

## CAPITOLUL 4

# AMPLIFICATOARE DE MĂSURARE. APLICAȚII

### 4.1. Noțiuni fundamentale

Un amplificator este privit ca un cuadripol. Dacă mărimea de ieșire este de  $A$  ori mărimea de intrare, unde  $A$  este o constantă numită amplificare sau câștig atunci amplificatorul este linear. Există și relații neliniare între intrare și ieșire: spre exemplu la amplificatorul pătratic sau în cazul amplificatoarelor de logaritmare/antilogaritmare.

În cele ce urmează, prin "amplificator" ne vom referi la amplificatorul liniar. Funcție de natura mărimilor de intrare și ieșire distingem patru tipuri de amplificatoare : amplificatorul de tensiune (mărimile de intrare și de ieșire sunt tensiuni, amplificatorul de curent (mărimile de intrare și ieșire sunt curenți), amplificator de transconductanță (mărimea de intrare este tensiunea iar cea de ieșire curent) și amplificatorul de transpedanță (mărimea de intrare este curent iar cea de ieșire tensiune). Întrucât amplificatorul operațional este amplificator de tensiune, vom trece în revistă principalele caracteristici ale acestuia.

În figura 4.1 este reprezentată schema echivalentă Thevenin pentru un lanț de amplificare în tensiune ce cuprinde sursa de semnal  $U_s$  cu rezistența internă  $R_s$  și amplificatorul, care are la intrare tensiunea  $U_i$  și furnizează la ieșire tensiunea  $U_0$  pe sarcina rezistivă  $R_L$ .

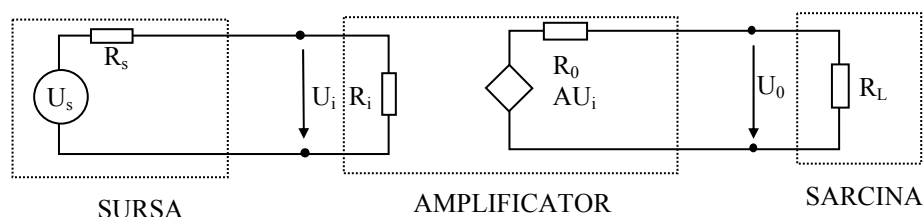


Fig.4.1. Lanț de amplificare în tensiune

S-a presupus că circuitul de intrare al amplificatorului nu conține surse de curent sau tensiune ci este pur rezistiv, de rezistență  $R_i$ . Circuitul echivalent de ieșire al amplificatorului conține o sursă de tensiune,  $A \cdot U_i$  (reprezentată printr-un romb deoarece este dependentă de o altă tensiune), și o rezistență serie de ieșire  $R_0$ . Amplificarea în tensiune a lanțului este:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{R_L}{R_0 + R_L} \cdot A \quad \frac{U_0}{U_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{R_L}{R_0 + R_L} \cdot A \quad (4.1)$$

Relația (4.1) arată că putem face amplificarea globală independentă de sursă și de sarcină doar dacă  $R_i = \infty$  și  $R_0 = 0$ . În acest caz, amplificarea lanțului de amplificare devine egală cu amplificarea  $A$ , proprie amplificatorului. Un astfel de amplificator este ideal.

### 4.2. Amplificatoare operaționale

În practică se construiesc amplificatoare integrate, numite amplificatoare operaționale, ce realizează o amplificare foarte mare. De exemplu,  $\beta A 741$ , are valoarea tipică pentru amplificare 200.000 iar un amplificator operațional construit mai recent,  $OP77$  are o amplificare tipică de 12.000.000.

În figura 4.2.a) se arată schema echivalentă a unui amplificator operațional . Are două intrări, una notată cu + numită intrare neinversoare și alta notată cu -, numită intrare inversoare. Prin urmare AO admite două tensiuni la intrare : cea de la intrarea neinversoare a fost notată cu  $U_p$  iar cea de la intrarea inversoare cu  $U_n$  și o tensiune de ieșire, notată cu  $U_0$  .

Diferența dintre  $U_p$  și  $U_n$  se numește tensiune diferențială de intrare  $U_d$  și ea se regăsește pe rezistența diferențială de intrare  $r_d$ . Schema echivalentă a circuitului de ieșire al amplificatorului operațional cuprinde sursa  $aU_d$  unde  $a$  este amplificarea de tensiune în buclă deschisă a amplificatorului operațional și rezistența de ieșire în buclă deschisă  $r_0$ .

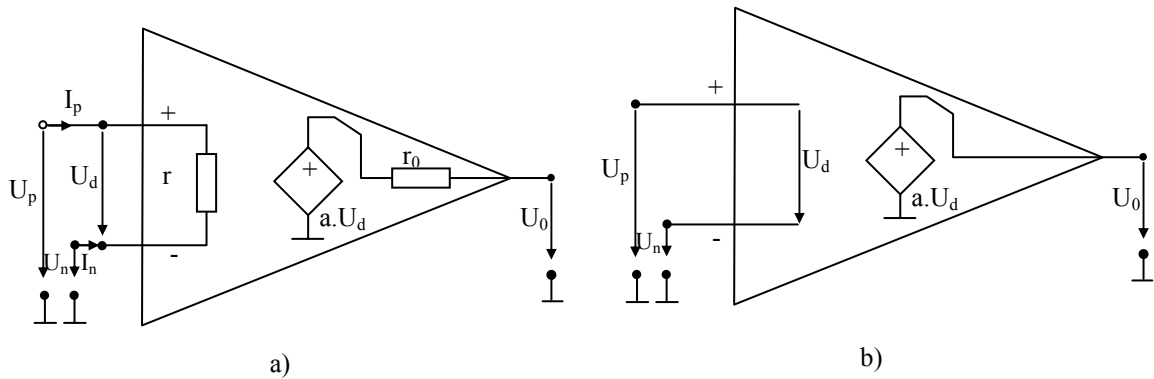


Fig.4.2. a) Model practic pentru amplificatorul operațional.Pentru  $\beta A 741$ ,  $r_d \cong 2 M\Omega$ ,  $a \cong 200.000$  și  $r_0 \cong 75 \Omega$  . b) Model ideal pentru AO

Se poate scrie relația :

$$U_0 = a \cdot U_d = a \cdot (U_p - U_n) \quad (4.2)$$

Deoarece  $a$  are valori mari rezultă valori foarte mici pentru tensiunea  $U_d$ . De exemplu, un amplificator operațional  $\beta A 741$ , în buclă deschisă și fără sarcină la ieșire are tensiunea de ieșire  $U_0 = 6 V$  atunci când tensiunea diferențială este  $U_d \cong 6/200.000 = 30 \mu V$ .

