii filtrelor Bessel pînă la ordinul  $N = 8$ .

TABELUL 8.4.

$N$	$\omega_1$	$Q_1$	$\omega_2$	$Q_2$	$\omega_3$	$Q_3$	$\omega_4$	$Q_4$
2	1,00000	0,577350						
3	1,07869	0,691047	0,985560	pol real				
4	1,07890	0,805538	0,962319	0,521935				
5	1,08504	0,916478	0,962003	0,563536	0,928640	pol real		
6	1,09270	1,02331	0,969010	0,611195	0,920141	0,510318		
7	1,10034	1,12626	0,978443	0,660821	0,921478	0,532356	pol real	
8	1,10046	1,22567	0,982040	0,710853	0,921150	0,559609	0,894187	0,505991

Trebuie menționat că în procesul de transpunere în frecvență al unui filtru trece-jos de tip Bessel pentru a obține un filtru trece-sus caracteristicile de atenuare funcție de frecvență se vor menține, dar nu și timpii de propagare de grup. Din acest motiv transpunerea unui filtru trece-jos Bessel nu prezintă nici un interes. Dacă trebuie să se sintetizeze un filtru trece-bandă cu timp de întârziere foarte uniform se va realiza o sinteză directă.

### 8.3.3. CARACTERISTICI CEBIȘEV PENTRU FILTRE TRECE-JOS

Pentru aceste filtre este tipic faptul că permit o atenuare maximă în afara benzii de trecere, sacrificînd însă uniformitatea din interiorul benzii de trecere. Obținerea unei pante cît mai abrupte a filtrului atrage după sine o mărire corespunzătoare a neuniformităților din interiorul benzii de trecere. Filtrele Cebîșev sînt foarte bune în majoritatea aplicațiilor de audiofrecvență și, în

general, în acele aplicații unde se pretinde o pantă foarte abruptă a atenuării și care admit un anumit grad de neuniformitate pentru aplicațiile ce necesită răspunsuri tranzitorii bune (fără supracreșteri). Frecvența  $f_c$  este frecvența la care caracteristica de atenuare începe să scadă în raport cu valoarea maximă a uniformității.

Neuniformitatea atenuării din interiorul benzii de trecere este distribuită periodic, iar în afara benzii atenuarea crește în mod continuu. Funcțiile caracteristice ale acestor filtre se sintetizează plecînd de la polinoamele Cebîșev.

Panta atenuării depinde de ordinul  $N$  al filtrului și depășește valoarea de 20  $N$  dB per decadă.

În tabelele 8.5 și 8.6 sînt dați parametrii unor filtre Cebîșev pînă la ordinul 8, cu o neuniformitate în banda de trecere de 0,5 dB și, respectiv, de 2 dB.

TABELUL 8.5.

$N$	$\omega_1$	$Q_1$	$\omega_2$	$Q_2$	$\omega_3$	$Q_3$	$\omega_4$	$Q_4$
2	1,23134	0,863721						
3	1,06885	1,70619	0,626456	pol real				
4	1,03127	2,94055	0,597002	0,705110				
5	1,01774	4,54496	0,690483	1,17781	0,362320	pol real		
6	1,01145	6,51283	0,768121	1,81038	0,396229	0,683639		
7	1,00802	8,84181	0,822729	2,57555	0,503863	1,09155	0,256170	pol real
8	1,00595	11,5308	0,861007	3,46568	0,598874	1,61068	0,296736	0,67575

TABELUL 8.6.

$N$	$\omega_1$	$Q_1$	$\omega_2$	$Q_2$	$\omega_3$	$Q_3$	$\omega_4$	$Q_4$
2	0,907227	1,12865						
3	0,941326	2,55164	0,368911	pol real				
4	0,963678	4,59388	0,470711	0,929449				
5	0,975790	7,23228	0,627017	1,77509	0,218308	pol real		
6	0,982828	10,4616	0,730027	2,84426	0,316111	0,901595		
7	0,987226	14,2802	0,797114	4,11507	0,460853	1,64642	0,15534	pol real
8	0,990141	18,6873	0,842486	5,58354	0,571925	2,532267	0,237699	0,892354

#### 8.3.4. ESTIMAREA COMPLEXITĂȚII UNUI FILTRU

Nomogramele pentru filtre Butterworth și Cebîșev sînt date în figurile 8.21 și 8.22. Aceste nomograme au fost elaborate de către Kawakami și sînt de un real folos proiectanților de filtre pentru estimarea numărului de secțiuni necesare aproximării cît mai corecte a caracteristicilor de transfer. În procesul de estimare a complexității unui filtru se pornește de la neuniformitatea maxim

Fig. 8.21. Nomogramele de atenuare ca funcție de frecvență pentru diferiți  $N$  (Butterworth)

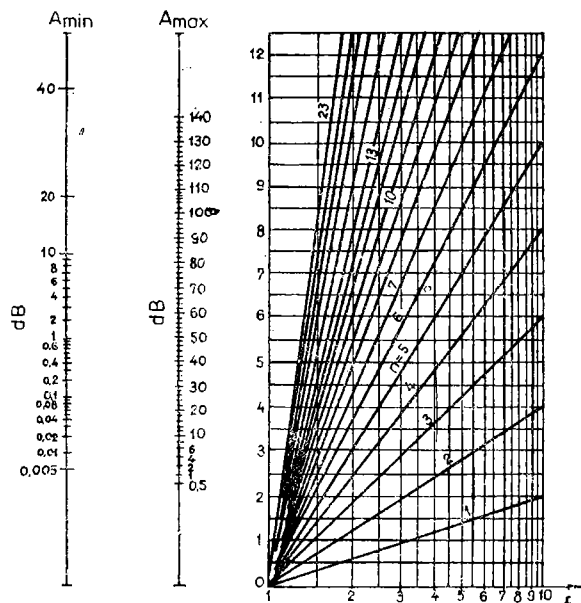
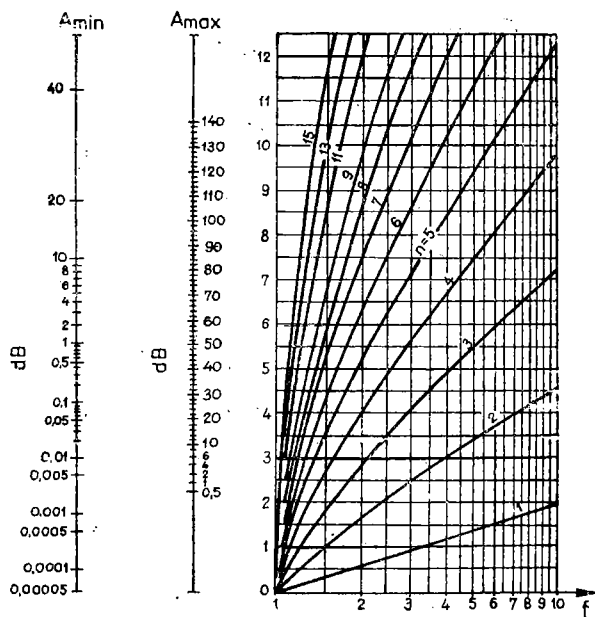


Fig. 8.22. Nomogramele de atenuare ca funcție de frecvență pentru diferiți  $N$  (Cebîșev)



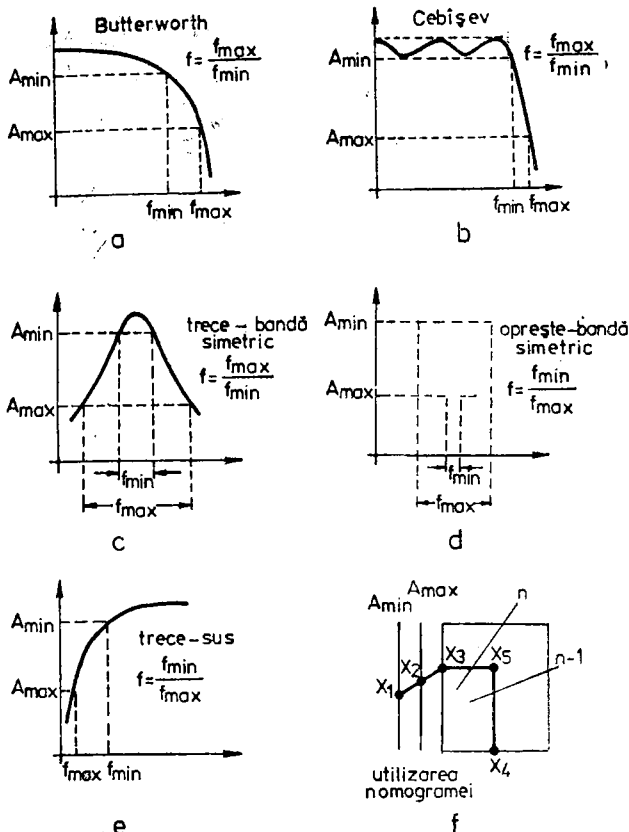


Fig. 8.23. Reprezentarea parametrilor filtrelor și un exemplu de utilizare a nomogramei

admisibilă în interiorul benzii de trecere,  $A_{min}$ , și atenuarea maximă în afara benzii de trecere,  $A_{max}$ .

Se calculează raportul  $f$ , dintre lărgimea de bandă  $f_{min}$  corespunzătoare lui  $A_{min}$ , și lățimea de bandă  $f_{max}$  corespunzătoare lui  $A_{max}$ , așa cum rezultă din figurile 8.23.

Odată impuse neuniformitatea maximă admisă în banda de trecere  $A_{min}$  și atenuarea necesară  $A_{max}$  în afara benzii de trecere se poate trece la utilizarea nomogramelor. Pentru aceasta se unesc cu o dreaptă punctele  $X_1$  și  $X_2$  (fig. 8.23 f) ce definesc  $A_{min}$  și  $A_{max}$ , dreaptă care apoi se prelungește până intersectează ordonata nomogramei în punctul  $X_3$ . După aceasta se ridică o perpendiculară în punctul  $X_4$  și se duce o paralelă la abscisă prin punctul  $X_3$ , iar punctul de intersecție este notat cu  $X_5$ . Prima curbă caracteristică la stînga lui  $X_5$  indică numărul necesar de poli pentru filtrele trece-jos sau trece-sus și numărul de perechi de poli necesari pentru un filtru oprește-bandă sau trece-bandă.

La proiectare se utilizează de obicei *filtrele trece-jos prototip*, și, pornind de la acestea, se definesc imediat filtrele trece-sus echivalente, filtrele trece-

bandă și oprește-bandă simetrice. În cele ce urmează se vor expune unele aspecte legate de ecuațiile de transformare ale funcției de transfer ale unui filtru trece-jos prototip în echivalentul său trece-sus sau într-un filtru trece-bandă ori oprește-bandă echivalent. Pornind de la funcția de transfer a filtrului trece-jos, rezultă:

$$\frac{E_{ieș}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = H_0 \left| (s + \omega_1) \left( (s^2 + s \frac{\omega_2}{Q} + \omega_2^2) \right) \right|. \quad (8.126)$$

Filtrul poate fi constituit dintr-un număr de poli simpli și poli complex conjugați.

Funcția de transfer a unui filtru trece-sus echivalent poate fi dedusă imediat făcând substituția:

$$s = \frac{1}{p}. \quad (8.127)$$

De aici rezultă:

$$\frac{E_{ieș}(p)}{E_{in}(p)} = \frac{H_0 p^3 / \omega_1 \omega_2^2}{\left( p + \frac{1}{\omega_1} \right) \left( p^2 + \frac{p}{Q_2 \omega_2} + \frac{1}{\omega_2^2} \right)}. \quad (8.128)$$

Așa cum reiese din figura 8.24, presupunând că în filtrul trece-jos atenuarea la frecvența de tăiere  $\omega = 1$  rad/s este  $X_2$  dB, iar la  $\omega = \omega_1$  este  $X_1$  dB și la  $\omega \neq \omega_3$  este  $X_3$  dB, filtrul trece-sus transformat descris de ecuația 8.128 va avea de asemenea o atenuare de  $X_2$  dB la  $\omega = 1$  rad/s, de  $X_1$  dB la  $\omega = \frac{1}{\omega_1}$  și  $X_3$  dB la  $\omega = \frac{1}{\omega_3}$ .

Plecând de asemenea de la o funcție de transfer dată pentru un filtru trece-jos, se poate ajunge la funcția de transfer a unui filtru trece-bandă simetric prin substituția:

$$s = p + \frac{1}{p}. \quad (8.129)$$

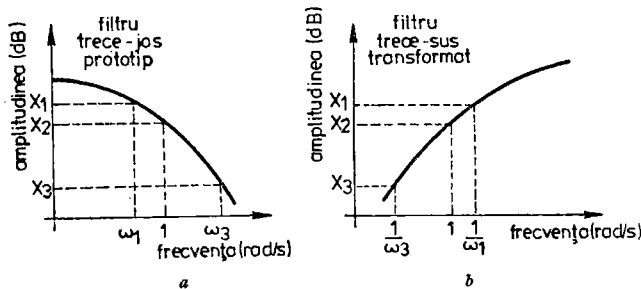


Fig. 8.24. Trecerea de la un filtru trece-jos la unul trece-sus, prin utilizarea substituției:

$$s = \frac{1}{p}.$$

Introducând această expresie a lui  $s$  în funcția de transfer a filtrului trece-bandă, se obține:

$$\frac{E_{ie\bar{s}}(p)}{E_{in}(p)} = H_0 p^3 \left/ (p^2 + p\omega_1 + 1) \right[ p^4 + \frac{p^3\omega_2}{Q_2} + p^2(2 + \omega_2^2) + p\frac{\omega_2}{Q_2} + 1 \right]. \quad (8.130)$$

Paranteza care conține termeni la puterea a patra se descompune în două expresii pătratice astfel că expresia de mai sus se prezintă:

$$\frac{E_{ie\bar{s}}(p)}{E_{in}(p)} = H_0 p^3 \left/ \left( p^2 + p\frac{\omega_a}{Q_a} + \omega_a^2 \right) \left( p^2 + p\frac{\omega_b}{Q_b} + \omega_b^2 \right) \left( p^2 + p\frac{\omega_c}{Q_c} + \omega_c^2 \right) \right., \quad (8.131)$$

unde:

$$\omega_a = 1; Q_a = 1/\omega_1; Q_b = \sqrt{\frac{2}{4 + \omega_2^2 - A}}; \quad (8.132)$$

$$A = \sqrt{(4 + \omega_2^2)^2 - \frac{4\omega_2^2}{Q_2^2}} \text{ pentru } Q_2 < 20; \quad (8.133)$$

$$Q_b = \frac{4}{\omega_2} \sqrt{\frac{Q_2^2}{4 - (\omega_2 Q_2)^2}} \text{ pentru } Q_2 \geq 20; \quad (8.134)$$

$$\omega_b = \frac{1}{2} \left[ \frac{Q_b \omega_2}{Q_2} + \sqrt{\left( \frac{Q_b \omega_2}{Q_2} \right)^2 - 4} \right]; \quad (8.135)$$

$$Q_c = Q_b; \quad (8.136)$$

$$\omega_c = 1/\omega_b. \quad (8.137)$$

Pentru fiecare pol simplu din funcția de transfer a filtrului trece-jos în funcția de transfer a filtrului trece-bandă va fi generată o pereche de poli complecși, iar pentru fiecare pereche de poli complecși ai funcției de transfer ai filtrului trece-jos în funcția de transfer a filtrului trece-bandă vor fi generate două perechi de poli complecși cu același  $Q$ .