Se numește amplificator operațional ideal acel amplificator ce se bucură de următoarele proprietăți:

$$\begin{aligned} a &\rightarrow \infty \\ r_d &= \infty \\ I_p &= I_n = 0 \\ r_0 &= 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

În plus, amplificatorul operațional ideal prezintă o bandă de frecvență infinită. Schema echivalentă pentru AO ideal este dată în figura 4.2 b. Ne vom ocupa pe scurt de circuitele de bază realizate cu amplificator operațional: amplificatorul neinversor, amplificatorul inversor, repetorul, sumatorul, integratorul și diferențiatorul.

Pentru schema de amplificator neinversor din figura 4.3.a) presupunem că amplificatorul operațional nu are curenți de intrare ( $I_p = I_n = 0$ )

Atunci:

$$U_p = U_i, \quad (4.4)$$

iar:

$$U_n = U_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = b \cdot U_0, \quad (4.5)$$

unde:

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ se cheamă factor de reacție.} \quad (4.6)$$

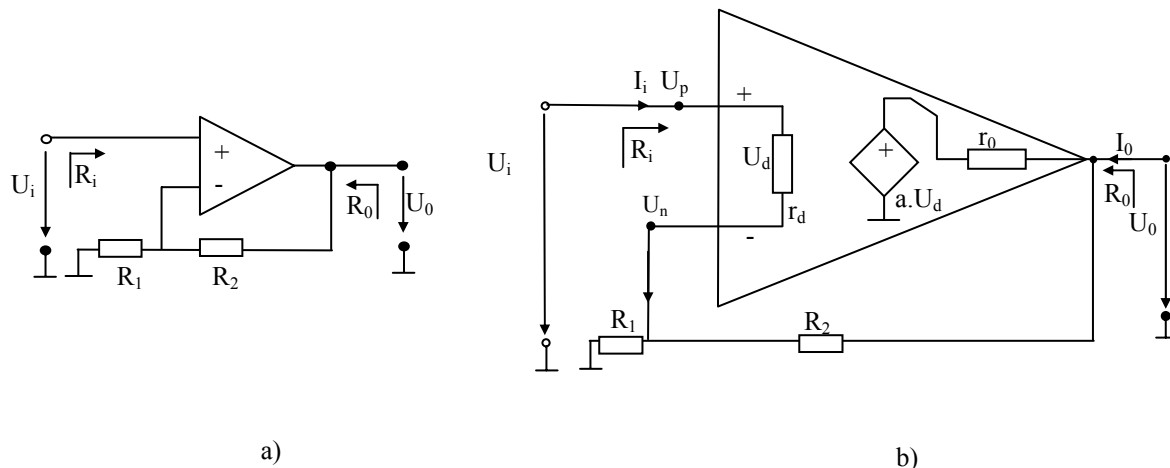


Fig.4.3. Amplificatorul neinversor

Înlocuind în relația 4.2 putem calcula amplificarea  $A$  a schemei:

$$A = \frac{U_0}{U_i} = \frac{1}{b} \cdot \frac{1}{1 + 1/a \cdot b} = \frac{a}{1 + a \cdot b} \quad (4.7)$$

Din relația (4.7) se observă bine diferențele dintre amplificările  $A$  și  $a$ : amplificarea  $A$  numită și amplificarea în buclă închisă reprezintă amplificarea schemei de amplificator neinversor ce are la intrare tensiunea  $U_i$  și la ieșire tensiunea  $U_0$ , pe când amplificarea în buclă deschisă  $a$  se referă doar la amplificatorul operațional ce are la ieșire aceeași tensiune  $U_0$  dar la intrare are tensiunea  $U_d$ . Produsul  $ab$  se numește câștigul buclei iar termenul  $1+ab$  este factorul de reducere a amplificării în buclă deschisă.

În cazul utilizării unui amplificator operațional ideal relația (4.7) devine :

$$A_{ideal} \cong \lim_{a \cdot b \rightarrow \infty} A = \frac{1}{b} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.8)$$

Prin urmare, inversul factorului de reacție este amplificarea ideală în buclă închisă. Ne folosim de schema din figura 4.3.b pentru a calcula amplificarea  $A$ , rezistența de intrare  $R_i$  și rezistența de ieșire  $R_0$  a unei scheme de amplificator neinversor ce are în componență un amplificator operațional real. Pentru aceasta notăm  $R_p = R_1 // R_2 // r_d$  și aplicând legile lui Kirchhoff se obține :

$$A = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{a} \cdot \frac{r_0}{r_d}}{1 + \frac{1}{a} \cdot \left( \frac{R_2 + r_0}{R_p} - \frac{r_0}{R_2} \right)} \quad (4.9)$$

Toate amplificatoarele operaționale se construiesc cu  $r_0 \gg r_d$  iar o schemă bine proiectată de amplificator neinversor trebuie să realizeze  $R_1 + R_2 \gg r_0$  pentru a preîntâmpina încărcarea excesivă a ieșirii și  $R_1 // R_2 \ll r_d$  pentru a micșora influența

curenților de intrare ai AO. Prin neglijarea unor termeni rezultați din restricțiile de mai sus, relația (4.9) poate fi pusă sub forma (4.7).

**Problema 4.1.** Un amplificator neinversor are în schema sa două rezistoare de precizie cu valorile  $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$  și  $R_2 = 120 \text{ k}\Omega$ . Determinați valoarea minimă a lui  $a$  astfel încât deviația maximă a lui  $A$  față de valoarea ideală să fie a) 1% și b) 0,001%.

**Rezolvare :**

Amplificarea ideală se determină cu relația (4.8).  $A_{ideal} = 41$ .

Din relația (4.9) în care s-au făcut neglijările impuse de  $r_0 = 0$ ,  $r_d = \infty$  și relația (4.8) rezultă :

$$\varepsilon_A = \left| \frac{A - A_{ideal}}{A_{ideal}} \right| = \left| \frac{A_{ideal}}{a + A_{ideal}} \right| \quad (4.10)$$

După înlocuire găsim : a)  $a = (102 - 1) \cdot 41 = 4059$  , b)  $a = (105 - 1) \cdot 41 = 409959$ .

Pentru a determina expresia lui  $R_i$  considerăm schema din Fig.4.3b în gol și scriem relațiile

$$\begin{aligned} R_i &= \frac{U_i}{I_i} \\ U_n &= U_i - U_d = U_i - r_d \cdot I_i \\ I_i + I_{R_2} &= I_{R_1} \end{aligned} \quad (4.11)$$

După înlocuire se obține :

$$R_i = r_d \left( 1 + \frac{a}{1 + \frac{R_2 + r_0}{R_1}} \right) + \frac{R_1 \cdot (R_2 + r_0)}{R_1 + R_2 + r_0} \quad (4.12)$$

Introducând restricțiile impuse de o bună proiectare a amplificatorului neinversor, restricții enunțate mai înainte, se obține :

$$R_i \cong r_d (1 + a \cdot b) \quad (4.13)$$

Prin urmare, reacția mărește rezistența de intrare de un număr de ori egal cu factorul de reducere a amplificării în buclă deschisă.