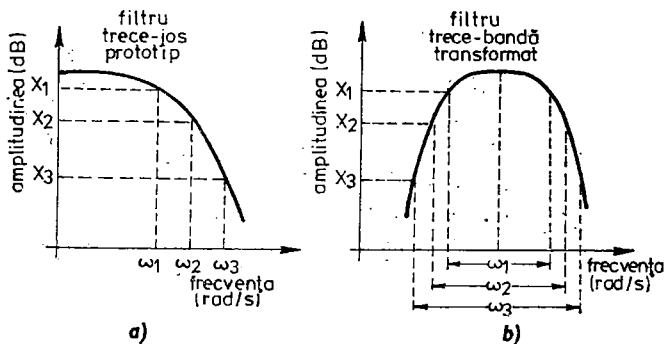


Fig. 8.25. Trecerea de la un filtru trece-jos la unul trece-bandă, prin utilizarea substituției:

$$s = p + \frac{1}{p}.$$

## 8.4. CIRCUITE ACTIVE DE TIPUL TRECE-TOT

### 8.4.1. GENERALITĂȚI

Rețelele de tipul trece-tot au o caracteristică de transfer de forma  $H = H_0 e^{j\varphi(\omega)}$ , cu alte cuvinte ele se comportă ca defazori puri. Caracteristica de transfer a unui circuit de ordinul întâi este:

$$H_1(s) = \frac{1 - s\tau}{1 + s\tau}. \quad (8.138)$$

Caracteristica de transfer a unei rețele de ordinul doi este:

$$H_2(s) = \frac{1 - 2\alpha s\tau + s^2\tau^2}{1 + 2\alpha s\tau + s^2\tau^2}. \quad (8.139)$$

Implementarea acestor funcții de transfer cu circuite pasive este bine cunoscută; de notat că în cazurile respective este întotdeauna nevoie de inductori. Utilizarea amplificatorilor operaționali permite realizarea de astfel de rețele fără a mai face apel la inductori, folosindu-se doar condensatori și rezistori. Limitările rețelelor astfel concepute provin numai din limitările amplificatorilor operaționali, limitări pe care în analizele ce se vor face le vom presupune ideale.

### 8.4.2. CIRCUITE TRECE-TOT DE ORDINUL ÎNȚI

Principalele forme de rețele trece-tot de ordinul întâi realizate cu amplificatori operaționali sînt date în figura 8.26. Funcțiile de transfer specifice acestor circuite sînt:

$$H_1(s) = H_3(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC}; \quad (8.140)$$

$$H_2(s) = (1 + K) \cdot \frac{1 - sRC}{1 + sRC}; \quad (8.141)$$

$$H_4(s) = \frac{K}{1 + K} \cdot \frac{1 - sRC}{1 + sRC}. \quad (8.142)$$

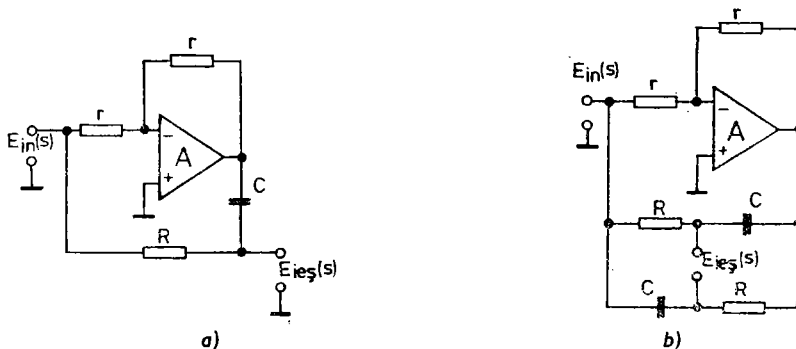


Fig. 8.26 a,b. Circuite trece-tot de ordinul unu;  $H_1(s)$ ;  $H_2(s)$

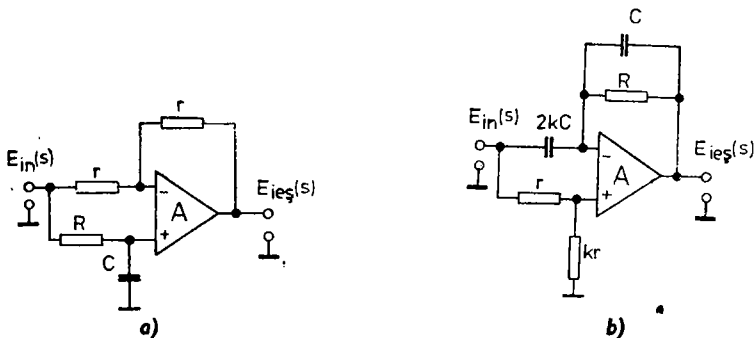


Fig. 8.27 a,b. Circuite trece-tot de ordinul unu;  $H_3(s)$ ;  $H_4(s)$

În circuitele din figurile 8.26 amplificatorii operaționali creează o tensiune în opoziție de fază cu tensiunea de intrare,  $e_{in}$ .

Circuitele din figurile 8.27 a, b se constituie pe baza faptului că  $\frac{1-s\tau}{1+s\tau}$  poate fi scris și sub formele:

$$\frac{2}{1+s\tau} - 1 = \frac{1-s\tau}{1+s\tau}; \quad (8.143)$$

$$1 - \frac{2s\tau}{1+s\tau} = \frac{1-s\tau}{1+s\tau}. \quad (8.144)$$

#### 8.4.3. CIRCUITE TRECE-TOT DE ORDINUL DOI

Importanța acestor circuite rezidă în faptul că acestea pot fi folosite cu succes în numeroase aplicații ca:

- linii de întârziere ( $\alpha \approx \frac{\sqrt{3}}{2}$ );
- defazori de bandă largă ( $\alpha \approx \sqrt{2}$ );
- corectori de fază.

În continuare se vor analiza o serie de rețele trece-tot realizate cu amplificatori operaționali, permițând obținerea a diferite valori pentru  $\alpha$ .

În figura 8.28a este dată o primă schemă posibilă a unui asemenea circuit.

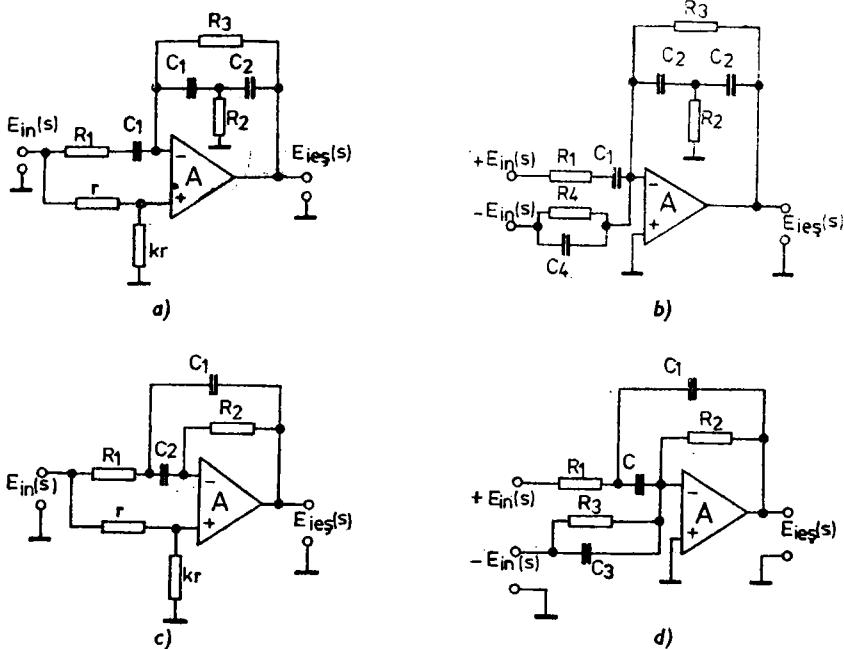


Fig. 8.28. Circuite trece-tot de ordinul doi

Funcția de transfer care caracterizează un asemenea circuit este

$$H(s) = \frac{K}{K+1} \cdot \frac{1 - s \left( \frac{R_3 C_1}{K} - R_3 C_2 - 2\tau_2 \right) + s^2 R_3 C_2 \tau_2}{1 + 2s\tau_2 + s^2 R_3 C_2 \tau_2}, \quad (8.145)$$

cu

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= 2\tau_2; \\ R_1 &= 2\alpha R / K(1 + 4\alpha^2); \quad C_1 = K(1 + 4\alpha^2)C \\ R_2 &= \alpha R; \quad C_2 = C; \quad R_3 = R/\alpha. \end{aligned} \right\} \quad (8.146)$$

O altă configurație interesantă se poate obține din aceasta dacă avem la dispoziție  $+E_{in}$  și  $-E_{ies}$ , așa cum apare în figura 8.28b. Funcția de transfer și parametrii caracteristici ai rețelei sînt:

$$H(s) = K \cdot \frac{1 - s(R_4 C_1 - \tau_4 - 2\tau_2) + 2s^2 \tau_2 \tau_4}{1 + 2s\tau_2 + s^2 R_3 C_2 \tau_2}, \quad (8.147)$$

cu

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{2\alpha R}{\frac{1}{2} + 4\alpha^2}; & C_1 &= \left( \frac{1}{2} + 4\alpha^2 \right) C \\ R_3 &= KR/\alpha; & R_4 &= R/\alpha; & C_4 &= C/2, \end{aligned} \right\} \quad (8.148)$$

unde  $K = \frac{R_3}{R_4}$  și  $\tau_1 = 2\tau_2$ .

În figura 8.28c este prezentată o altă variantă de rețea trece-tot de ordinul doi, a cărei funcție de transfer este:

$$\frac{E_{ie\delta}(s)}{E_{in}(s)} = H(s) = \frac{K}{K+1} \cdot \frac{1 - s\left(\frac{\tau_2}{K} - \tau_1 - R_1C_2\right) + s^2\tau_1\tau_2}{1 + s(\tau_1 + R_1C_2) + s^2\tau_1\tau_2}. \quad (8.149)$$

Elementele de circuit se calculează în conformitate cu relațiile:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R; & C_1 &= C/4\alpha K; \\ R_2 &= \frac{4\alpha KR}{2\alpha - \frac{1}{4\alpha K}}; & C_2 &= \left( 2\alpha - \frac{1}{4\alpha K} \right) C. \end{aligned} \right\} \quad (8.150)$$

Dacă există la dispoziție o tensiune de intrare cu ambele polarități ( $E_{in}(s)$  și  $-E_{in}(s)$ ), pe baza acestui circuit se poate realiza o variantă ca cea din figura 8.28d, a cărei funcție de transfer este:

$$H(s) = \frac{1 - s\left(\frac{\tau_2}{K} - \tau_1 - \tau_3 - R_1C_2\right) + s^2(\tau_1\tau_3 + R_1C_2\tau_3)}{1 + s(\tau_1 + R_1C_2) + s^2\tau_1\tau_2}. \quad (8.151)$$

Elementele de circuit din aceste rețele se calculează cu relațiile:

$$R_1 = \frac{R}{4\alpha + \frac{1}{2\alpha} \left[ 2\alpha - \frac{1}{K\left(4\alpha + \frac{1}{2\alpha}\right)} \right]}; \quad (8.152)$$

$$C_1 = C/K \left[ 2\alpha - \frac{1}{K\left(4\alpha + \frac{1}{2\alpha}\right)} \right]; \quad (8.153)$$

$$R_2 = KR; R_3 = R; C_2 = \left( 4\alpha + \frac{1}{2\alpha} \right) C; C_3 = C/2\alpha. \quad (8.154)$$

### 8.4.4. APLICAȚII ALE FILTRELOR TRECE-TOT ACTIVE

#### 8.4.4.1. Linii de întârziere realizate cu circuite trece-tot active

Dacă  $\varphi$  este argumentul funcției de transfer a rețelei, întârzierea de grup a unei celule este:

$$\xi = -\frac{d\varphi}{d\omega} = 4\alpha\tau \cdot \frac{1 + \omega^2\tau^2}{(1 - \omega^2\tau^2) + 4\epsilon^2\omega^2\tau^2}. \quad (8.155)$$

Întârzierea cea mai „plată” corespunde la o valoare  $\alpha = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . Dacă  $\xi$  este întârzierea în secunde și  $B$  banda de frecvențe pentru care  $\xi$  rămâne în intervalul de toleranțe  $\pm\delta\%$ , se poate obține:

$$B \cdot \xi = 1,24/\pi \text{ pentru } \delta = 5\% \text{ și } \alpha = 0,793;$$

$$B \cdot \xi = 1,1/\pi \text{ pentru } \delta = 3\% \text{ și } \alpha = 0,811;$$

$$B \cdot \xi = 0,83/\pi \text{ pentru } \delta = 1\% \text{ și } \alpha = 0,835.$$

Pentru exemplificarea unei realizări practice se dă în figura 8.29 schema unei celule cu  $\alpha = \frac{\sqrt{3}}{2}$  și  $\frac{1}{2\pi\tau} = 15,9 \text{ kHz}$ , iar în figura 8.30 este prezentată curba de întârziere.

Dacă este nevoie de o întârziere mai mare,  $\Xi$ , într-o bandă  $B$  de frecvențe, se pot dispune mai multe celule de același tip, numărul lor fiind egal cu raportul  $\Xi/\xi$ , sau se poate sintetiza aceeași întârziere prin utilizarea de celule cu  $\alpha$  și  $\tau$  diferiți.

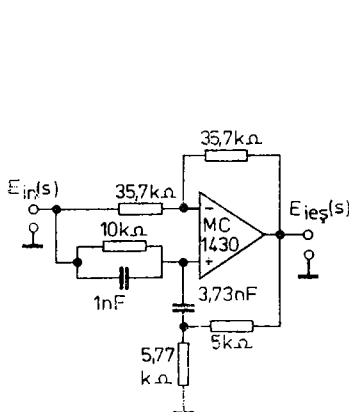


Fig. 8.29. Celulă elementară pentru o linie de întârziere

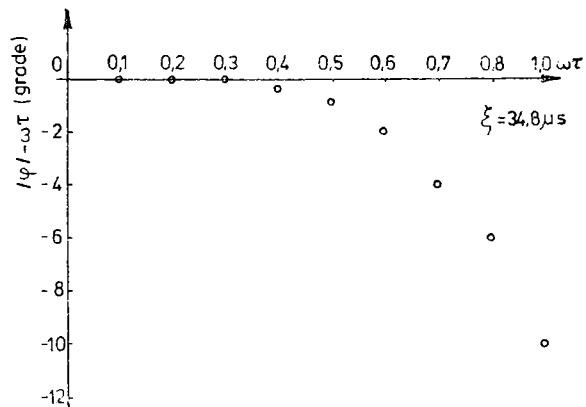


Fig. 8.30. Caracteristica de fază a celulei elementare

#### 8.4.4.2. Corectori de fază

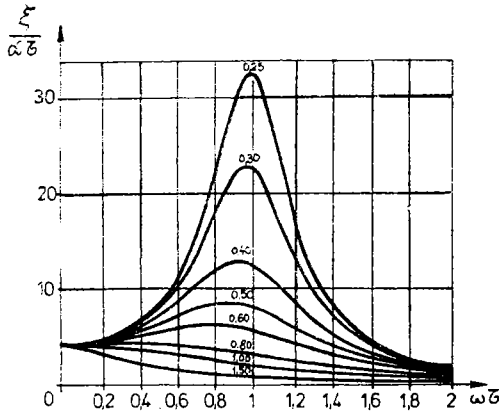


Fig. 8.31. Curbele caracteristice pentru  $d\varphi/d\omega$ ;

$$\xi = 4\alpha\tau \frac{1 + \omega^2\tau^2}{(1 - \omega^2\tau^2) + 4\alpha^2\omega^2\tau^2}$$

În figura 8.31 este reprezentată o rețea de curbe care reprezintă derivata  $-\frac{d\varphi}{d\omega}$  în funcție de  $\omega\tau$ .

În figura 8.32 se prezintă un exemplu de realizare a unui filtru trece-jos de tipul  $H(s) = \frac{H_0}{(1 + s\tau_c)^4}$ , împreună cu cir-

cuitele de corecție a fazei, circuite care permit o corecție a fazei cu o distorsiune de  $\pm 3\%$  până la triplul frecvenței de tăiere a filtrului  $\frac{1}{2\pi\tau_c} = 25$  kHz. Corec-

torul de fază se compune din trei celule:

$$\alpha = 0,42; \tau_c/\tau_1 = 1,55;$$

$$\alpha = 0,27; \tau_c/\tau_2 = 2,6;$$

$$\alpha = 0,16; \tau_c/\tau_3 = 3,4.$$

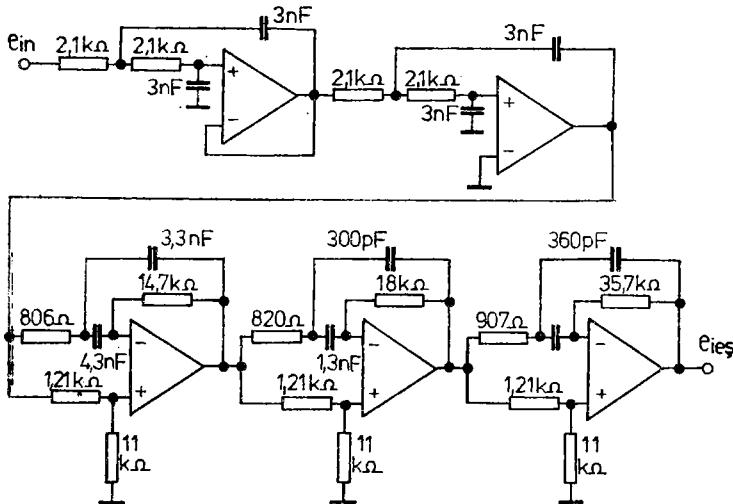
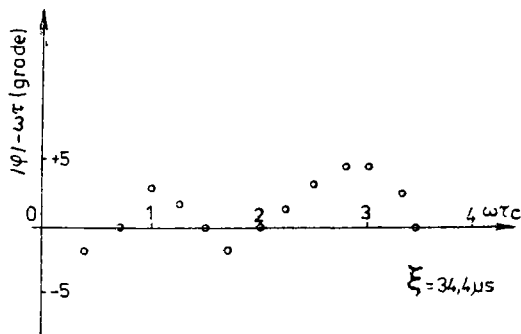


Fig. 8.32. Filtru trece-jos plus corector de fază;  $\alpha_1 = 0,42$ ;  $\alpha_2 = 0,27$ ;  $\alpha_3 = 0,16$ ;  $\tau_c/\tau_1 = 1,55$ ;  $\tau_c/\tau_2 = 2,6$ ;  $\tau_c/\tau_3 = 3,4$

Fig. 8.33. Caracteristica de fază a circuitului din fig. 8.32



#### 8.4.4.3. Defazori de bandă largă

În multe aplicații se impune ca plecînd de la o tensiune  $U$  să se obțină două tensiuni,  $U \cdot e^{i\varphi(\omega)}$  și  $U \cdot e^{i[\varphi(\omega) - \Phi]}$ , unde  $\Phi$  trebuie să fie independent de frecvență într-o bandă cît mai largă posibil.

Dacă transmitanțele

$$H_1 = H_{01} \cdot e^{i\varphi_1} \quad (8.156)$$

și

$$H_2 = H_{02} \cdot e^{i\varphi_2} \quad (8.157)$$

sînt astfel încît

$$\varphi_1 = A \ln \omega \tau_1 + B \quad (8.158)$$

și

$$\varphi_2 = A \ln \omega \tau_2 + B,$$

atunci  $\varphi_2 - \varphi_1 = A \ln \frac{\tau_1}{\tau_2}$ , independent de frecvență.

Pentru un circuit trece-tot de ordinul doi

$$-\frac{d\varphi}{d(\omega\tau)} = 4\alpha \cdot \frac{1 + \omega^2\tau^2}{(1 - \omega^2\tau^2)^2 + 4\alpha^2\omega^2\tau^2} = 4\alpha \cdot \frac{2 + 2x + x^2}{x^2(2 + x)^2 + 4\alpha^2(1 + x)^2}, \quad (8.159)$$

cu

$$\omega\tau = 1 + x.$$

Dezvoltînd în serie expresia, rezultă:

$$\begin{aligned} -\frac{d\varphi}{d(\omega\tau)} = & \frac{2}{\alpha} \left[ 1 - x + x^2 \left( \frac{3}{2} - \frac{1}{\alpha^2} \right) - x^3 \left( 2 - \frac{2}{\alpha^2} \right) + \right. \\ & \left. + x^4 \left( \frac{5}{2} - \frac{15}{4\alpha^2} + \frac{1}{\alpha^4} \right) - x^5 \left( 3 - \frac{25}{4\alpha^2} + \frac{1}{\alpha^4} \right) + \dots \right], \end{aligned} \quad (8.160)$$

respectiv

$$-\frac{d\varphi}{d(\omega\tau)} = \frac{2}{\alpha} \left( 1 - x + x^2 - x^3 + \frac{7}{8} x^4 - \frac{1}{8} x^5 + \dots \right), \quad (8.161)$$

dacă  $\alpha = \sqrt{2}$ .

Aceasta reprezintă dezvoltarea în serie a lui  $\frac{1}{1+x}$  pînă la ordinul 4, deci pentru  $\alpha = \sqrt{2}$  și în jurul lui  $\omega\tau = 1$  se poate scrie:

$$|\varphi| \approx \frac{2}{\alpha} \ln \omega\tau + \pi. \quad (8.162)$$

Considerînd acum două circuite trece-tot cu:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi_1}{2} = -\frac{2\alpha\omega\tau_1}{1 - \omega^2\tau_1^2} \text{ și } \operatorname{tg} \frac{\varphi_2}{2} = -\frac{2\alpha\omega\tau_2}{1 - \omega^2\tau_2^2} \quad (8.163)$$

și făcînd substituțiile:

$$X = \omega\sqrt{\tau_1\tau_2}, \quad \beta = \tau_1/\tau_2, \quad K = 4\alpha^2 - \beta - \frac{1}{\beta}$$

rezultă:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} = \operatorname{tg} \frac{\Phi}{2} = 2\alpha\sqrt{4\alpha^2 - K} - 2 \cdot \frac{X(1 + X^2)}{1 + X^2 + X^4}. \quad (8.164)$$

În cazul cînd  $K \leq 6$  această expresie comportă un maxim pentru  $X = 1$ , iar atunci cînd  $K > 6$  există două maxime pentru

$$X^2 = \frac{K - 4 \pm \sqrt{(K - 4)^2 - 4}}{4}. \quad (8.165)$$

Situația cînd  $K = 6$  corespunde cazului critic, banda cea mai largă cu undulație minimă.

Se pot trasa curbele universale (figura 8.34) ale lui

$$\frac{\operatorname{tg} \frac{\Phi}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\Phi_0}{2}} = \frac{K + 2}{2} \cdot \frac{X(1 + X^2)}{1 + KX^2 + X^4} \quad (8.166)$$

( $\Phi_0$  corespunzînd lui  $X = 1$ ) avîndu-l ca parametru pe  $K$ .

Pentru un defazor  $\Phi_0$ ,  $K$  este ales în funcție de banda de frecvențe necesară și de undulația admisibilă.

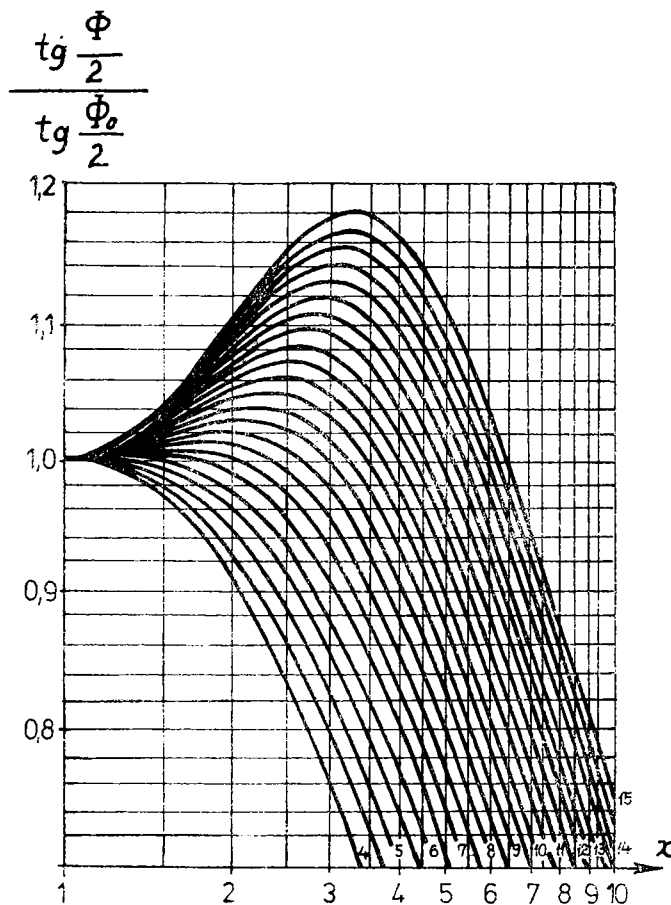


Fig. 8.34. Caracteristicile  $\frac{\text{tg } \Phi/2}{\text{tg } \Phi_0/2}$  pentru diferiți  $K$

Relațiile de mai jos îi dau pe  $\alpha$  și  $\beta$ :

$$\text{tg } \frac{\Phi_0}{2} = \frac{4\alpha\sqrt{4\alpha^2 - K - 2}}{K + 2}; \quad (8.167)$$

$$K = 4\alpha^2 - \beta - \frac{1}{\beta}. \quad (8.168)$$

Dacă frecvențele-limită ale benzii sînt  $f'$  și  $f''$ , frecvențele caracteristice ale celor două circuite trece-tot care realizează defazorul sînt:

$$f_1 = \sqrt{\beta f' f''} \quad \text{și} \quad f_2 = \sqrt{\frac{f' f''}{\beta}}. \quad (8.169)$$

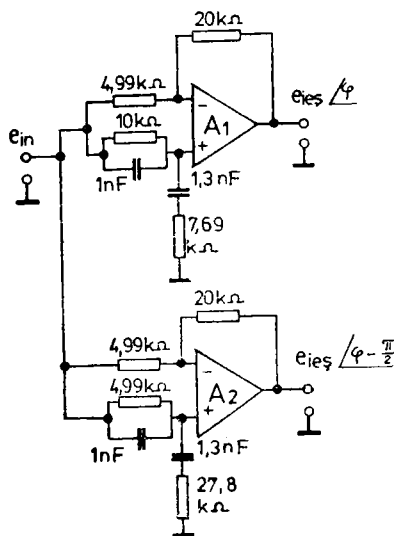


Fig. 8.35. Defazor cu  $\pi/2$

$$\frac{\operatorname{tg} \Phi/2}{\operatorname{tg} \Phi_0/2} = \frac{K+2}{2} \cdot \frac{X(1+X^2)}{1+KX^2+X^4};$$

$$\operatorname{tg} \Phi_0/2 = \frac{4\alpha\sqrt{4\alpha^2-K-2}}{K+2};$$

$$K = 4\alpha^2 - \beta - \frac{1}{\beta};$$

$$\beta = \frac{f_2}{f_1};$$

$$X = \frac{f}{\sqrt{f \cdot f_2}}.$$

Exemplu:

Dacă  $\Phi_0 = 90^\circ$  ondulația  $\delta$  în funcție de lărgimea de bandă este următoarea:

3 octave  $\rightarrow |\delta| < 0,8^\circ$ , pentru  $K = 8,3$ ;

4 octave  $\rightarrow |\delta| < 2^\circ$ , pentru  $K = 10,5$ ;

5 octave  $\rightarrow |\delta| < 4^\circ$ , pentru  $K = 13,8$ .

Figura 8.35 prezintă circuitul defazor cu  $90^\circ$  cu parametrii  $K = 7$ ;  $\beta = 3,58$ ;  $\alpha = 1,65$ ;  $f_0 = 8,35$  kHz.

În figura 8.36 este dată o altă rețea ale cărei ieșiri sînt în cuadratură, cu o eroare de  $2^\circ$ , în gama de la 100 Hz la 10 kHz. O asemenea aplicație este utilă pentru transmisii telefonice cu bandă laterală unică.

Funcția de transfer pentru o celulă este:

$$\frac{E_{ie\varphi}(s)}{E_{in}(s)} = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} = 1 \left| -2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \omega RC. \right. \quad (8.170)$$

Prin conectarea în serie a celor trei celule, amplificarea globală rămîne egală cu 1, dar variația de fază este cuprinsă între  $0$  și  $-540^\circ$ , la o rată determinată de cele trei produse  $RC$ .

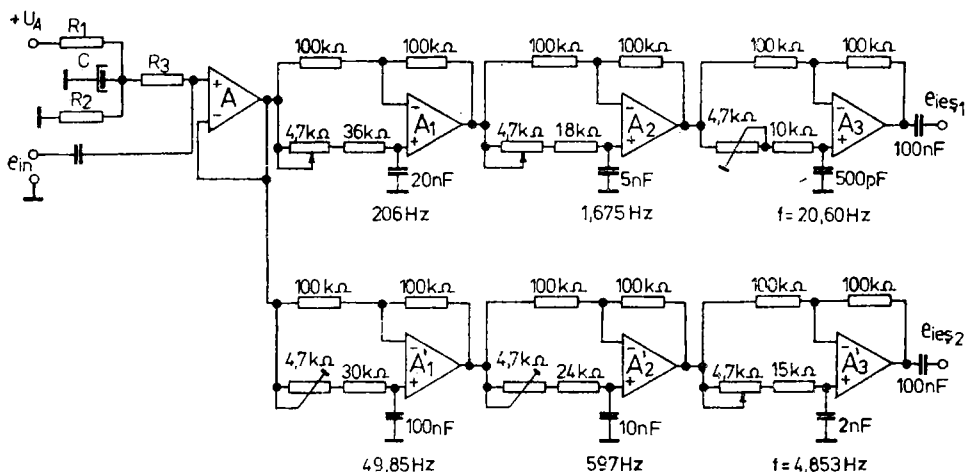


Fig. 8.36. Defazor în banda de la 100 Hz la 10 kHz

## 8.5. CIRCUITE ACTIVE PENTRU CORECȚIA CARACTERISTICII DE FRECVENȚĂ ÎN INSTALAȚIILE AUDIO

Circuitele active utilizate pentru controlul caracteristicii de frecvență sînt folosite pe scară largă în instalațiile audio deoarece prezintă avantaje ca: simetrie în raport cu axa de zero a caracteristicii de accentuare sau de dezaccentuare a caracteristicii de frecvență, precum și distorsiunile de armonică foarte scăzute, întrucît sînt încorporate în bucla de reacție negativă a blocului de amplificare.