Rezistența de ieșire  $R_0$  se calculează considerând intrarea în scurtcircuit:

$$\begin{aligned} U_d &= -U_n = -U_0 \cdot \frac{R_1 \cdot r_d}{R_1 + r_d} \bigg/ \left( \frac{R_1 \cdot r_d}{R_1 + r_d} + R_2 \right) \\ I_0 &= I_{r_0} + I_{R_2} = \frac{U_0 - aU_d}{r_d} + \frac{U_0 (R_1 + r_d)}{R_1 \cdot r_d + R_2 (R_1 + r_d)} \end{aligned} \quad (4.14)$$

De unde rezultă:

$$R_0 = \frac{U_0}{I_0} = \frac{r_0}{1 + \frac{R_1 \cdot r_d}{R_1 \cdot r_d + R_2 (R_1 + r_d)} \left( a + \frac{r_0 (R_1 + r_d)}{R_1 \cdot r_d} \right)} \quad (4.15)$$

Considerând ca mai sus, că amplificatorul neinversor este bine proiectat, relația (4.15) se reduce la :

$$R_0 \cong \frac{r_0}{1 + a \cdot b} \quad (4.16)$$

Relația (4.16) arată că amplificatorul neinversor are rezistența de ieșire mai mică decât rezistența de ieșire a amplificatorului operațional de un număr de ori egal cu factorul de reducere a amplificării în buclă deschisă.

Dacă în relația (4.8) considerăm  $R_2 = 0$  și  $R_1 = \infty$ , amplificatorul neinversor se transformă într-un repetor de tensiune. În practică repetorul de tensiune se realizează prin îndepărtarea totală a rezistorului  $R_1$  și scurtcircuitând ieșirea cu intrarea inversoare a amplificatorului operațional.

**Problema 4.2.** Un amplificator neinversor este realizat cu  $\beta A 741$  ( $r_d = 2 \text{ M}\Omega$ ,  $r_0 = 75 \Omega$ ,  $a = 200.000$ ). Determinați :  $R_i$  și  $R_0$  pentru cazurile  $A = 1$  și  $A = 1000$ .

**Rezolvare.** Pentru  $A = 1$  rezultă  $1 + ab \approx 200.000$ ,  $R_i \approx 2 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^5 = 400 \text{ G}\Omega$ ,  $R_0 = 75 / (2 \cdot 10^5) \approx 0,375 \text{ m}\Omega$ .

Pentru  $A = 1000$  rezultă :  $1 + a \cdot b = 201$ ,  $R_i \approx 400 \text{ M}\Omega$ ,  $R_0 \approx 0,375 \Omega$ .

**Problema 4.3.** Se realizează un repetor de tensiune cu un amplificator operațional de slabă calitate în ceea ce privește rezistențele de intrare și ieșire ( $r_d = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $r_0 = 10 \text{ k}\Omega$ ) dar cu o amplificare în buclă deschisă mare ( $a = 10^6$ ). Determinați  $A$ ,  $R_i$  și  $R_0$  și comparați valorile obținute cu cele din problema precedentă.

Amplificatorul inversor are schema dată în figura 4.4.

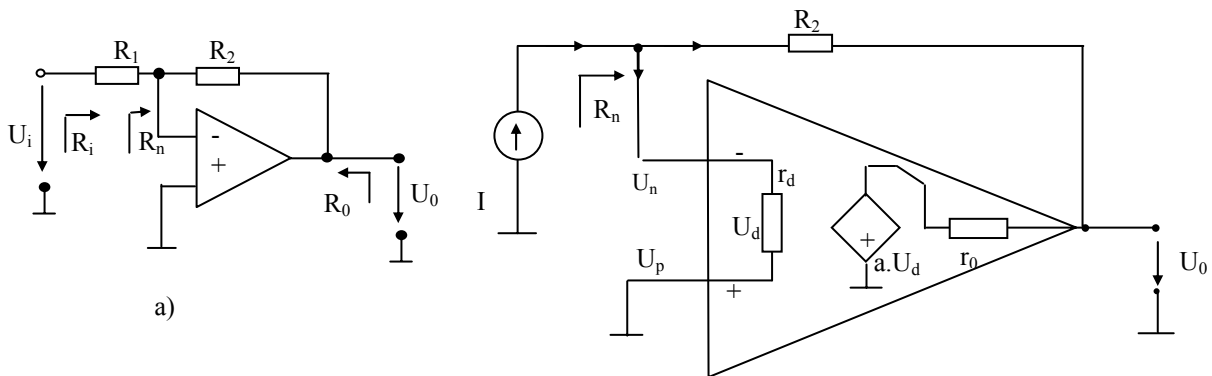


Fig.4.4. Amplificatorul inversor

Presupunând că nu există curent de intrare în amplificatorul operațional ( $r_d = \infty$ ) aplicăm principiul superpoziției pentru determinarea lui  $U_n$ :

$$U_n = U_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.17)$$

Deoarece  $U_p = 0$  și considerând  $r_0 = 0$  rezultă

$$A = \frac{U_0}{U_i} = \left(1 - \frac{1}{b}\right) \frac{1}{1 + 1/ab} \quad (4.18)$$

unde factorul de reacție  $b$  are expresia dată în relația 4.6.

Cum  $b < 1$ , amplificarea în buclă închisă este negativă și de aici vine numele de amplificator inversor. Dacă tensiunea de la intrare este alternativă, amplificatorul inversor introduce o inversare de fază ceea ce este echivalent cu o defazare de  $180^\circ$ .

Pentru amplificatorul operațional ideal rezultă:

$$A_{ideal} = \lim_{a \cdot b \rightarrow \infty} A = 1 - \frac{1}{b} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.19)$$

Pentru determinarea expresiei amplificării în cazul utilizării unui amplificator real se aplică principiul superpoziției :

$$U_0 = U_i \frac{R_2 \parallel r_d}{R_1 + R_2 \parallel r_d} + U_0 \frac{R_2 \parallel r_d}{R_2 + R_1 \parallel r_d} = -U_d$$

$$U_0 = a \cdot U_d - \frac{r_0}{r_0 + R_2} (a \cdot U_d - U_0) \quad (4.20)$$

și se găsește:

$$A = \frac{\frac{R_2 \parallel r_d}{R_1 + R_2 \parallel r_d}}{\frac{r_0 + R_2}{r_0 - R_2} + \frac{R_1 \parallel r_d}{R_1 \parallel r_d + R_2}} \quad (4.21)$$

Dacă în relația (4.21) se consideră  $r_0 = 0$  și  $r_d = \infty$  se regăsește expresia amplificării dată de (4.18).