Circuitul de reglaj activ cel mai utilizat îl constituie așa-numita variantă „americanizată” a versiunii de reglaj al tonului prin reacție negativă a lui Baxandall. În figura 8.37 a apare schema unui circuit activ de control al caracteristicii tonale pentru frecvențe înalte și joase. La frecvențe foarte joase impedanța capacitorilor este suficient de mare, astfel că aceștia pot fi considerați ca circuite în gol, iar amplificarea este reglată prin potențiometrul de joase. Expresia amplificării pentru cele două cazuri extreme va fi:

$$A_f = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \text{ la accentuare maximă ;} \quad (8.171)$$

$$\frac{1}{A_f} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ la dezaccentuare maximă.} \quad (8.172)$$

La frecvențe foarte înalte impedanța capacitorilor este suficient de redusă pentru ca aceștia să fie asimilați cu niște scurtcircuite, iar amplificarea

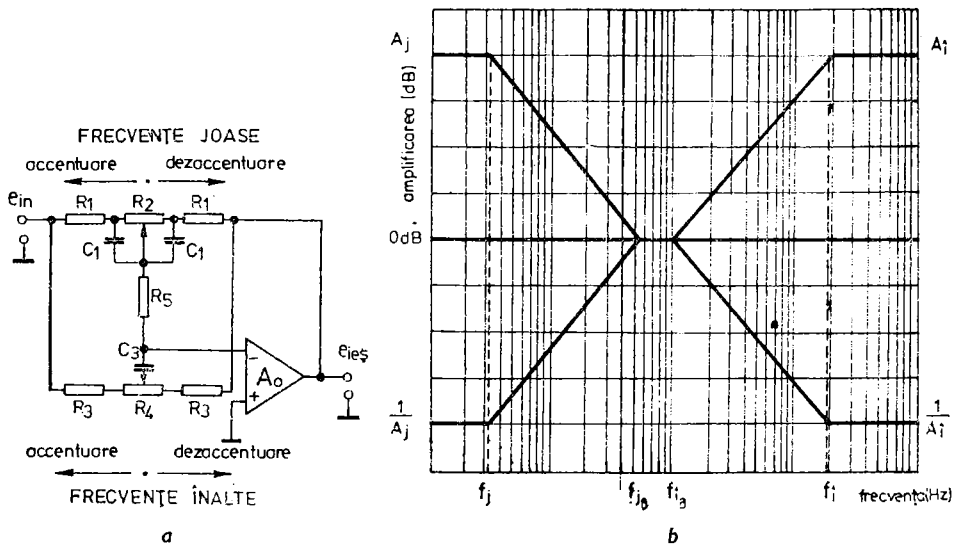


Fig. 8.37. a) Circuit de accentuare-dezaccentuare; b) Caracteristica de accentuare-dezaccentuare

etajului este reglată simetric în raport cu axa cu ajutorul potențiometrului de înalte. Expresia amplificării la frecvențe înalte pentru o accentuare maximă este:

$$A_i = \frac{R_3 + R_1 + 2 R_5}{R_3} \text{ la accentuare maximă; } \quad (8.173)$$

$$\frac{1}{A_i} = \frac{R_3}{R_3 + R_1 + 2 R_5} \text{ la dezaccentuare maximă. } \quad (8.174)$$

Aceste ecuații sînt mai bine înțelese dacă se ține seama de faptul că circuitul de corecție la joase este o sarcină în T conectată în paralel pe circuitul de corecție la înalte. În figura 8.38 se dă circuitul echivalent în situația în care frecvențele înalte sînt accentuate la maxim.

Realizînd o transformare din T în II, în conformitate cu relațiile din nota de subsol\*, va rezulta că sarcina efectivă este

\* unde

$$Z_{12} = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}; \quad Z_{23} = Z_2 + Z_3 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_1}; \quad Z_{31} = Z_3 + Z_1 + \frac{Z_3 Z_1}{Z_2}.$$

Echivalența electrică din figurile 8.39 este acum valabilă și în sens invers, iar aici:

$$Z_1 = \frac{Z_{12} \cdot Z_{31}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}}; \quad Z_2 = \frac{Z_{12} \cdot Z_{23}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}}; \quad Z_3 = \frac{Z_{31} \cdot Z_{23}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}}.$$

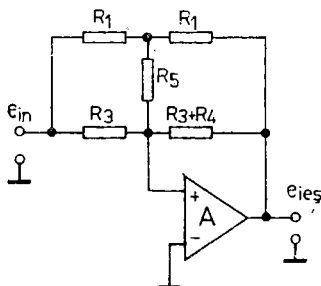


Fig. 8.38. Circuitul echivalent pentru situația cu frecvențele înalte accentuate la maximum

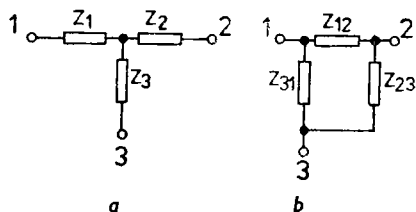


Fig. 8.39. a) Rețea în T; b) Rețea în L.

$R_1 + 2R_5$ , care este în paralel cu  $R_3 + R_4$ .

În figura 8.40 este prezentată schema echivalentă după realizarea transformării din  $T$  în  $\Pi$ .

Amplificarea va fi în acest caz:

$$A = \frac{(R_1 + 2R_5) // (R_3 + R_4)}{R_1 + 2R_5 // R_3} = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3} \quad (8.175)$$

dacă  $R_4 \gg R_1 + R_3 + 2R_5$ .

În practică constrângerea impusă lui  $R_4$  se exprimă printr-o relație de forma:

$$R_4 \geq 10(R_1 + R_3 + 2R_5). \quad (8.176)$$

De la frecvențele joase spre mijlocul benzii, impedanța lui  $C_1$  descrește cu o pantă de  $-6$  dB/octavă, iar datorită faptului că este conectată în paralel pe  $R_2$ , rezultă că amplificarea circuitului va scădea în mod corespunzător.

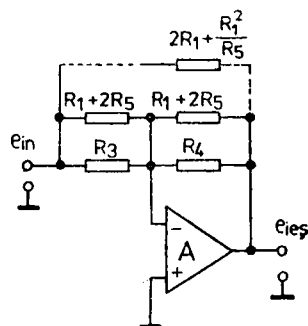


Fig. 8.40. Schema echivalentă rezultată ca urmare a transformării din  $T$  în  $\Pi$

Fenomenul de scădere a amplificării continuă pînă cînd  $R_1$  devine dominant, situație în care amplificarea ajunge unitară. Acțiunea circuitului de corecție a frecvențelor înalte este similară. Ecuațiile de proiectare a unui asemenea circuit decurg direct din cele de mai sus:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{j_B} \cdot R_1}, \text{ presupunînd c\aa } R_2 \gg R_1 \quad (8.177)$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_j \cdot C_1}; \quad (8.178)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_i \cdot R_3}; \quad (8.179)$$

$$R_5 = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2\pi f_{i_B} \cdot C_3} - R_1 - R_3 \right). \quad (8.180)$$

Relația dintre  $f_j$  și  $f_{j_B}$  ca și între  $f_i$  și  $f_{i_B}$  nu este chiar atît de clară cum ar p\area la prima vedere. Așa cum au fost reprezentate aici, aceste frecvențe corespund punctelor de  $\pm 3$  dB, raportate la amplificarea din mijlocul benzii. Amplificarea în mijlocul benzii nu este unitară atunci cînd corecțiile de accentuare și dezaccentuare sînt la maxim, ci va avea o valoare de  $\pm 2$  dB. Acest fapt este datorit apropierii polilor și zerourilor din funcția de transfer.

O altă consecință a apropierii dintre zerourile și polii funcției de transfer este c\aa pantele curbelor nu sînt de  $\pm 6$  dB/octavă, așa cum ar fi de așteptat, ci au o valoare de circa 4 dB/octavă. Cunoscînd c\aa diferența de amplificare dintre  $f_j$  și  $f_{j_B}$  este de 14 dB și c\aa panta caracteristicii de frecvență este de 4 dB/octavă, se poate stabili o relație între aceste două frecvențe în conformitate cu:

$$\frac{f_{j_B}}{f_j} = \frac{f_i}{f_{i_B}} \approx 10. \quad (8.181)$$

Pentru clarificare se va da un exemplu de proiectare în care se cere dimensionarea unui circuit activ de control al tonalității, avînd posibilitatea de control a amplificării cu  $\pm 20$  dB și punctele unghiulare de 3 dB situate la 30 Hz pentru frecvențe joase și la 10 kHz pentru frecvențe înalte.

Proiectarea se face în următoarele etape:

1. Se alege  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  (linear); această alegere este arbitrară.

2. Avînd în vedere c\aa  $A_j = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10(+20 \text{ dB})$ , rezultă:

$$R_1 = \frac{R_2}{10 - 1} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{9} = 11,11. \text{ Se ia } R_1 = 11 \text{ k}\Omega.$$

3. Dată fiind  $f_j = 30 \text{ Hz}$  și avînd în vedere relația stabilită între  $f_j$  și  $f_{jB}$  rezultă că:

$$f_{jB} = 10 f_j = 300 \text{ Hz.}$$

$$\text{Deci } C_1 = \frac{1}{2\pi f_{jB} \cdot R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 300 \cdot 11} = 4,82 \cdot 10^{-5} (\mu\text{F})$$

$$C_1 = 50 \text{ nF.}$$

4. Se ia  $R_5 = R_1 = 11 \text{ k}\Omega$ ; această alegere este de asemenea arbitrară.

5. Avînd în vedere că:

$$A_i = 1 + \frac{R_1 + 2R_5}{R_3} = 10 (+20 \text{ dB}),$$

$$R_3 = \frac{R_1 + 2R_5}{10 - 1} = \frac{11 + 2 \cdot 11}{9} = 3,67 (\text{k}\Omega),$$

deci  $R_3 = 3,6 \text{ k}\Omega$ .

6. Fiind dată  $f_i = 10 \text{ kHz}$ , se poate determina  $C_3$ :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_i \cdot R_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 3,6} = 4,42 \cdot 10^{-6} (\mu\text{F}),$$

deci  $C_3 = 5 \text{ nF}$ .

7. Avînd în vedere inegalitatea:  $R_4 \geq 10 (R_3 + R_1 + 2R_5) \geq 10 (3,6 \text{ k}\Omega + 11 \text{ k}\Omega + 22 \text{ k}\Omega) \geq 3,66 \cdot 10^5$ , se va lua  $R_4 = 500 \text{ k}\Omega$ .

Schema completă a unui astfel de etaj de corecție la frecvențe joase și înalte este dată împreună cu etajul de separare în figura 8.41.

În figura 8.42 se dă o altă schemă de corecție, care oferă avantajul unui capacitor mai puțin, menținînd însă performanțele precizate pentru schema precedentă.

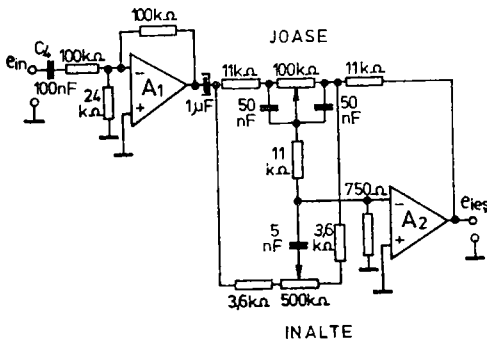


Fig. 8.41. Circuit de corecție tonală

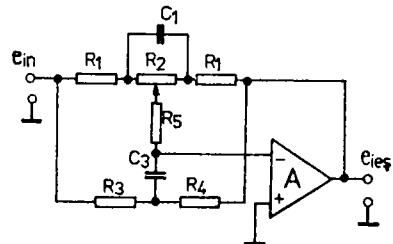


Fig. 8.42. Circuit de corecție tonală

Acest circuit rezultă imediat dacă se ține seama de faptul că la extremitățile potențiometrului de corecție,  $R_2$  unul dintre capacitatori este scos din circuit.

Relațiile de proiectare pentru acest tip de circuit de corecție sînt:

$$\left. \begin{aligned} f_j &= \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \\ f_{jb} &= \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \end{aligned} \right\} A_j = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad (8.182)$$

$$\left. \begin{aligned} f_i &= \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \\ f_{ib} &= \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3 + 2R_5)C_3} \end{aligned} \right\} A_i = 1 + \frac{R_1 + 2R_5}{R_3}, \quad (8.183)$$

cu  $R_4 \gg R_1 + R_3 + 2R_5$ .

În anumite situații se impune necesitatea unei corecții de frecvență care să acționeze și la mijlocul benzii pentru accentuarea sau dezaccentuarea acestei părți a spectrului, la fel cum s-a acționat mai înainte pentru corecția frecvențelor joase și înalte.

În figura 8.43 este arătată schema unui asemenea circuit activ care poate controla trei porțiuni ale spectrului de audiofrecvență.

Deși introducerea acestui circuit suplimentar pare relativ simplă, ecuațiile ce rezultă sînt foarte complicate, căci oricare dintre cele două rețele de corecție o va afecta în mod special pe cea de a treia.

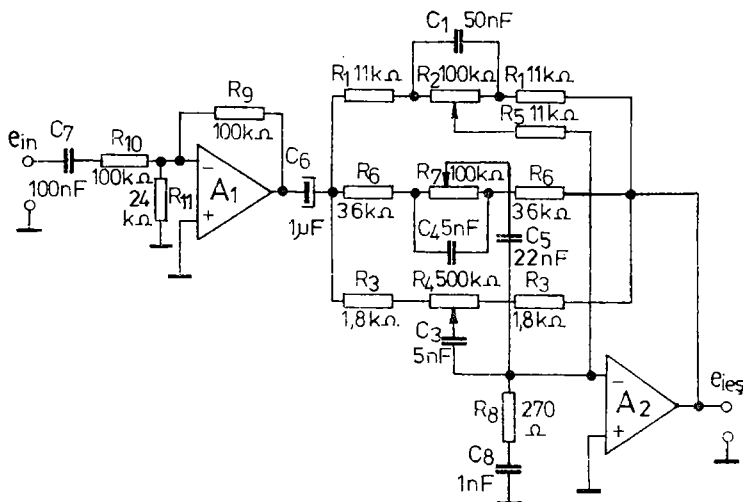


Fig. 8.43. a) Circuit cu corecție în trei porțiuni ale benzii de frecvență; b) Curbele de corecție pentru cazurile limită

Criteriile de alegere pentru amplificatorii operaționali sînt aceleași ca și mai înainte. Dacă este necesară o modificare a caracteristicilor de corecție în frecvență, va trebui să se aibă în vedere următoarele reguli:

1. Pentru a mări (micșora) amplificarea în mijlocul benzii va trebui mărită (micșorată) valoarea lui  $R_6$ . Acest lucru va duce și la o deplasare a frecvenței centrale a mijlocului benzii, ceea ce are însă o influență neglijabilă asupra caracteristicilor de corecție la înalte și joase.

2. Pentru deplasarea frecvenței centrale a mijlocului benzii, menținînd constantă amplificarea, se va acționa atît asupra lui  $C_4$  cît și asupra lui  $C_5$ , verificînd relația  $C_5 \approx 5C_4$ . Mărima lui  $C_5$  va conduce la deplasarea spre frecvențe joase a frecvenței centrale a spectrului de frecvențe medii și invers, în cazul micșorării lui  $C_5$ . Mărima deplasării este aproximativ egală cu inversul raportului dintre valoarea veche și nouă a capacitorului:

$$\frac{C'_5}{C_5} \approx \frac{f_0}{f'_0} \quad (8.184)$$

Trebuie totuși menționat că ideea de a adăuga o a patra secțiune pentru mărirea posibilităților de reglaj al tonalității trebuie abandonată chiar de la început. Trei secțiuni în paralel constituie o limită realistă de ceea ce se poate realiza cu un singur bloc de amplificare. Utilizarea a mai mult de trei secțiuni de reglaj al caracteristicii spectrale se poate face prin utilizarea unor blocuri de reglaj separate, a unor amplificatori operaționali și a unui bloc de separare și sumare a caracteristicilor de reglaj ale fiecărei secțiuni. Avînd în vedere aceste aspecte, pentru anumite aplicații s-au proiectat așa-numiții egalizori de octavă, care oferă utilizatorului reglajul de ton pe subbenzi de frecvență. Fiecare subbandă controlată de o secțiune separată de reglaj activ se întinde pe o octavă. Schema de principiu a unei secțiuni de reglaj este dată în figura 8.44.

Ecuatiile de proiectare a unei asemenea secțiuni rezultă din analiza detaliată a circuitului din figura 8.44. Rezistorii  $R_3$  au fost adăugați pentru a putea furniza curenții de polarizare la intrarea neînversoare. Acest circuit este tentant pentru aplicații la egalizori, deoarece oferă o combinație unică de rezultate dependente de poziția cursorului lui  $R_2$ .

În cazul cînd cursorul este la mijloc, circuitul devine o rețea de tipul trece-tot cu amplificarea egală cu unitatea; dacă este la una dintre extremi-

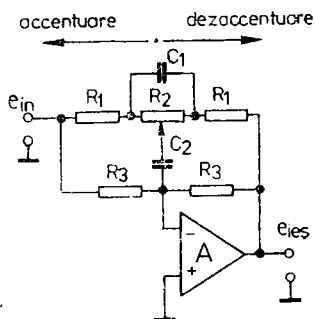


Fig. 8.44. Celulă elementară de egalizor pe o octavă

tăți circuitul devine un filtru de tipul trece-bandă, iar dacă este la cealaltă extremitate devine filtru oprește-bandă. Funcția de transfer a circuitului din figura 8.44, pentru cazul când rețeaua se comportă ca filtru trece-bandă, este:

$$\frac{E_{ies}}{E_{in}} = - \frac{s^2 + \left[ \frac{2R_1R_2C_1 + R_3(R_1 + R_2)C_2}{R_1R_2R_3C_1C_2} \right] s + \frac{2R_1 + R_2}{R_1R_2R_3C_1C_2}}{s^2 + \left[ \frac{(R_1 + R_2)C_2 + 2R_2C_1 + R_3C_2}{R_2R_3C_1C_2} \right] s + \frac{2R_1 + R_2}{R_1R_2R_3C_1C_2}}. \quad (8.185)$$

Având în vedere că această ecuație este de forma

$$\frac{E_{ies}}{E_{in}} = - \frac{s^2 + K \cdot 2\alpha\omega_0 + \omega_0^2}{s^2 + 2\alpha\omega_0s + \omega_0^2}, \quad (8.186)$$

$$\text{unde } Q = \frac{1}{2\alpha} \text{ și } A_0 \text{ este amplificarea la } f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (8.187)$$

și egalând coeficienții celor două ecuații va rezulta:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{R_1R_2R_3C_1C_2}}; \quad (8.188)$$

$$A_0 = - \frac{2R_1R_2C_1 + R_3(R_1 + R_2)C_2}{2R_1R_2C_1 + R_1(R_2 + R_3)C_2}; \quad (8.189)$$

$$Q = \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{R_1R_2R_3C_1C_2}} \cdot \left[ \frac{R_2R_3C_1C_2}{(R_1 + R_2)C_2 + 2R_2C_1 + R_3C_2} \right]. \quad (8.190)$$

În scopul simplificării formei acestor expresii se impune o analiză a performanțelor pretinse unui egalizor. Astfel, pentru aplicații obișnuite se consideră suficientă o accentuare (deaccentuare) de  $\pm 12$  dB, ceea ce înseamnă o amplificare moderată a filtrului trece-bandă și deci un  $Q$  mic ( $Q = 1 \dots 2$ ). Acest lucru este necesar și pentru a obține o neuniformitate mai mică de 3 dB în banda de trecere, atunci când toți potențimetrii de corecție se găsesc pe poziția de accentuare maximă.

Analizând expresia lui  $Q$  în sensul optimizării raportului dintre  $C_1$  și  $C_2$ , în scopul maximizării  $Q$ -ului se alege  $C_1 = 10 C_2$ . O altă regulă de proiectare constă în a-l alege pe  $R_3 = 10 R_2$ , deoarece  $R_3$  nu este necesar în secțiunea de filtraj. Cele două considerente duc la transformarea ecuațiilor de mai sus astfel:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{10R_2C_2} \sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}; \quad (8.191)$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{3R_1}; \quad (8.192)$$

$$Q = \sqrt{\frac{2R_1 + R_2}{9,61R_1}}. \quad (8.193)$$

Transcriind formulele 8.192 și 8.193 sub forma:

$$R_2 = 3(A_0 - 1) R_1;$$

$$R_2 = (9,61 Q^2 - 2) R_1,$$

și eliminîndu-l din acestea pe  $R_2$  prin comparație, va rezulta:

$$A_0 = \frac{9,61 Q^2 - 2}{3} + 1. \quad (8.194)$$

Din această ecuație rezultă că amplificarea și factorul de calitate sînt într-o dependență foarte strînsă și că amplificări mari înseamnă  $Q$ -uri mari și viceversa. Se mai poate vedea că  $R_1$  și  $R_2$  nu sînt independente și că doar una poate fi aleasă arbitrar.

Pentru clarificare prezentăm un exemplu de calcul al unei celule de egalizor:

1. Se ia  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ .
2.  $R_3 = 10 R_2 = 10 (100 \text{ k}\Omega)$ ;  $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ .
3. Se ia  $A_0 = 12 \text{ dB} = 4 \text{ V/V}$ ;

$$R_1 = \frac{R_2}{3(A_0 - 1)}; \quad \frac{100 \text{ k}\Omega}{3(4 - 1)} = 1,11 \cdot 10^4 (\Omega).$$

Se va lua  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ .

4. Se verifică  $Q$ -ul:

$$Q = \sqrt{\frac{2(10 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega)}{9,61 \cdot 10 \text{ k}\Omega}} = 1,12,$$

ceea ce constituie o valoare satisfăcătoare.

5. Se calculează  $C_2$  din expresia lui  $\omega_0$ :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot 10 R_2} \cdot \sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}};$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot 10 \cdot 100 \text{ k}\Omega} \cdot \sqrt{2 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}};$$

$$C_2 = \frac{5,513 \cdot 10^{-7}}{f_0}.$$

În tabelul 8.7 sînt calculate valorile standardizate pentru fiecare octavă de la 32 Hz la 16 kHz.

TABELUL 8.7.

$f_0(\text{Hz})$	$C_1(\text{nF})$	$C_2(\text{nF})$
32	180	18
64	100	10
125	47	4,7
250	22	2,2
500	12	1,2
1000	5,6	0,56
2000	1,5	0,15
4000	0,68	0,068
16000	0,24	0,024

În figura 8.45 se dă schema completă a unui egalizor de octavă, care, deși aparent foarte complex, este de fapt ușor realizabil datorită repetabilității.

Un aspect al circuitului de sumare care trebuie menționat este faptul că semnalul original este scăzut din sumă prin intermediul lui  $R_{20}$ . Rațiunea operației de scădere constă în necesitatea menținerii unei amplificări unitare a sistemului. Fără aceasta, ieșirea va fi de zece ori mai mare decât intrarea,

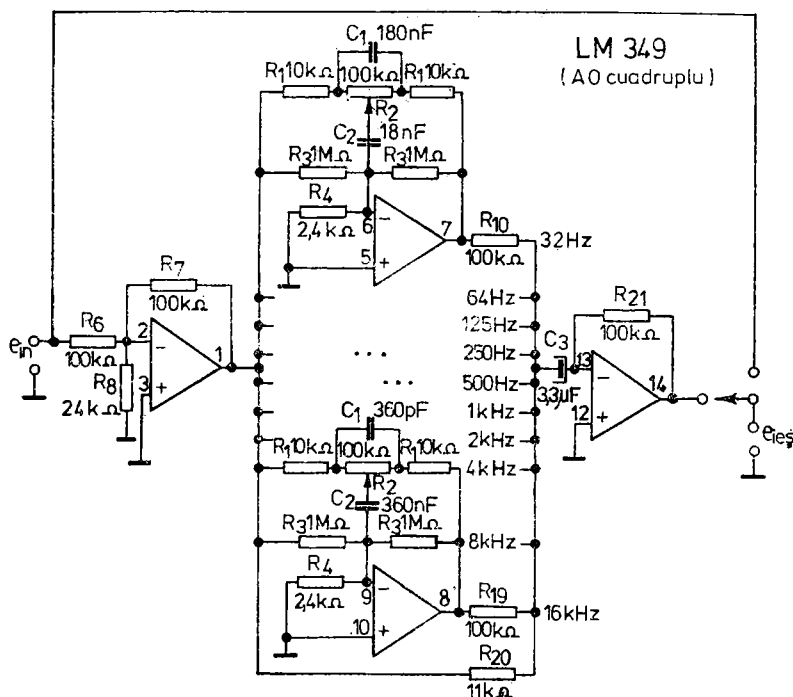


Fig. 8.45. Egalizor de octavă.

ceea ce, de exemplu, pentru un semnal de intrare de un volt — toți potențio-  
metrii fiind centrați — ar însemna că la ieșirea fiecărui egalizor s-ar regăsi  
un semnal de un volt și deci suma va fi de 10 V.

Prin dimensionarea lui  $R_{20}$  astfel ca semnalul de intrare să fie amplificat  
de nouă ori, ieșirea devine egală cu:

$$10 - 9 = 1 \text{ V},$$

ceea ce înseamnă o amplificare globală a sistemului egală cu unitatea.

Capacitorul  $C_4$  din fiecare secțiune servește la obținerea unei stabilități  
mai bune. Capacitorul  $C_3$  minimizează tensiunea de decalaj la ieșirea siste-  
mului.

Cu ajutorul unui asemenea egalizor este posibil să se realizeze orice carac-  
teristică de frecvență dorită.

## BIBLIOGRAFIE

1. AITCHISON, C. S., *Fast AD Convertor Using a Digital Discriminator and a VCO*, Electronics Letters, vol. 13, nr. 10, 1977.
2. ALLEN, P. E., *Slew Induced Distortion in Operational Amplifiers*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-12, nr. 1, febr. 1977, p. 39—44.
3. ANDAY, F., *Flexible Active Filter Design Using Operational Amplifier Pole*, Proc. of IEEE, vol. 68, nr. 4, apr., 1980, p. 534.
4. ATIYA F. S.; SOLIMAN A. M., *Active RC Bandpass and Lowpass Filters Using the DVCCS/DVCVS*, Electronics Letters, vol. 12, nr. 14, 1976.
5. BANDYOPADHAYAY, A. K., *New Type of Variable-Frequency RC Oscillator*, Electronics Letters, vol. 10, nr. 10, 1974, p. 180—181.
6. BARKER, R. W. J.; *Negative Current-Mirror Using npn Transistors*, Electronics Letters, vol. 13, nr. 10, 1977.
7. BARKER, R. W. J.; HART, B. L., *Zero Stand-by Power Monostable Circuit*, The Radio and Electronics Engineer, vol. 42, nr. 7, 1972.
8. BARKER, R.W.J.; REILLY, E.P.J., *Odd-order-frequency-multiple Generation Techniques*, Electronics Letters, vol. 12, nr. 7, 1976.
9. BECHAI, N. R., *Two-Amplifier Integrator Extends Timing Performances*, Electronics Letters, vol. 47, nr. 7, 1974, p. 120.
10. BERGTOLD, F., *Schaltungen mit Operationsverstärkern*, R. Oldenbourg Verlag, München 1975.
11. BERGTOLD, F., *Umgang mit Operationsverstärkern*, R. Oldenbourg Verlag, München, 1975.
12. BILDSTEIN, P., *Filtres actifs*, Éditions Radio, Paris, 1972.
13. BILDSTEIN, P., *Une méthode simple de conception et réalisation des filtres actifs*, Électronique industrielle, apr. 1968.
14. BLADOWSKI, R., *Elementare Operationen und einige Fehlereinflüsse von Operationsverstärkern*, Internationale Elektron. Rund., nr. 10, 1966, p. 561—566.
15. BLADOWSKI, R.; MURARI, B.; RIVA, G. M., *Ein breitbandiger Operationsverstärker mit Vorwärtskopplung*, NTZ, nr. 9, 1967, p. 521—592.
16. BORLASE, W.; DAVID, E., *Design of Temperature Compensated Log Circuits Employing Transistors and Operational Amplifiers*, Analog Devices, Cambridge (Mass.), E020-10-3/1969.

17. BOWERS, D., *Precision Rectification*, Electronic Engineering, vol. 52, nr. 639, iunie 1980, p. 71—84.
18. BRASSARD, J. M., *La caractérisation des amplificateurs opérationnels*, Toute l'électronique, iunie 1978.
19. BROWN, L.; SEDRE, A. S., *New Multifunction Biquadratic Filter Circuit with Inherently Stable Q-Factor*, Electronics Letters, vol. 13, nr. 24, 1977.
20. BULUCEA, C.; VAIS, M.; PROFETA, H., *Circuite Integrate Lineare*, Editura tehnică, București, 1976.
21. BURRIAUX, CH., *Les convertisseurs analogiques-numériques*, Toute l'électronique, martie 1974.
22. BURRIAUX, GH., *Amplificateurs d'instrumentation: principes et réalisation*, Toute l'électronique, iunie 1976.
23. BURWEN, R., *Save Money with Amplitude Multipliers*, Electronic Design, vol. 19, nr. 7, apr. 1971.
24. CALZOLARI, P. U.; MASETTI, G.; SEVERI, G., *Integrated NMOS Op Amp for CCD Transv. Filters*, Electronics Letters, vol. 15, nr. 1, 4 ian. 1979, p. 29—30.
25. CARTER, S. F.; FAULKNER, E. A., *Accurate Broadband Square to Triangle Converter*, Electronics Letters, vol. 13, nr. 13, 1977.
26. CARTER, S. F.; FAULKNER, A., *New Phase-Sensitive Rectifier Circuit*, Electronics Letters, vol. 13, nr. 15, 1977.
27. CATE, T., *Top Performance from Analog Multipliers? Much Depends on Errors Gauged in Your Circuit*, Electronics, vol. 43, 13 apr. 1970, p. 114—117.
28. CAVE, D. L.; DAVIS, W. RICHARD, *A Quad JFET Wide-Band Operational-Amplifier Integrated Circuit Featuring Temperature-Compensated Bandwidth*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC. 12, nr. 4, 1977, p. 382—388.
29. CLAYTON, G. B., *Voltage-Controlled Amplifier Phase-Adjusts Wave Generator*, Electronics, vol. 52, nr. 4, 15 febr. 1979, p. 118.
30. COHEN, J.; OOSTERLING, D. C., *Applications of a Practical DC Difference Amplifier*, Philips, Pub. Dept., Elcoma Div., Eindhoven, nr. 321, 1968.
31. CONNELLY, J. A.; THOMPSON, C. D., *Antilog Function Generator Keeps VCO Output Linear*, Electronics, vol. 48, nr. 6, 20 martie 1976, p. 115—117.
32. CUTLER, D. S., *Adjustment of the Electrical Time Constant for an Actuator*, Electronic Engineering, vol. 52, nr. 639, iunie 1980, p. 23—25.
33. CYTOVIČ L. I.; PETRENKO, B. A., *Razvertyvajuščij operacionnyj usilitel' s periodičeskoj stabilizaciej nulevogo urovnja*, Pribory i tehn. éksperimenta, nr. 1, 1980, p. 132—134.
34. CZMOCK, G., *Operationsverstärker*, Vogel Verlag, Würzburg, 1976.
35. DAHLMANN, H., *Programmierbare Strom-/Spannungsquelle*, Elektronik, vol. 28, nr. 2, 1979.
36. DEL GUERCIO, V., *Op Amp Doubles as RF Detector*, Electronic Design, vol. 19, nr. 17, 16 aug. 1971.
37. DELAGRANGE, A. D., *Low Frequency Waveform Generator Uses 3 Op Amps*, Electronics, vol. 42, 14 apr. 1969, p. 98.
38. DELAGRANGE, ARTHUR D., *As Clipper, IC Comparator is Improved by Feedback*, Electronics, vol. 47, nr. 23, 14 nov. 1974, p. 127.
39. DICKEY, R. K., *Outputs of Op-Amp Networks Have Fixed Phase Difference*, Electronics, vol. 48, nr. 17, 21 aug. 1975, p. 82—83.
40. DIDENKO, V. I.; KAPUSTIN, V. M., *Korrekcija amplitudno-častotnoj harakteristik operacionnyh usilitel'j vtorogo pokolenija podačej Signala vperėd*, Tr. Mosk. énerg. inst., nr. 432, 1979, p. 98—101.