Rezistența de intrare a amplificatorului inversor este:

$$R_i = R_1 + R_n \quad (4.22)$$

unde  $R_n$  se determină folosind schema echivalentă în gol dată în figura 4.4.b).

$$R_n = \frac{R_2 + r_0}{1 + a + \frac{R_2 + r_0}{r_d}} \quad (4.23)$$

Considerând că amplificatorul este bine proiectat, expresia lui  $R_n$  se reduce la :

$$R_n \cong \frac{R_2 + r_0}{1 + a} \cong \frac{R_2}{1 + a} \quad (4.24)$$

rezultat cunoscut sub denumirea de "efect Miller".

Dacă  $a$  este suficient de mare rezultă  $R_n = 0$  iar intrarea neinversoare formează o masă virtuală. În aceste condiții :

$$R_i \cong R_1 \quad (4.25)$$

și este cu mult mai mică decât rezistența de intrare a amplificatorului neinversor.

Pentru determinarea rezistenței de ieșire se scurtcircuitează intrarea și se obține aceeași schemă echivalentă ca la determinarea lui  $R_0$  la amplificatorul neinversor. Prin urmare  $R_0$  la amplificatorul inversor este mică și se determină cu relația (4.15) sau (4.16)

**Problema 4.4.** Considerăm un amplificator inversor realizat cu  $\beta A$  741. Calculați  $A$ ,  $R_n$ ,  $R_i$  și  $R_0$  pentru cazurile a)  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  b)  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ . Comparați cu rezultatele obținute.

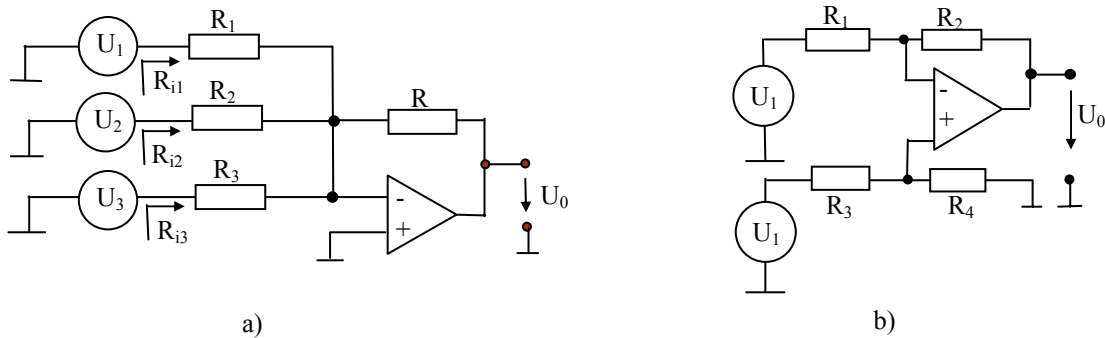


Fig.4.5. a) Amplificator sumator b) Amplificator diferențial

În figura 4.5.a) se prezintă schema unui amplificator sumator:

$$U_0 = -\frac{R}{R_1} \cdot U_1 - \frac{R}{R_2} \cdot U_2 - \frac{R}{R_3} \cdot U_3, \quad (4.26)$$

iar figura 4.5.b) arată schema unui amplificator diferențial. Acest tip de amplificator are două intrări și o ieșire. Pentru a găsi expresia tensiunii de ieșire se aplică principiul superpoziției considerând amplificatorul operațional ideal. Prima dată se exprimă  $U_{01}$  în condiția că  $U_2 = 0$ , apoi  $U_{02}$  în condiția  $U_1 = 0$ . În final  $U_0 = U_{01} + U_{02}$ . Se obține :

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot U_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_1 \quad (4.27)$$

**Observație 1.** În cazul în care sursele  $U_1$  și  $U_2$  au rezistențe interne,  $R_1$  se înlocuiește cu  $R_1 + R_{s1}$  iar  $R$  cu  $R_3 + R_{s2}$ .

**Observație 2.** Rezistența de intrare văzută de  $U_1$  este  $R_1$  iar rezistența de intrare văzută de  $U_2$  este  $R_3 + R_4$ . Prin urmare rezistențele la cele două intrări ale amplificatorului diferențial sunt diferite între ele.

**Observație 3.** În practică, valorile rezistențelor  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $R_4$  se iau astfel încât să fie satisfăcută egalitatea:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.28)$$

Înlocuind, relația (4.27) devine :

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1) \quad (4.29)$$

Întrucât amplificatorul diferențial este frecvent utilizat în aparatura electronică el va fi tratat pe larg într-unul din subcapitolele următoare.

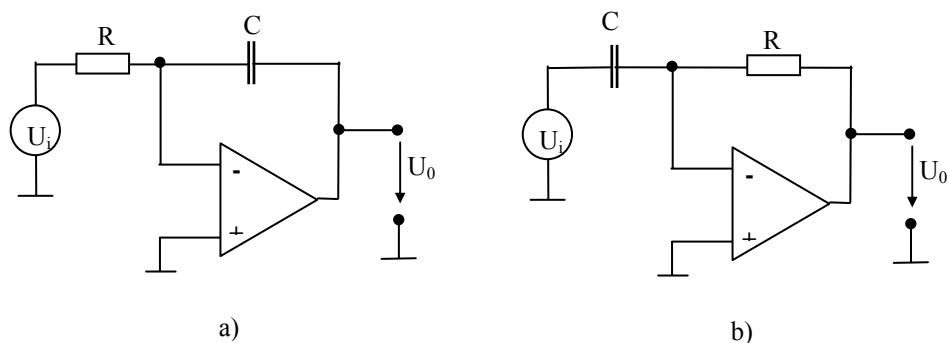


Fig.4.6. a) Integrator b) Diferențiator

Tensiunea de ieșire pentru circuitul integrator din figura 4.6.a) este :

$$U_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_i(t) \cdot dt + U_0(0) \quad , \quad (4.30)$$

unde  $U_0(0)$  reprezintă valoarea tensiunii de ieșire a integratorului la  $t = 0$ . Cu un AO ideal rezistența de intrare a integratorului este  $R_i = R$  iar rezistența de ieșire a integratorului  $R_0 = 0$ . Dacă sursa de la intrare are rezistența internă  $R_s$ , în relația (4.30) se înlocuiește  $R$  cu valoarea  $R+R_s$ .

**Problema 4.5.** În schema din figura 4.5 a) se înlocuiește rezistorul  $R$  cu condensatorul  $C$  și se obține un integrator sumator. Determinați funcția de transfer a circuitului.