41. DJORDJEVIĆ, B. Ž., *Wide-Range Temperature/Frequency Convertor*, Electronics Letters vol. 12, nr. 23, 1976.
42. DOOLEY, D. I., *A Complete Monolithic 10 bits DA Converter*, IEEE SC-10, dec. 1973.
43. ELLERMEYER, W., *Voltage Comparator Is Made With Op Amps and Logic Gates*, Electronics, vol. 41, 8 iulie 1968, p. 91—92.
44. EVANGHELISTI, A., *Eine zeitproportionale Temperaturregelung*, Elektronik, vol. 18, nr. 4, apr. 1969, p. 101.
45. FLIEGE, N., *A New Class of Second-Order RC-active Filters with two Operational Amplifiers*, Nachrichtentech. Z. vol. 26, 1973, p. 279—282.
46. GADWAY, R., *DA Convertor Differential Linearity Error — It Really Shows Up*, Burr-Brown Application Note AN-58.
47. GANGI, A. F., *Op Amps Replace Transformer in Phase Detector Circuit*, Electronics, vol. 42, 12 mai 1969, p. 109.
48. GARDE, P., *Schemes for Increased Output Voltage Swing from Operational Amplifiers*, Electronics Letters, vol. 13, nr. 4, 1977.
49. GARDE, P., *Transconductance Cancellation for Operational Amplifiers*, IEEE. J. of Solid-State Circuits, vol. SC-12, nr. 3, iunie 1977, p. 310—311.
50. GASPARINI, O., *Entwurf aktiver Differenzierschaltungen*, Elektronik, vol. 28, nr. 4, 1979.
51. GAUBERT, M., *CAN haute résolution: comment ne pas altérer leurs performances*, Électronique industrielle, nr. 4, 1980, p. 55—57.
52. GAZIN, J. F., *Commutateurs et multiplexeurs MOS*, Toute l'électronique, martie 1975.
53. GENIN, R., *RC Active All-pass Transfer Function Using Operational Amplifier*, L'onde électrique, oct. 1967.
54. GEORGE, B.; RUTKOWSKI, P. E., *Handbook of Integrated-Circuit Operational Amplifiers*, Prentice-Hall, 1975.
55. GHEORGHIU, C., *Circuit integrat linear bipolar, amplificator operațional ROB101. Raport de cercetare*, ICCE, București, 1974.
56. GHEORGHIU, C.; GASPAR, C.; ILIE MIHAELA, *Circuit integrat linear, regulator de tensiune, de putere, monolithic ROB323. Raport de cercetare*, ICCE, București, 1979.
57. GIBBONS, J.; HORN, H., *A Circuit with Logarithmic Transfer Responses over 9 Decades*, IEEE CT-11, sept. 1964.
58. GIFFORD, J. F.; MARKKULA, M., *Linear IC's: Part 5, Ins and Outs of Op Amps*, Electronics, vol. 40, 27 nov. 1967, p. 84—93.
59. GRAEME, J., *Applications of Op Amps-Third Generation Techniques*, McGraw Hill, New York, 1973.
60. GRAEME, J., *Full-Wave Rectifier Needs Only Three Matched Resistors*, Electronics, vol. 47, nr. 16, 8 mai 1974, p. 104—105.
61. GRAEME, J., *Controlled Current Source is Versatile and Precise*, Electronics, vol. 47, nr. 10, 16 mai 1974, p. 96—97.
62. GRAEME, J., *Window Comparator Needs Only One Op Amp*, Electronics, vol. 47, nr. 18, 5 sept. 1974, p. 113—114.
63. GRAEME, J., *Getting Inside a Peak Detector to Make it Do the Job*, Electronics, vol. 47, nr. 23, 14 nov. 1974, p. 145—149.
64. GRAEME, J., *Peak Detector Advances Increase Measurement Accuracy*, Bandwidth, EDN, 5 sept. 1974, p. 73.
65. GRANDL, P., *Schnelle Operationsverstärker in der Praxis*, Elektron.-J., vol. 15, 1980, nr. 3, p. 29—34.
66. GREBENE, A. B., *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1972.

67. GROB, W., *Annäherungsschalter mit Operationsverstärker*, Funkamateurl, vol. 28, 1979, nr. 9, p. 445.
68. GRÜNBERG, W., *Analoges Multiplizieren und Dividieren nach dem Sägezahnverfahren*, Elektronik, vol. 18, nr. 2, febr. 1969, p. 43—46.
69. HAMAUDI, M., *Operational Amplifiers as Inductors*, Application Note 321, apr. 1973, Fairchild.
70. HANEMAN, K., *Modulating Current Supplied by Op Amp*, Electronics vol. 41, nr. 16 aug. 1968, p. 107—108.
71. HARDING, W. R.; BLENKINSOP, I. D., RIGHT, D. R., *General Technique for N-dimensional Vector Summation of Bipolar Signals*, Electronics Letters, vol. 12 nr. 19, 1976.
72. HARMS, G., *Linearverstärker*, Vogel Verlag, Würzburg, 1978.
73. HARRIS, R. J., *An Accurate Phasemeter; Better Than 0.1° — 100 Hz to 5 kHz*, Electronic Engineering, vol. 52, nr. 633, jan. 1980, p. 23.
74. HART, B. L., *Voltage-Sweep Circuit Technique Employing Capacitance Magnification*, Electronics Letters vol. 13, nr. 5, 1977.
75. HART, B. L., BARKER, R. W. J., *DC Matching Errors in the Wilson Current Source*, Electronics Letters, vol. 12, nr. 15, 1976.
76. HART, B. L.; BARKER, R. W. J., *Universal Operational-Amplifier Converter Technique Using Supply Current Sensing*, Electronics Letters, vol. 15, nr. 15, 1979, p. 496—497.
77. HAUSER, M., *Square-to-Triangle-Wave Converter Provides Constant Amplitude, Rapid Response*, Electronic Design, vol. 25, nr. 24, 22 nov. 1977, p. 160—161.
78. HERPY, M., *Analoge integrierte Schaltungen*, Budapest, Akadémiai Kiadó, 1976.
79. HILLARY, T., *Adjustable Limiter Controls Telephone-Line Signal Power*, Electronics, 24 nov. 1977.
80. HILLS, M., *Design Theory, Active Filters* ¶ Part 13, *Narrowing the Choice*, Electronics, vol. 42, nr. 22, 27 oct. 1969, p. 106—111.
81. HINKLE, L., *Dual Voltage Regulated 5A Supply Has Adjustable Outputs That Track*, Electronic Design, vol. 26, nr. 8, 12 apr. 1978, p. 110.
82. HIRT, H., *Ein Entwicklungsverfahren für Netzwerkgraphen und seine Anwendung auf Schaltungen mit Differenz-Operationsverstärkern*, Nachrichtentechnik-El. vol. 28 nr. 12, 1979 p. 496—500.
83. HÖHNEL, G., *Zur Berechnung von Schaltungen mit Operationsverstärkern, Teil 1*, Nachrichtentechnik, vol. 22, nr. 5 1973, p. 168—169.
84. HOPKINS, T., *Constant-Frequency Pulse-Width Modulator Built with One-chip Op-amp and Comparator IC*, Electronic Design, vol. 26, nr. 8, 1978, 12 apr. p. 110—112.
85. HUEHNE, K., *The Continuing Dominance of the Operational Amplifier*, State-of-the-Art Linears in action. Motorola, Phoenix (Ariz.); 1960, p. 5—13.
86. HUELSMAN, L. P., *Theory and Design of Active RC Circuits*, McGraw Hill, New York, 1968.
87. INSAM, E., *No-Ladder DA Converter works from one 5V Supply*, Electronics, vol. 46, nr. 26, 20 dec. 1973, p. 113—115.
88. JOHNSON, E. C., *Analyzing Ladder-type Networks by a Quick Arithmetic Procedure*, Electronics, vol. 46, nr. 8, nov. 1973.
89. JUNG, W. G., *Convert Unipolar C-MOS Signals into Analog Bipolar Outputs*, Electronic Design, vol. 25, nr. 22, 25 oct. 1977.
90. KACHER, E. J.; FOX, F., *Eliminating Stray Signals in Remotely Gain Switched Op Amp*, Electronics, vol. 47, nr. 9, 2 mai 1974, p. 116—117.

91. KAPLAN, B. Z., BACHAR, S. R., *A Simple Oscillator Based On Conservative Models for Generating Three-Phase Waveforms*, Proc. of IEEE, vol. 67, 1979, nr. 10, oct.
92. KAPLAN, B. Z.; HAR-ZAHAV, D., *A Simple Quadrature Oscillator for Generating Triangular and Square Waves*, Proc. of IEEE, vol. 67, 1979, nr. 11, nov.
93. KELSON, G., *A Monolithic 10 bits Digital-to-Analog Converter Using Ion Implantation*, IEEE J. of Solid-State Circuit vol. SC-10, nr. 6, dec. 1975.
94. KIME, R. C., *The Charge-Balancing AD Converter: An Alternative to Dual-Slope Integration*, Electronics, vol. 46, 24 mai 1973.
95. KINCAID, R.; SHIRLEY, F., *Active Bandpass Filter Design is Made Easy with Computer Program*, Electronics, vol. 47, nr. 10, 16 mai 1974, p. 97.
96. KNOWLTON, D. J., *Two Op Amps Simplify Design of Oscillator*, Electronics, vol. 43, 27 apr. 1970, p. 92.
97. KORN, C. A. și T. M.; *Electronic Analog and Hybrid Computers* McGraw Hill, New York, 1964.
98. KRAUS, K., *Phasenregelkreis steuert Analogfilter*, Elektronik, vol. 27, nr. 7, iulie 1978, p. 101—102.
99. KRAUS, K., *Kettenleiter in „leap-frog“-Form*, elektronikpraxis, nr. 4, apr. 1980, p. 23—29.
100. KRUMMENACHER, F., ZUFFEREY, J.-L., *High-gain CMOS Cascode Operational Amplifier*, Electronics Letters, vol. 16, 1980, nr. 6, p. 232—233.
101. KÜHNEL, C., *Einfluß realer Operationsverstärker-Eingangsparameter auf die statische Kennlinie von Strom-Spannungswandlern*, Nachrichtentechnik. Elektronik, vol. 28, nr. 12, 1979, p. 494—495.
102. KUSTAV, O. V.; LUNDIN, V. Z., *Operacionnyye usiliteli v linejnyh ceppjah*, Svjaz', Moscova, 1978.
103. LANDSBURG, C. F., *A Charge-Balancing Monolithic A/D Converter*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-12, nr. 6, dec. 1977, p. 662—673.
104. LEHR, W. D., *Integrated Circuit Operational Amplifier Replaces Audio Transformers in zero to 360° Phase Shifters*, Proc. IEEE, vol. 55, nr. 9, sept., 1967, p. 1653.
105. LENK, J. D.; RESTON, V. A., *Manual for Operational Amplifier Users*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs 1976.
106. COUGLIN, F.; DRISCOLL, F. (traducerea din limba engleză), *Operacionnyye usiliteli i linejnye integral'nye shemy*, Mir, Moscova, 1979.
107. LEWIS, D., *Kompensation der Meßschaltung für Operationsverstärker*, Elektron. Ind. vol. 11, nr. 4, 1980, p. 31—33.
108. LLOYD HOLSBEAM, G. ALLAN, *Phase Detector/Modulator Operaters from DC to 30 kHz*, Electronic Design, vol. 19, 10 iunie 1971.
109. MAGAR, S. S.; COOPER, D. C., *Fast Logarithmic DA Conversion with Small Error*, Electronics Letters, vol. 12, nr. 4, 1976.
110. MARKLEIN, R., *Spannung/Frequenz-Umsetzer für positive und negative Spannungen*, Elektronik, vol. 27, nr. 18, 23.11.78, p. 88.
111. MARTY, C., *BiFET/TrimFET Operational Amplifiers*, Electronics Engineering, vol. 52, nr. 69, iunie 1980, p. 109—127.
112. MÄUSL, R., *Operationsverstärker, Schaltungstechnik und Anwendung*, NRS, 1972, nr. 57, p. 30—33 și nr. 58, p. 22—25.
113. MCGOVERN, P. A., *Tangent Sweep Circuit*, Electronics Letters, vol. 12, nr. 23, 1976.
114. MENNENGA, H., *Operationsverstärker*, Hüthig-Verlag, 1979.
115. METZ, R., *Combination Logic Cuts Parts in Digitally Controlled Amplifier*, Electronics, vol. 48, nr. 19, 18 sept. 1975, p. 94—95.

116. MEYER, R. G., *Notes on Noise*. EECS Department, University of California, Berkeley (SUA), 1973.
117. MILLER, W. D., *Pick The Right DAC*. Electronic Design, vol. 22, nr. 10, 10 mai 1974, p. 110—113.
118. MITRA, A. K., *Low Sensitivity Bandpass Filter Using the Operational Amplifier*. Electronics Letters, vol. 12, nr. 12, 1976.
119. MÖLLER, D., *Operationsverstärker mit FET-Eingangsstufen. Ein Nachtrag*. Elektron.-Ind. vol. 11, nr. 4, p. 34. 1980.
120. MONTANO, J. C., *Bipolar S/H with Indefinite Hold Time, Digital O/P*. Electronic Engineering, vol. 51, nr. 625, iulie 1979, p. 25—27.
121. MOORE, H. P.; JOHNSON, D. E.; JOHNSON, R. J., *An Active Circuit for Elliptic-Type Filters*. IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-27, nr. 4, apr. 1980, p. 328—331.
122. MORSE, A. S.; HUELSMAN, L. P., *A Gyrator Realization Using Operational Amplifier*. IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-11, nr. 2, febr. 1964, p. 277—278.
123. MÜLLER, E., *Erweiterung der Bandbreite von Verstärkerschaltungen mit intern kompensierten Operationsverstärkern*. Nachrichten Elektronik, vol. 34, 1980, nr. 5, mai, p. 153—159.
124. MUSSER, C. E., *Modified Window Comparator Compensates for Temperature*. Electronics, vol. 47, nr. 26, 26 dec. 1947, p. 97—99.
125. NANDI, R., *Grounded-Capacitor Bandpass Filter Using the Operational Amplifier Pole*. Electronics Letters, vol. 13, nr. 24, 1977.
126. NEAGOE, O.; POPESCU, C.; ILIESCU, R.; NIȚĂ, M.; BURLĂCEL, I., *Circuit integrat linear comparator de tensiune monolitic ROB 760*. Raport de cercetare ICCE, București, 1979.
127. NEDUNGADI, A., *A Dual Differential Bilateral Current Converter*. Proc. of IEEE, vol. 68, nr. 7, iulie 1980, p. 932—939.
128. NEDUNGADI, A., *A Simple Inverting/Noninverting Voltage Amplifier*. Proc. of IEEE, vol. 68, 1980, nr. 3, martie, p. 414—415.
129. NEIDICH, M., *Low Power AD Converter Is a Battery Life Saver*. Electronics, vol. 43, nr. 26, 1970.
130. OLESIN, A., *Bilateral Current Source is Digitally Programmable*. Electronics, vol. 48, nr. 19, 18 sept. 1975, p. 95—97.
131. OTT, W., *Combined Op Amps Improve Over-all Amplifier Response*, Electronics, vol. 46, nr. 23, 1973, p. 95—96.
132. OUSTALOUP, A., *Oscillateur sinusoidal d'ordre 5/2*. L'onde électrique, vol. 59, 1979, nr. 6—7.
133. OUSTALOUP, A., *Modulateurs BF à grande linéarité*. L'onde électrique, vol. 59, 1979, nr. 8—9.
134. PATRANABIS, D.; TRIPATHI, M. P.; *Additional Generalization Scheme of Active All-pass Filters*. Electronics Letters, vol. 13, nr. 6, 1977.
135. PATSTONE, W.; DUNBAR, C. *Choosing a Sample-and-Hold Amplifier Is Not as It Used to Be*. Electronics, vol. 46, nr. 16, 2 aug. 1973, p. 101—104.
136. PEARCE, T. H.; GOTT, G. F. și colab., *A High Speed Pulse-Code Modulation System*. The Marconi Review, nr. 177, 1970.
137. PELAT, A., *Filtres passe-bas et passe-haut avec amplification*, Toute l'électronique, nr. 456, aug-sept. 1980, p. 43—45.
138. PERRY, B., *New Multiple Feedback Active RC Network*. Electronics Letters, vol. 11, nr. 11, 1975.