Cu un AO real și fără semnal la intrare schema din figura 4.6 a) va ajunge repede la saturație, adică, tensiunea de ieșire se va fixa pe valoarea maximă negativă sau pozitivă (în jur de  $-13$  V sau  $+13$  V). Aceasta se întâmplă din cauza tensiunii de decalaj la intrare. Pentru a preveni saturația, o metodă radicală constă în plasarea unei rezistențe  $R_p$  în paralel cu condensatorul  $C$ . Circuitul rezultat are funcția de integrator dar numai pe un domeniu limitat de frecvență.

Pentru circuitul din figura 4.6.b, tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional ideal este :

$$U_0(t) = -RC \frac{dU_i(t)}{dt} \quad (4.31)$$

Circuitul real va oscila din cauza benzii limitate de frecvență a amplificatorului operațional . Stabilizarea poate fi obținută dacă în serie cu  $C$  se plasează o rezistență  $R_s$ . Si în acest caz, circuitul rezultat este diferentiator doar pe un domeniu limitat de frecvență.

În figurile 4.3, 4.4, 4.5 și 4.6 au fost prezentate circuite cu AO care implementează principalele operații matematice. Aceste utilizări au adus denumirea de "operaționale" amplificatoarelor de curent continuu caracterizate de amplificare mare, curenți de intrare mici, rezistență de intrare mare rezistența de ieșire mică și bandă de frecvență mare.

Aplicațiile prezentate mai sus prezintă diferențe mici între parametrii ce caracterizează circuitul real și parametrii circuitului ideal atâta timp cât frecvența semnalului, amplificarea și valorile rezistențelor din schemă sunt moderate. Odată cu creșterea frecvenței sau a amplificării, performanțele circuitului se degradează din cauza unor limitări în funcționarea amplificatorului operațional real.



Principala limitare se referă la faptul că amplificarea în buclă deschisă este foarte mare doar până la câțiva hertzi, după care ea descrește cu frecvența atrăgând după sine degradarea performanțelor în buclă închisă.

Frecvența la care amplificarea în buclă deschisă ajunge de valoare unitară se numește frecvența de tranziție, se notează cu  $f_T$  și este specificată în catalog. Peste această frecvență, amplificatorul devine de fapt atenuator. Majoritatea amplificatoarelor operaționale sunt cu produs bandă amplificare constant și egal cu  $f_T$ .

Banda de frecvență limitată a amplificatorului operațional determină și o viteză de răspuns ("slew rate") finită. Slew rate este un parametru de catalog important al unui amplificator operațional. Valoarea finită a lui poate introduce importante distorsionări ale semnalului.

În afara limitărilor de frecvență apar și alte erori, cauzate de circuitul de intrare din interiorul amplificatorului operațional. Aceste surse de erori sunt : curenții de polarizare la intrare, tensiunea și curentul de decalaj la intrare, deriva cu temperatura a tensiunii și curentului de decalaj și zgomotul intern. Alți doi parametri : raportul de rejecție al modului comun și raportul de rejecție a tensiunii de alimentare permit calcularea unor tensiuni de eroare echivalente la intrare. Toate aceste surse de erori la intrare nu pot fi compensate de reacția negativă.

În continuare, vom considera că la un moment dat apare o singură limitare dintre cele enumerate mai înainte . Desigur, în practică toate limitările apar simultan, dar considerarea efectelor individuale permite identificarea acelei limitări ce devine critică pentru o aplicație dată.

### Curentul de polarizare și curentul de decalaj la intrare

Până acum, pentru ușurarea interpretării am considerat că rezistența de intrare a amplificatorului operațional este infinită și că nu există curenți de intrare. În realitate, intrarea inversoare și neinversoare sunt legate pe o cale de curent continuu, la bazele (sau grilele) celor două tranzistoare ce formează etajul diferențial de intrare. Prin urmare este necesar ca intrările să fie polarizate în curent continuu și totdeauna va exista un curent continuu de intrare corespunzător acestei polarizări.

În cazul în care etajul diferențial de la intrarea AO este realizat cu tranzistoare bipolare npn, curenții de polarizare intră în AO; și iesă din AO dacă tranzistoarele sunt de tip pup . Deși, tehnologic, se urmărește o împerechere cât mai bună a celor două tranzistoare, există o diferență între valoarea curentului  $I_n$  de polarizare a intrării inversoare și valoarea curentului  $I_p$  de polarizare a intrării neinversoare, diferență notată cu  $I_{os}$  numită curent de decalaj la intrare :

$$I_{OS} = I_p - I_n \quad (4.32)$$

Datele de catalog menționează valoarea curentului de polarizare  $I_B$  ce reprezintă media aritmetică a curenților  $I_n$  și  $I_p$ :

$$I_B = \frac{I_n + I_p}{2}$$

Figura 4.7 prezintă, din punctul de vedere al curenților de polarizare și de decalaj, schema echivalentă a unui amplificator operațional real.

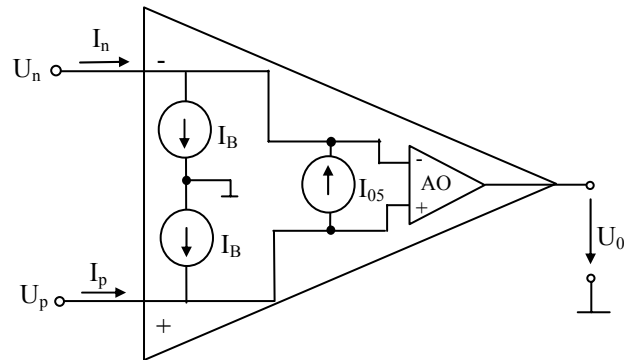


Fig.4.7. Schemă echivalentă pentru curenții de polarizare și decalaj a unui AO

De regulă, curentul de decalaj  $I_{05}$  este mai mic, de aproximativ 10 ori, decât curentul de polarizare  $I_B$ .

Curenții de polarizare și de decalaj produc erori ale tensiunii de ieșire. Cu ajutorul schemei din figura 4.8.a, valabilă atât pentru amplificatorul inversor cât și pentru amplificatorul neinversor se calculează, în absența unui semnal de intrare, tensiunea  $U_0$  de ieșire cauzată de curenții de polarizare.

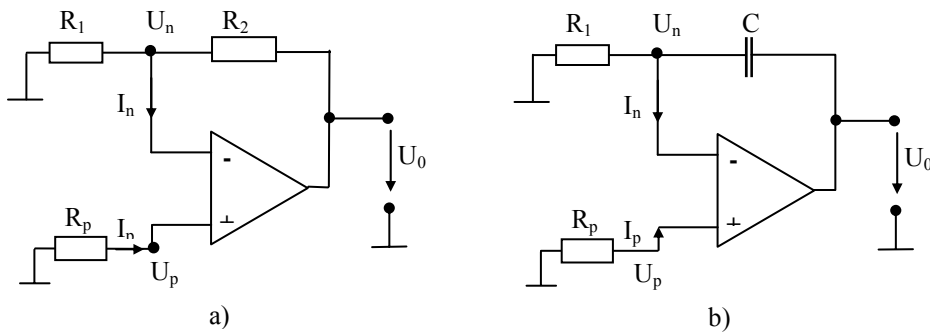


Fig.4.8. Tensiunea de eroare la ieșire produsă de curenții de polarizare  
a) pentru reacție rezistivă; b) pentru in tegrator

$$\begin{aligned}
 U_p &= U_n \\
 U_p &= -R_p \cdot I_p \\
 \frac{0 - U_p}{R_1} + \frac{U_0 - U_n}{R_2} &= I_n
 \end{aligned}
 \tag{4.33}$$

de unde rezultă :

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} I_n - R_p \cdot I_p\right)
 \tag{4.34}$$

În cazul în care :

$$R_p = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}
 \tag{4.35}$$

Rezultă tensiunea de eroare la ieșire:

$$U_0 = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_{OS} \quad (4.36)$$

$U_0$  se mai numește și tensiune de zgomot de curent continuu la ieșire. În timp,  $U_0$  se modifică datorită derivatei cu temperatura a curentului de decalaj.

**Problema 4.6..** În schema din figura 4.8.a,  $R_1 = 22 \text{ K}$  ,  $R_2 = 2,2 \text{ M}$  iar amplificatorul operațional este de tip  $\beta A 741$  și are  $I_B = 80 \text{ A}$  și  $I_{OS} = 20 \text{ nA}$ .

Calculați  $U_0$  pentru cazurile a)  $R_p = 0$  , b)  $R_p = R_1 || R_2$ , c) Cu valorile rezistențelor de la punctul b, dar reduse de 10 ori d) Cu valorile rezistențelor de la punctul c, dar înlocuind amplificatorul operațional cu unul ce are  $I_{OS} = 3 \text{ nA}$ . Comparați valorile obținute .

**Răspuns :** a)  $U_0 = 175 \text{ mV}$ , b)  $U_0 = \pm 44 \text{ mV}$ , c)  $U_0 = \pm 4,4 \text{ mV}$ , d)  $U_0 = \pm 0,7 \text{ mV}$ .

Pentru integratorul din figura 4.8.b, se calculează curentul  $I_C$  prin condensator din relația :

$$\frac{0 - U_n}{R} + I_C = I_n , \quad (4.37)$$

care determină variația în timp a tensiunii de ieșire conform relației :

$$U_0(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \left[ I_n - \frac{R_p}{R} I_p \right] dt + U_0(0) \quad (4.38)$$

Dacă  $R_p = R$  relația (4.38) devine:

$$U_0(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_{OS} dt + U_0(0) \quad (4.39)$$

Pentru a minimiza efectul curenților de polarizare și de decalaj, din cele arătate până acum, rezultă câteva considerații de proiectare :

1. Rezistențele echivalente la cele două intrări trebuie să fie egale. Ca urmare în serie cu intrarea neinversoare se pune  $R_p = R_1 || R_2$ .

2. Valorile rezistențelor din schemă se iau la minimum acceptat de schemă și de amplificatorul operațional.

3. Se folosește un amplificator operațional cu curenți de polarizare și de decalaj cât mai mic posibil. Se are în vedere și deriva cu temperatura a curentului de decalaj. Există mai multe tehnici prin care se obțin curenți mici de polarizare :

- realizarea etajului de intrare cu tranzistoare superbeta. Datorită regiunii foarte înguste a bazei, aceștia obțin o amplificare de curent de câteva mii. Reprezentativ pentru această tehnică este  $\beta A 308$  caracterizat prin  $I_B = 1,5 \text{ nA}$  și  $I_{OS} = 0,2 \text{ nA}$ . Amplificatorul operațional  $LM11$  (National Semiconductor) are la intrare o pereche de tranzistoare superbeta în montaj Darlington și este

caracterizat de  $I_B = 25 \text{ pA}$  (tipic)  $50 \text{ pA}$  (maxim) și  $I_{OS} = 0,5 \text{ pA}$  (tipic),  $10 \text{ pA}$  (maxim).

- furnizarea curentului tipic de polarizare a etajului diferențial de la intrare prin circuite interne amplificatorului operațional. În urma acestui proces de compensare, curenții de intrare scad mult. Spre exemplu OP-07 (Procesion Monolithics) are  $I_B = \pm 1 \text{ nA}$  și  $I_{OS} = 0,4 \text{ nA}$ .

- utilizarea de tranzistoare JFET la intrarea AO. Spre exemplu OPA 128/Burr Brown) are curenți de intrare sub  $100 \text{ fA}$  și este recomandat pentru etajul de intrare la PH-metre.

Amplificatorul operațional  $\beta 356$  cu  $I_B = 30 \text{ pA}$  și  $I_{OS} = 3 \text{ pA}$  are la intrare o combinație de tranzistoare JFET și bipolare realizate prin tehnologia BiFET.

- folosirea tranzistoarelor MOSFET în etajul diferențial de intrare conduce la obținerea de amplificatoare operaționale la care curenții de intrare sunt dați doar de curenții de scurgere ai condensatorului poartă - canal. Spre exemplu CA1340 (RCA) are  $I_B = 10 \text{ pA}$  și  $I_{OS} = 0,5 \text{ pA}$ . - realizarea de amplificatoare operaționale la care toate tranzistoarele sunt în tehnologie CMOS ca în cazul OP - 80 (Precision Monolithics) permite obținerea unor curenți de intrare deosebit de mici ( $I_B \approx 40 \text{ fA}$ ).

4. Pentru aplicații caracterizate printr-o gamă mai largă a temperaturii de funcționare trebuie avut în vedere că amplificatoarele operaționale cu tranzistoare bipolare la intrare, prezintă variații cu temperatura a curenților de intrare mai mici decât cele cu tranzistoare cu efect de câmp. La amplificatoarele cu tranzistoare cu efect de câmp curentul de intrare se dublează la fiecare creștere cu  $10^\circ\text{C}$  a temperaturii de funcționare. Realizări recente, compensează intern creșterea cu temperatura a curenților de intrare. Spre exemplu, OPA 100 (Burr - Brown) are  $I_B = \pm 0,3 \text{ pA}$  la  $25^\circ\text{C}$  cu o variație de  $\pm 5 \text{ pA}$  pentru întreg domeniu de variație a temperaturii de funcționare.