139. FIPITONE, F., *Amplificatori operazionali*. Sperimentare, 1979—1980, nr. 12; 1, 43—45 și nr. 2, p. 43—49.
140. IONSOBY, J. E. B., *Active All-pass Filter Using Differential Operational Amplifier*. Electronics Letters, vol. 2, apr. 1966.
141. IOFESCU, C.; NEAGOE, O.; NIȚĂ, M.; ILIESCU, R.; BURLĂCEL, I., *Circuit integrat linear comparator de tensiune monolitic ROB311*. Raport de cercetare ICCE, București, 1979.
142. IOFESCU, C.; NIȚĂ, M.; TEUȘDEA, T., *Circuit integrat linear, stabilizator de tensiune de uz general ROB365*. Raport de cercetare, ICCE, București, 1977.
143. FOSSÉMÉ, G., *Circuits passe-tout actifs*. L'onde électrique, vol. 51, nr. 10, 1971.
144. FRETZL, G., *Die Prüfung des dynamischen Verhaltens schneller A/D-Umsetzer*, Elektronik, vol. 27; nr. 4, apr. 1978, p. 97—101.
145. ROMANO, A.; RIVA, G. M., *Schaltung mit logarithmischer Übertragungscharakteristik über fünf Dekaden*. Internationale Elektronische Rund., nr. 2, 1969, p. 45—48.
146. RAO, K. R.; REDDY, M. A.; RAVICHANDRAN, S.; RAMAMURTHY, B.; SANKAR R., *An Active-Compensated Double-Integrator Filter Without Matched Operational Amplifier*. Proc. of IEEE, vol. 68, 1980, nr. 4, apr., p. 534—535.
147. RAO, R. K.; SRINIVASAN, S., *A Bandpass Filter Using the Operational Amplifier Pole*. IEEE J. Solid-State Circuits, iunie 1973, p. 245—246.
148. REGAN, T.; SEVASTOFOULOS, N.; KOHAN, C.; LANGE, J., *Dual Current-differencing Amplifier Permits High-frequency Designs*. EDN, vol. 24, nr. 17, 1979, p. 99—105.
149. RESCHKE, H., *Funktionsgenerator mit Amplitudenstabilisierung*. Elektronik, vol. 27, nr. 9, sept. 1978, p. 111.
150. ROEDEL, R.; VISWANATHAN, C. R., *Reduction of Popcorn Noise in Integrated Circuits*. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED-22, nr. 10, oct. 1975, p. 962—964.
151. SABBADINI, G. F.; RIVA, G. M., *Filtres actifs RC réalisés avec amplificateurs opérationnels intégrés*. L'onde électrique, vol. 47, nr. 480—481, mart.-apr. 1967, p. 427—435.
152. SALEH, N.; TEWFICK, S., *Calculator-aided Evaluation of Integrated n-MOS Operational Amplifiers*. IEE Proc. vol. G 127, 1980, nr. 2, p. 67—74.
153. SALLEN, R. P.; KAY, E. L., *A Practical Method of Designing RC Active Filters*. IRE Trans. Circuit Theory, vol. CT2, nr. 1, martie 1955.
154. SANDU, D. D., *Circuite electronice*, Editura didactică și pedagogică, București, 1975.
155. SANDU, D. D., *Probleme moderne de tehnica impulsurilor*, Editura Academiei, București, 1980.
156. SANTANA, H. E., *FET-Controlled Op-Amp Permits Wide Dynamic Range*. Electronic, vol. 47, nr. 7, 4 apr. 1974, p. 122.
157. SCHEERER, R. C.; LOGIS-Jr, J., *Stabilize a Constant-Current Supply with an Op Amp*. Electronic Design, nr. 4, febr. 1971.
158. SCHLEIFER, W. D., *Diodenfunktionsgeber für empirische Funktionen unter Verwendung von Operationsverstärkern*. Internationale Elektronische Rund., nr. 9, 1967, p. 279—280.
159. SCHWARZ, R., *Single Zener Sets Thresholds for Simple Window Compensator*. Electronic Design, vol. 26, nr. 17, 16 aug. 1978.
160. SEDLATSCHKE, K.-H., *Spannungsgesteuertes Analogfilter über 10 Oktaven abstimmbar*. Elektronik, vol. 27, nr. 1, ian. 1978, p. 79—80.
161. SEDRA, A. S.; BROWN, L., *A Refined Classification of Single Amplifier Filters*. Intl. Journal Circuit Theory and Appl., vol. 7, 1979, nr. 1, p. 127—137.
162. SEIDL, A.; BÄHR, W., *Temperaturmeßgerät mit digital arbeitender Linearisierung*. Elektronik, vol. 27, nr. 1, ian. 1978, p. 71—77.

163. SHEINGOLD, D. H., *Analog-Digital Conversion Handbook*. Analog Devices, 1972.
164. SIEDEL, B., *Interpreting ADC and DAC Specifications*. Electronic Engineering, vol. 50, nr. 606, mai 1978, p. 54—60.
165. SLOGGETH, G. J., *Simple Approximations for the Gain Margin of Systems Having Two Dominant Poles*. Electronics Letters, vol. 13, nr. 10, 1977.
166. SMITHER, M. A., *Improved Absolute-Value Circuit*. EEE, martie 1969, p. 124.
167. SMITHER, M. A. și colab., *CMMR Analysis of the 3-Op-Amp Instrumentation Amplifier*. Electronics Letters, vol. 13, nr. 20, 1977.
168. SODERQUIST, D.; ERDI, G., *The OP-07 Ultra-Low Offset Voltage Op-Amp — A Bipolar Op-Amp that Challenges Choppers, Eliminates Nulling*. Precision Monolithics Application Note An-13, decembrie 1975.
169. SOKAL, N. O., *Variable Voltage Source has Independently Adjustable TC*. Electronics, vol. 47, nr. 12, 13 iunie 1974, p. 105.
170. SOLIMAN, A. M., *Phase Corrections in Two Integrator Loop Filters Using a Single Compensation Resistor*. Electronics Letters, vol. 14, nr. 12, 1978.
171. SOLIMAN, A. M.; FAWZY, M., *A Bandpass Filter Using the Operational Amplifier Pole*. IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-12, nr. 4, aug. 1977, p. 429—430.
172. SOLIMAN, A. M.; ISMAIL, M., *A Novel Active Compensation Method of Op-Amp VCVS structures*. Archiv für Elektrische Übertragung, vol. 33, 1979, nr. 9, p. 378—379.
173. SOUNDARARAJAN, K.; RAMAKRISHNA, K., *Effect of Operational Amplifier Filters*. Intl. J. Circuit Theory and Appl., vol. 7 1979, nr. 4, p. 435—444.
174. SPÂNULESCU, I.; PÂRVAN, R., *Principiile fizice ale microelectronicii*, Editura științifică și enciclopedică, București, 1981.
175. SPOFFORD-Jr, R. W., *Putting DA Converters to Work*. Electronics, vol. 44, nr. 29, 1971.
176. STOUT, D. F., redactor KAUFMAN, M., *Handbook of Operational Amplifiers: Circuit Design*. McGraw Hill, New York, 1976.
177. TEEPLE, C. R., *Don't forget DA Converter Tempo*. Electronic Design, vol. 21, nr. 10, mai 1973.
178. TEMES, G. C., *An Improved Switched Capacitor Integrator*. Electronics Letters, vol. 14, nr. 9, 1978.
179. TEMES, G. C., *The Derivation of Switched Capacitor Filters From Active RC Prototypes*. Electronics Letters, vol. 14, nr. 12, iunie 1978.
180. TERAMOTO, M., *RC Active All-pass Using Wien Bridge and Differential Amplifier*. Proc. IEEE, vol. 57, nr. 10, oct. 1969, p. 1792—1793.
181. TIMKO, M. P.; HOLLAWAY, R., *12 Bit Successive-Approximation AD Does it All with Just Two Chips*. Electronic Design, vol. 26, 20 sept. 1978.
182. TIMOTHY, K., *Design Active Low-pass Filters with Stock Resistors and Capacitors. Six Frequency Decades can be Covered with Simple Component Changes*. Electronic Design vol. 19, nr. 18, sept. 1971.
183. TOBEY, G. E.; GRAEME, J. G.; HUELSMAN, L. P., *Operational Amplifiers: Design and Applications*. McGraw Hill, New York, 1971.
184. TOW, J., *Design Formulas for Active RC Filters Using Operational Amplifier Biquad*. Electronics Letters, vol. 5, 24 iulie, 1969, p. 339—341.
185. TROFIMENKOFF, F. N., SMALLWOOD, R. E., *Single Op Amp compares Bipolar Voltage Magnitudes*. Electronics, vol. 47, nr. 23, 14 nov. 1974, p. 123—125.
186. TSIVIDIS, YANNIS P., *Maximum Voltage Selector Requires no External Ramp Voltage, A—D Conversion or Logic*. Electronic Engineering, vol. 52, nr. 636, apr. 1980, p. 22—23.

187. van de PLASSCHE, R. J., *A Wideband Monolithic Instrumentation Amplifier*. IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 6, dec. 1975, p. 424—431.
188. van de PLASSCHE, R. J.; van der GRIFT, R. E. J., *A Five Digit Analog-Digital Converter*. IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-12, nr. 6, dec. 1977, p. 656—662.
189. VĂTĂȘESCU, A.; BODEA, M.; HARTULAR, A.; SCHUSTER, B.; CRĂCEA, D.; LUNGU, S.; GHEORGHIU, V.; MIHUȚ, I.; SAVIN, R., *Circuite Integrate Lineare*, Manual de utilizare, vol. I, Editura tehnică, București, 1979.
190. VELASEVIĆ, D.; STANKOVIĆ, S., *Op Amps Reject Line Noise in A—D Converters Input*. Electronics, vol. 43, nr. 1, 5, ian. 1970, p. 96.
191. VERBEEK, C., *Module d'acquisition de données réalisé avec un registre à approximations successives*, Toute l'électronique nr. 456, aug.—sept. 1980, p. 53—55.
192. VOGLER, D. L., *Precision Peak-to-peak AC—DC Converter Built with Single-Supply Op-Amp Circuit*. Electronic Design, vol. 25, nr. 24, 22 nov. 1977, p. 160.
193. VOLDNER, R.; RATZ, H. C., *Temperature-Compensated Analog Multiplier*. Electronics Letters, vol. 4, nr. 7, apr. 1968, p. 130—131.
194. VRBA, K., *Vysokostabil'nye cepi na osnove operacionnyh usilitelej s elektronnym pereklučatelem na vyhode*. Izd. vuzov radioelektron., vol. 23, 1980, nr. 8, p. 42—48.
195. WALLRABE, A., *Dimensionierung eines logarithmischen Verstärkers*. Funkschau, vol. 52,, nr. 11, 1980, p. 54—57.
196. WELLING, B., *Active Filters: The Op Amp Saves Time and Money*. Electronics, vol. 42 3 febr. 1969, p. 82—90.
197. WIDLAR, R. J.; PEASE, R. A.; YAMATAKE, M., *Design High-impedance Circuits with Newest Bipolar IC Op Amps*. EDN, vol. 25, nr. 3, 1980, p. 119—132.
198. WILLIAMS, P., *Wien Oscillators*. Wireless World, vol. 77, nr. 1433, 1971, p. 541—547.
199. WILLIAMS, P., *Allpass Filters Using Wien's Bridge*. Electronics Letters, vol. 6, 1970, p. 183—185.
200. WILLIAMS, P., *Notch Filters Using Wien's Bridge*. Electronics Letters, vol. 6, 1970, p. 185—186.
201. WILLIAMS, P., *Bandpass Filters Using Wien's Bridge*. Electronics Letters, vol. 6, 1970, p. 186—187.
202. WILLIAMS, P., *Alternative Allpass Networks Using Wien's Bridge*. Electronics Letters, vol. 6, 1970, p. 188.
203. WILLIAMS, P., *Nullor Representation of Variable-frequency RC Oscillator*. Electronics Letters, vol. 10, nr. 15, 25 iulie 1974, p. 294.
204. WILSON, G., *Compensation of Some Op-Amp Based RC-active Networks*. IEEE Tr. on Circ. & Syst, vol. CAS-23, nr. 7, iulie 1976, p. 443.
205. WILSON, G., *Comment on New Multiple Feedback Active RC Network*. Electronics Letters, vol. 12 nr. 12, 1976.
206. WILSON, G., *Suboptimal Design of Canonic Single Operational Bandpass Filters*. Intl. J. Electron. vol. 47, 1979, nr. 1, p. 41—48.
207. WILSON, G., *RC Active Variable-Group Delay Equalizer*. Electronics Letters, vol. 13, nr. 14, 1977.
208. WOO, BARRY B., *Digitally Programmable Gain Amplifiers with Arbitrary Range of Integer Values*. Proc. of IEEE, vol. 68, nr. 7, iulie 1980, p. 934—936.
209. WOODWARD, E. Ch., *A Monolithic Voltage Comparator Array for AD Converters*. IEEE, J. of Solid State Circuit, vol. SC-10, nr. 6, 1975.
210. WOLF, V.-K., *Signal-Level Envelope Detector Uses Dual Operational Amplifier*. Electronic Design, vol. 17, 1 febr. 1969, p. 78—80.

211. WOLFF, D., *Active RC-Filters with Differential Integrators* Electronics Letters, vol. 4, nr. 20, 1968, p. 428—429.
212. YAMAMOTO, I. și colab., *Versatile Precision Fullwave Rectifier*. Electronics Letters, vol. 13, nr. 5, 1977.
213. YANAGISHAWA, T.; BHATTACHARJEE, G., *Realization of Generalized Active Transformer*. Electronics Letters, vol. 12, nr. 12, 1976.
214. ZIRPEL, M., *Operationsverstärker*, Franzis-Verlag, München, 1976.
215. ZIRPEL, M., *Quadrierer, Radizierer, Dividierer*. Elektronik, vol. 27, nr. 11, 19 oct. 1978, p. 75—80.
216. ZUCH, E., *Video Analog-to-Digital Conversion*. Electronic Design, vol. 26, nr. 8, 12 apr. 1978, p. 66—71.
217. \* \* \* *A Monolithic FET npn Operational Amplifier*, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-3, 1968.
218. \* \* \* *All-Pass Network Oscillator*, Wireless World Circard, Set 26: RC Oscillators II-8, IPC Business Press Ltd, Londra, 1975.
219. \* \* \* *Amplifier, Non-Inverting Programmable Gain*. Application Note HAS 514 # 2, Harris Semiconductor.
220. \* \* \* *Amplitude Stabilization of Twin-T Oscillators*. International Journal of Electronics, vol. 38, 1975, nr. 6.
221. \* \* \* *Antilog Amplifier*. Application Note AN552 # 14, Motorola.
222. \* \* \* Application Note nr. 281, iulie 1973, Fairchild.
223. \* \* \* Application Note HAS 5143, Harris Semiconductor.
224. \* \* \* *Applying IC Multipliers: Two Phase Sinusoidal Oscillator Using AD5337*. Application Note ANA 66 # 15, Analog Devices.
225. \* \* \* *CAD 12 bits, 8 gammes à autosélection*, Électronique industrielle, nr. 5, 1980, p. 43—46.
226. \* \* \* *Chaîne d'acquisition de données homogènes*, Électronique industrielle, nr. 7, 1980, p. 55—56.
227. \* \* \* *Comment obtenir une source de courant de précision pour des valeurs de 10 nA à 10 mA*, Électronique industrielle, nr. 6, 1980, p. 47.
228. \* \* \* *Convertisseur analogique-numérique rapide compatible avec tous les microprocesseurs 8 bits*, Électronique industrielle, nr. 1, 1980, p. 51—52.
229. \* \* \* *Design of Linear Thermistor Networks: Use in Modifying Wien Bridge Oscillator*. Application Note MVP1 # 6, Motorola.
230. \* \* \* *Difference Amplifier*. Application Note 2N20 # 5, National Semiconductor.
231. \* \* \* *Digital to Analog Converters Trading Off Bits and Lucks*. Electronics, vol. 45, 13, 1972.
232. \* \* \* *Driver monolithique push-pull à 4 voies, 36 V et 3 A max*, Électronique industrielle, nr. 3, 1980, p. 45—48.
233. \* \* \* *High Speed Integrator*. Application Note App 101 # 5, Fairchild
234. \* \* \* *Four Phase Oscillator*. Wireless World Circard, Set 26: RC Oscillators II-7, IPC Business Press Ltd, London, 1975.
235. \* \* \* *Geschaltete Kondensatoren*. Elektor, nr. 1, ian. 1981, p. 52—57.
236. \* \* *Guarded Inverting Amplifier*. Application Note AN 63 # 1, National Semiconductor.
237. \* \* \* *Guarded Non-Inverting Amplifier*. Application Note AN63 # 3, National Semiconductor.
238. \* \* \* *High Speed Op Amps Minimizing Settling Time*. Application Note ANA 45 # 1, Analog Devices.