5. La proiectarea cablajului pentru amplificator trebuie luați în considerare și curenții de scurgere prin rezistența finită de izolare ce apar între pinii circuitului intergrat. Adeseori, curenții de scurgere sunt de zeci de ori mai mari decât curenții de intrare proprii amplificatorului operațional folosit. Pentru a împiedica ajungerea curenților de scurgere la intrările amplificatorului, pinii corespunzători intrărilor se înconjoară cu un inel de gardă atât pe o față cât și pe cealaltă a cablajului imprimat.

Potențialul electric al inelului de gardă trebuie să fie egal cu potențialul intrărilor pentru a nu exista curenți de scurgere între intrări și inelul de gardă. În figura 4.9 se arată modul de legare al inelului de gardă pentru amplificatorul inversor (Fig.4.9.a) și pentru amplificatorul neinversor (Fig.4.9.b).

Inelul de gardă constituie totodată și un ecran privind pătrunderea perturbațiilor și contribuie la micșorarea capacității de mod comun văzută la intrare. Pe de altă parte inelul de gardă introduce o capacitate parazită la intrare a cărei efect poate fi compensat de o capacitate  $C_c$  de câțiva picofarazi legată între ieșire și intrarea inversoare.

În cazul amplificatorului neinversor, folosit în special pentru realizarea unei impedanțe foarte mari de intrare pentru sursa de semnal  $U_i$ , o grijă deosebită trebuie acordată modului de legare a sursei  $U_i$  la borna Hi (fig.4.9.b) a rezistorului  $R_3$ . Rezistorul  $R_3$  este plasat în aer, iar borna Hi este realizată dintr-o pastilă de teflon. Legătura de la sursa  $U_i$  la borna Hi se face printr-un fir bine izolat, cât mai scurt și plasat în aer.

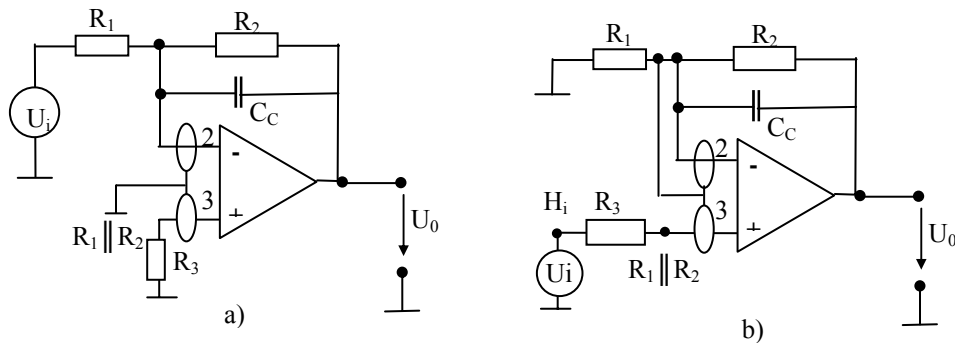


Fig.4.9. Conectarea inelului de gardă la a) amplificatorul inversor și b) amplificatorul neinversor

### Tensiunea de decalaj

Deși se iau măsuri speciale în ceea ce privește simetria circuitului de intrare și împerecherea componentelor, în practică, se observă că tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional nu este nulă atunci când intrările sunt legate împreună. Pentru a aduce la zero tensiunea de ieșire este necesar ca între cele două intrări să se aplice o tensiune  $U_{os}$  numită tensiune de decalaj

$$U_{os} = U_n - U_p \quad (4.40)$$

Pentru  $\beta A741$  valoarea tipică pentru  $U_{os}$  este 2 mV și maximă 6 mV. În schema echivalentă a amplificatorului operațional real, tensiunea de decalaj apare în serie cu intrarea neinversoare și prin urmare va da o tensiune de eroare la ieșire de:

$$U_n = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{os} \quad (4.41)$$

Tensiunea de decalaj poate fi pozitivă sau negativă și în cazul integratorului va conduce la saturarea ieșirii spre valoarea negativă sau pozitivă a tensiunii de alimentare.

Multe amplificatoare operaționale sunt prevăzute cu conexiuni pentru compensarea exterioară a tensiunii de decalaj. Din păcate, compensarea se poate realiza doar pentru o temperatură de funcționare deoarece tensiunea de decalaj se modifică cu temperatura. La  $\beta A301$  coeficientul de variație a tensiunii de decalaj cu temperatura este de  $6 \text{ V}/^\circ\text{C}$ , la  $\beta A356$  de  $5 \text{ V}/^\circ\text{C}$  dar există și amplificatoare funcționale ce prezintă coeficienți mai mici ( $OP - 07$  are  $U_{os}$  la  $25^\circ\text{C}$  de 10 V cu o variație de  $0,2 \text{ V}/^\circ\text{C}$ ).

Pe lângă nesimetriile ce inerent există în circuitele de intrare ale amplificatorului operațional, tensiunea de decalaj poate fi cauzată și de modificările tensiunii de alimentare. Modificarea tensiunii de decalaj  $U_{os}$  produsă de modificarea tensiunii de alimentare  $U_a$  este specificată în catalog prin intermediul raportului de rejecție al tensiunii de alimentare:  $PSRR$  (power supply rejection ratio) prin relația :

$$PSRR = 20 \log \frac{\Delta U_n}{\Delta U_{OS}} \quad (4.42)$$

Unii producători specifică *PSRR* atât pentru tensiunea pozitivă de alimentare cât și pentru cea negativă.

Pentru  $\beta A741$  valoarea tipică pentru *PSRR* este 76,5 dB ceea ce înseamnă că la fiecare modificare cu 1V a tensiunii de alimentare (spre exemplu de la  $\pm 15$  V la  $\pm 14$  V) la valoarea  $U_{OS}$  de 2 mV mai trebuie adăugat 30 V.

*PSRR* depinde de frecvența cu care se modifică tensiunea de alimentare . Este suficient de mare la frecvențe joase, până la câteva zeci sau sute de hertzi după care valoarea lui *PSRR* scade cu 20 dB pe decadă.

Un alt parametru, specificat în catalog, care conduce la modificarea tensiunii de decalaj este raportul de rejecție al modului comun *CMRR*, definit conform relației.

$$CMRR = 20 \log \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta U_{OS}} , \quad (4.43)$$

unde  $\Delta U_{cm}$  este variația tensiunii de mod comun . Pentru  $\beta A 741$  valoarea tipică pentru *CMRR* este 90 dB.

Ca și în cazul *PSRR*, și valoarea *CMRR* scade cu 20 dB pe decadă la frecvențe ale  $U_{cm}$  mai mari de câteva zeci sau sute de hertzi.