239. \* \* \* *High Speed Op Amps: Stability and Phase Margin*. Application Note ANA 45 # 2, Analog Devices.
240. \* \* \* *Improved Low Frequency Operational Amplifier*. Application Note AN74 # 23, National Semiconductor.
241. \* \* \* *Input and Ground as Complements in Active Filters*. IEEE Trans. on Circ. Theory, vol. CT-20, nr. 9, 1973, p. 540—547.
242. \* \* \* *Integrator Used with Switching Application for Linear Circuits*. Application Note AN38 # 4, National Semiconductor.
243. \* \* \* *Linear Application Handbook*, National Semiconductor, 1978.
244. \* \* \* *Linear Integrated Circuits*, RCA, Harrison (New Jersey), IC-41, 1969.
245. \* \* \* *Linear Integrated Circuits D.A.T.A. Book*, DATA Inc., San Diego (Calif.), ediția 25, ianuarie, 1981.
246. *Maximally Flat Approximation of Lowpass RC Active Filters with Multiple Real Pole* Electronics Letters, vol. 13, nr. 3, febr. 1979, p. 76—77.
247. \* \* \* *Modern Application of Linear IC's*. Editorial Staff, United Technical Publications Inc., TAB Books, Blue Ridge Summit (Penns.) 1976.
248. \* \* \* *Negative Input General Purpose Squaring Module*. Burr-Brown Research Tucson (Ariz.), PDS-180 A, 1968.
249. \* \* \* *Operationsverstärker-Anwendungen*. Funkschau, vol. 52, 1980, nr. 5, p. 67—68.
250. \* \* \* *Parallel-T Oscillators*. Wireless World Circard, Set 26-II-2, IPC Busines Press Ltd, Londra, 1975.
251. \* \* \* *Precision IC Op Amp-Stable Reference Regulator*. Application Note ANA 23 # 3 Analog Devices.
252. \* \* \* *Precision Integrator*. Application Note AN63 # 7, National Semiconductor.
253. \* \* \* *Programmable Integrator: DM88L12, AH5009*. Application Note AN 75 # 5. National Semiconductor.
254. \* \* \* *Sample/Hold Modules*. Burr-Brown Research, Tucson (Ariz.), PDS-211, 1969.
255. \* \* \* *Sine Wave Oscillator Programmable Frequency*. Application Note HA 514 # 9, Harris Semiconductor.
256. \* \* \* *Spannungsdiskriminator mit Mehrfach-Operationsverstärkern*. În: Schaltbeispiele Siemens, Bereich Bauelemente, Vertrieb, München, 1976/77, p. 109—112.
257. \* \* \* *Spannungsfrequenzwandler*. În: Schaltbeispiele, Siemens Bereich Bauelemente, Vertrieb, München, 1974/75, p. 102—105.
258. \* \* \* *Two-Integrator Loop Oscillator*. Wireless World Circard, Set 26: RC Oscillators, II-6, IPC Busines Press Ltd, Londra, 1975.
259. \* \* \* *Using Op Amp as Inductors in Bandpass Filter*. Application Note APP 321 # 6, Fairchild.
260. \* \* \* *Un convertisseur A-N qui admet des signaux d'entrée dont le niveau bas n'est pas la référence des tensions*, Électronique industrielle, nr. 6, 1980, p. 48.
261. \* \* \* *Voltage Controlled Two Phase Oscillator*. Application Note ANA 26 # 8, Analog Devices.
262. \* \* \* *Wideband High Slew Inverting Amplifier Wide Range Signal Separator*. Application Note HAS 516 # 4, Harris Semiconductor.
263. \* \* \* *Wien Bridge Sinewave Oscillator*. Application Note AN 20 # 13, National Semiconductor.

ION DRAGU, ION-MIHAIL IOSIF

## **LINEAR INTEGRATED CIRCUITS —**

### **Operational Amplifiers**

The authors tried to review the most typical applications of the operational amplifiers and also gave easy-to-follow design examples. Further they indicated how to approach optimum utilization and included design sequences as well as technology and know-how considerations aimed to this class of linear integrated circuits.

The book is intended to engineers, college students who specialize in electronics and electronic engineering, to all those exposed to the varied problems and decisions peculiar to the applications of the op amps.

ION DRAGU, ION-MIHAIL IOSIF

## **CIRCUITOS INTEGRATE LINEAR —**

### **amplificadores operational**

Le autores ha tentate realizar un reunion del applicationes le plus typic del amplificadores operational, ha presentate formulas de calculo e consideraciones practic e technologic in re iste classe de circuitos integrate linear.

Le presente libro es destinate tanto al ingenieros electronistas de diverse specialitates e studiantes del facultates de electronica, como a omnes obligate projectar e laborar con amplificadores operational.

ION DRAGU, ION-MIHAIL IOSIF

**LINEARE INTEGRIERTE SCHALTUNGEN —  
Operationsverstärker**

Die Autoren haben sich bemüht eine sinnvolle Auswahl aus der Vielzahl der Anwendungen der Operationsverstärker getroffen zu haben. Ferner werden Berechnungsformeln und schaltungstechnische Probleme dieser Klasse von linearen integrierten Schaltungen zuverlässig behandelt.

Das vorliegende Buch wendet sich sowohl an Studenten, Nachrichtentechniker, Funktechnik- und Elektronikingenieure, als auch an alle Benutzer die sich mit dem Entwurf von Schaltungen mit Operationsverstärkern befassen.

ИОН ДРАГУ, ИОН МИХАИЛ ЙОСИФ

**ЛИНЕЙНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ —  
применения операционных усилителей**

А вторы старались отбирать в книгу разновидность важнейших применений операционных усилителей, внести расчетные соотношения и точные сведения относящиеся к практическому и технологическому видам этого класса линейных интегральных микросхем.

Настоящая работа предназначена инженерам работающим в области радиоэлектроники и электронной техники, студентам вузов соответствующих специальностей, широкому кругу пользователей которые должны решить теоретические и практические задачи по операционным усилителям.

# CUPRINS

<i>Introducere</i> .....	5
--------------------------	---

## 1. NOȚIUNI DE BAZĂ

1.1. Parametrii fundamentali idealizați .....	9
1.2. Configurația inversoare .....	9
1.2.1. Ecuația de transfer .....	10
1.2.2. Impedanța de intrare .....	11
1.2.3. Impedanța de ieșire .....	13
1.3. Configurația neinversoare .....	14
1.3.1. Funcția de transfer .....	15
1.3.2. Impedanța de intrare .....	16
1.3.3. Impedanța de ieșire .....	17
1.4. Model de circuit echivalent pentru un amplificator operațional .....	18
1.5. Efectul amplificării în mod comun asupra caracteristicilor amplificatorilor operaționali .....	19
1.6. Faza reacției în amplificatorii operaționali .....	21
1.6.1. Efectul variației excesive a fazei asupra stabilității de frecvență .....	21
1.6.2. Efectul variației excesive a fazei asupra răspunsului în frecvență .....	25
1.6.3. Predicția lărgimii de bandă la 3 dB .....	27
1.6.4. Metode de compensare a fazei .....	28
1.6.4.1. Metoda compensării buclei închise .....	28
1.6.4.2. Metode de compensare a buclei deschise .....	28
1.6.4.3. Modificarea impedanței de intrare a buclei deschise .....	29
1.6.4.4. Modificarea caracteristicii de amplificare în buclă deschisă .....	32
1.7. Rejecția de mod comun .....	34
1.8. Curentul de polarizare a intrării .....	35
1.9. Curentul și tensiunea de decalaj .....	35
1.10. Viteza maximă de răspuns .....	36
1.11. Timpul de stabilizare, de întârziere și fidelitatea răspunsului la impuls .....	36
1.12. Zgomotul .....	37

## 2. AMPLIFICATORI LINEARI

2.1. Reducerea erorilor de curent continuu .....	42
2.2. Mărirea impedanței de intrare .....	45
2.3. Mărirea puterii .....	48
2.4. Reglajul amplificării .....	50
2.5. Amplificatori de instrumentație .....	56
2.6. Amplificatori de date cu amplificare programabilă .....	59
2.7. Surse de curent comandate .....	66

2.8. Surse de tensiune de referință.....	71
2.9. Stabilizatori de tensiune.....	73
2.9.1. Stabilizatori de tensiune de tip serie.....	73
2.9.2. Stabilizatori de tensiune de tip paralel.....	80
2.9.3. Stabilizatori de tensiune prin comutație.....	81

### 3. ANALIZORI DE SEMNAL

3.1. Comparatori.....	86
3.2. Detectori de vîrf.....	90
3.3. Circuite pentru calculul valorilor absolute.....	94
3.4. Circuite de măsurare a valorii absolute în dispozitive cu intrări diferențiale.....	97
3.5. Circuite de eșantionare și memorare.....	103
3.6. Calculul valorii eficace.....	110

### 4. AMPLIFICATORI OPERAȚIONALI ÎN CIRCUITE NELINEARE

4.1. Limitatori cu reacție.....	122
4.2. Generator de funcții nelineare.....	126
4.3. Amplificatori logaritmici .....	127

### 5. CIRCUITE DE MULTIPLICARE ȘI DIVIZARE

5.1. Multiplicatori cu aproximări lineare.....	140
5.2. Multiplicatori cu modulație și mediere.....	141
5.3. Multiplicatori cu transconductanță variabilă.....	145
5.4. Multiplicatori logaritmici .....	149
5.5. Divizori analogici .....	151
5.6. Divizori prin logaritmare și antilogaritmare.....	153
5.7. Aplicații ale multiplicatorilor și divizorilor.....	153
5.7.1. Reglajul amplificării .....	154
5.7.2. Compresie și extensie.....	155
5.7.3. Generarea unor funcții polinomiale.....	155
5.7.4. Detectori de fază.....	156
5.7.5. Dubluri de frecvență.....	157
5.7.6. Multiplicatori de frecvență de ordin impar.....	157
5.7.7. Sumatori vectoriali .....	160

### 6. GENERATORI DE SEMNAL

6.1. Generatori sinusoidali .....	162
6.1.1. Oscilatori cu punte Wien.....	162
6.1.2. Oscilatori cu rețea trece-bandă.....	165
6.1.3. Oscilatori cu rețea RC de defazare.....	170
6.1.4. Oscilatori cu rețea trece-tot.....	171
6.1.5. Oscilatori comandați în tensiune, cu inductanță sintetizată electronic.....	174
6.1.6. Oscilatori de ordinul $5/2$ .....	177
6.2. Circuite astabile cu amplificatori operaționali.....	182
6.3. Generatori de semnale triunghiulare și dreptunghiulare.....	186
6.4. Generatori de rampă.....	190
6.5. Monostabili și bistabili cu amplificatori operaționali.....	194

## 7. CONVERSIA NUMERIC-ANALOGICĂ ȘI ANALOGIC-NUMERICĂ

7.1. Conversia numeric-analogă (CNA).....	198
7.1.1. Convertori numeric-analogici de tip paralel.....	199
7.1.1.1. Convertori cu rezistori ponderați.....	201
7.1.1.2. Convertori NA în scară.....	202
7.1.1.3. Convertori NA cu coduri bipolare.....	203
7.1.2. Convertori NA de tip serie.....	204
7.2. Conversia analogic-numerică (CAN).....	206
7.2.1. Convertori cu rampă.....	207
7.2.2. Convertori cu rampă dublă.....	209
7.2.3. Convertori incremental cu rampă.....	211
7.2.4. Convertori tensiune-frecvență.....	212
7.2.5. Convertori AN logici.....	213
7.2.5.1. Convertori AN de tip paralel.....	213
7.2.5.2. Convertori de tip serie-paralel.....	214
7.2.5.3. Convertori AN cu aproximări succesive.....	217
7.3. Erori în funcționarea convertorilor NA și AN.....	218
7.3.1. Erori în funcționarea convertorilor NA.....	218
7.3.1.1. Parametrii caracteristici ai unui CNA.....	219
7.3.1.2. Eroarea de decalaj.....	221
7.3.1.3. Eroarea de amplificare.....	221
7.3.1.4. Eroarea de linearitate.....	221
7.3.1.5. Linearitatea diferențială.....	222
7.3.2. Erori în funcționarea convertorilor AN.....	222
7.3.2.1. Parametrii caracteristici ai CAN.....	222
7.3.2.2. Eroarea de cuantizare.....	224
7.3.2.3. Eroarea de decalaj.....	224
7.3.2.4. Eroarea de amplificare.....	224
7.3.2.5. Eroarea de linearitate.....	225
7.3.2.6. Eroarea de linearitate diferențială.....	225

## 8. FILTRE ACTIVE

8.1. Generalități.....	226
8.2. Sinteza filtrelor active.....	229
8.2.1. Funcții de transfer pentru rețele trece-jos.....	230
8.2.1.1. Filtru trece-jos de ordinul doi, cu reacție multiplă.....	231
8.2.1.2. Filtre trece-jos, de ordinul doi, cu surse de tensiune.....	234
8.2.1.3. Filtre active trece-jos, de ordinul trei, cu un AO.....	235
8.2.2. Funcția de transfer pentru rețele trece-sus.....	238
8.2.2.1. Rețele trece-sus cu un singur pol.....	238
8.2.2.2. Rețea trece-sus cu doi poli complex conjugați.....	239
8.2.2.3. Filtru trece-sus de ordinul doi, cu reacție multiplă.....	239
8.2.2.4. Filtre trece-sus, de ordinul doi, cu sursă de tensiune.....	240
8.2.2.5. Filtru activ trece-sus cu trei poli.....	241
8.2.3. Filtre active de tipul trece-bandă.....	243
8.2.3.1. Funcția de transfer a unui filtru trece-bandă.....	243
8.2.3.2. Filtre trece-bandă cu reacție multiplă.....	244
8.2.3.3. Filtre trece-bandă cu sursă de tensiune.....	248
8.2.4. Filtre active oprește-bandă.....	250
8.3. Caracteristici Butterworth, Bessel și Cebîșev.....	257
8.3.1. Caracteristici Butterworth pentru filtre trece-jos.....	257
8.3.2. Caracteristici Bessel pentru filtre trece-jos.....	258
8.3.3. Caracteristici Cebîșev pentru filtre trece-jos.....	259
8.3.4. Estimarea complexității unui filtru.....	260

8.4. Circuite active de tipul trece-tot.....	265
8.4.1. Generalități .....	265
8.4.2. Circuite trece-tot de ordinul întâi.....	265
8.4.3. Circuite trece-tot de ordinul doi.....	266
8.4.4. Aplicații ale filtrelor trece-tot active.....	269
8.4.4.1. Linii de întârziere realizate cu circuite trece-tot active.....	269
8.4.4.2. Corectori de fază.....	270
8.4.4.3. Defazori de bandă largă.....	271
8.5. Circuite active pentru corecția caracteristicii de frecvență în instalațiile audio....	275
<i>Bibliografie</i> .....	286

Redactor: MIȘU RĂILEANU  
Tehnoredactor: GH. CUCOȘ

---

*Bun de tipar 07.09. 1981. Apărut 1981*  
*Coli tipar 19 B 141*

---



Tiparul executat sub comanda  
nr 315 la  
Intreprinderea poligrafică  
„13 Decembrie 1918”,  
str. Grigore Alexandrescu nr.89—97  
București  
Republica Socialistă România