Pentru obținerea de amplificatoare operaționale cu tensiuni de decalaj foarte mici se practică două metode :

a) folosirea de tehnici ce permit realizarea unei bune simetrii a etajului de intrare ca în cazul *OP - 27* (Precision Monolithics) ce are valoarea tipică pentru  $U_{OS}$  de 10 V (25 V - valoare maximă) cu un coeficient de variație cu temperatura  $U_{OS}/T = 0,2$  V/°C (valoare tipică) și 0,6 V/°C (valoare maximă) un *PSRR* și un *CMRR* de 120 dB.

b). realizarea de amplificatoare operaționale cu chopper caracterizate de tensiuni de decalaj și de curenți de intrare foarte mici. Amplificatorul stabilizat cu chopper *ICL 7650* al firmei INTERSIL prezintă o tensiune de decalaj la intrare de 2  $\mu$ V cu  $U_{OS}/T = 0,1$   $\mu$ V/°C și  $U_{OS}/t = 100$  nV/30 zile și un curent de polarizare la intrare de 10 pA.

## Răspunsul cu frecvența

Amplificarea în buclă deschisă a unui amplificator operațional se modifică cu frecvența conform relației:

$$a(jf) = \frac{a_0}{1 + j(f/f_a)} \quad (4.44)$$

unde  $a_0$  este amplificarea în buclă deschisă de curent continuu iar  $f_a$  este frecvența la care  $a(jf)$  cade cu 3 dB.

Frecvența la care amplificarea devine unitară este :

$$f_t = a_0 \cdot f_a \quad (4.45)$$

Spre exemplu,  $\beta A741$  este un amplificator operațional cu produs bandă - amplificarea constant având  $f_t = 1$  MHz,  $a_0 = 200.000$  și  $f_a = 5$  Hz.

Datorită dependenței de frecvență a lui  $a(jf)$ , amplificarea în buclă închisă se modifică cu frecvența conform relației:

$$A(jf) = \frac{A_0}{1 + j(f/f_a)} \quad (4.46)$$

Notând factorul de reacție cu :

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.47)$$

pentru amplificatorul neinversor:

$$A_0 = \frac{1}{b} \frac{1}{1 + 1/a_0 b} \cong 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.48)$$

$$f_A = f_a(1 + a_0 b) = \frac{f_t}{A_0} \cong \frac{f_t}{1 + R_2/R_1} \quad (4.49)$$

iar pentru amplificatorul inversor :

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.50)$$

$$f_A = \frac{f_t}{1 + R_2/R_1} \quad (4.51)$$

În relațiile (4.48) ÷ (4.51) s-a considerat  $a_0 \cdot b \gg 1$ .

În figura 4.10 se prezintă răspunsul cu frecvența, reprezentat prin caracteristici Bode, pentru amplificatorul neinversor și pentru cel inversor.

Relația (4.46) arată că modulul amplificării la frecvența  $f$  diferă de amplificarea de curent continuu  $A_0$  cu mai puțin de 1% la frecvențe mai mici decât  $f_A/7,01$ , cu mai puțin de 0,1 % pentru  $f < f_A/22,3$  cu mai puțin de 100 ppm pentru  $f < f_A/70,7$  și cu mai puțin de 1 ppm pentru  $f < f_A/707$ .

În domeniul timp amplificatorul operațional este caracterizat de timpul de răspuns (în domeniul semnalelor mici de intrare), de viteza maximă cu care se poate modifica tensiunea de ieșire cunoscută sub denumirea de *slew rate*. (în domeniul semnalelor mari de intrare) și de timpul de stabilizare.

În ceea ce privește impedanțele de intrare și ieșire, o schemă echivalentă apropiată de realitate este prezentată în figura 4.11. S-a notat cu  $Z_d$  impedanța diferențială de intrare, cu  $Z_c$  impedanța de intrare de mod comun și cu  $Z_o$  impedanța de ieșire.

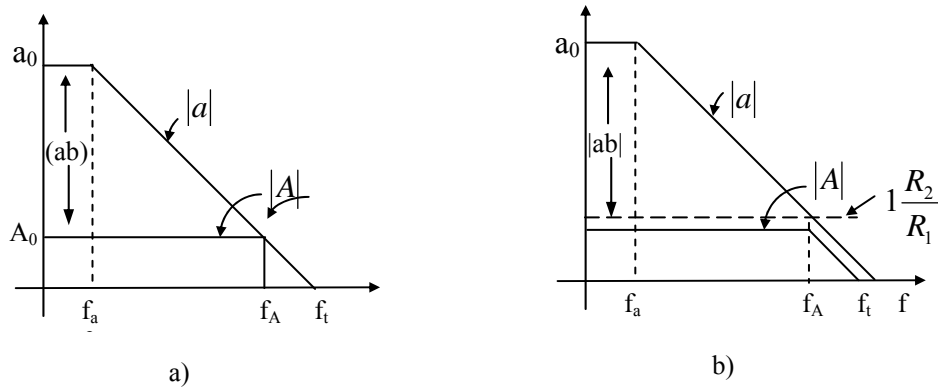


Fig.4.10. Răspunsul cu frecvența pentru a) amplificatorul neinversor și b) pentru amplificatorul inversor

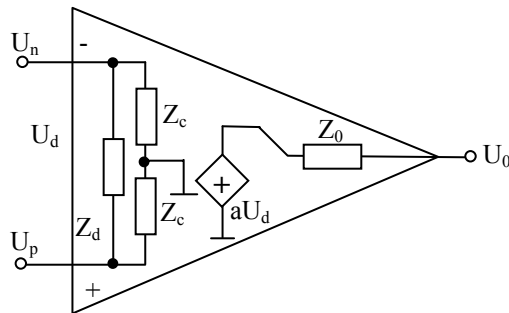


Fig.4.11. Modelul amplificatorului operațional real

Înlocuind (4.44) în (4.13) se găsește expresia funcție de frecvență a impedanței diferențiale de intrare a amplificatorului neinversor :

$$Z_d = z_d \cdot \frac{a_0}{A_0} \cdot \frac{1 + j(f/f_A)}{1 + j(f/f_a)} \quad (4.52)$$

Tinînd seama de figura 4.11, impedanța de intrare a amplificatorului neinversor devine:

$$Z_i = \frac{Z_d \cdot z_c}{Z_d + z_c} \quad (4.53)$$

Pentru a găsi expresia funcție de frecvență a impedanței de ieșire, relația (4.44) se înlocuiește în (4.15) și se găsește :

$$Z_0 \cong z_0 \cdot \frac{A_0}{a_0} \cdot \frac{1 + j(f/f_a)}{1 + j(f/f_A)} \quad (4.54)$$

În relațiile (4.52) și (4.54)  $A_0 = 1 + R_2/R_1$ .



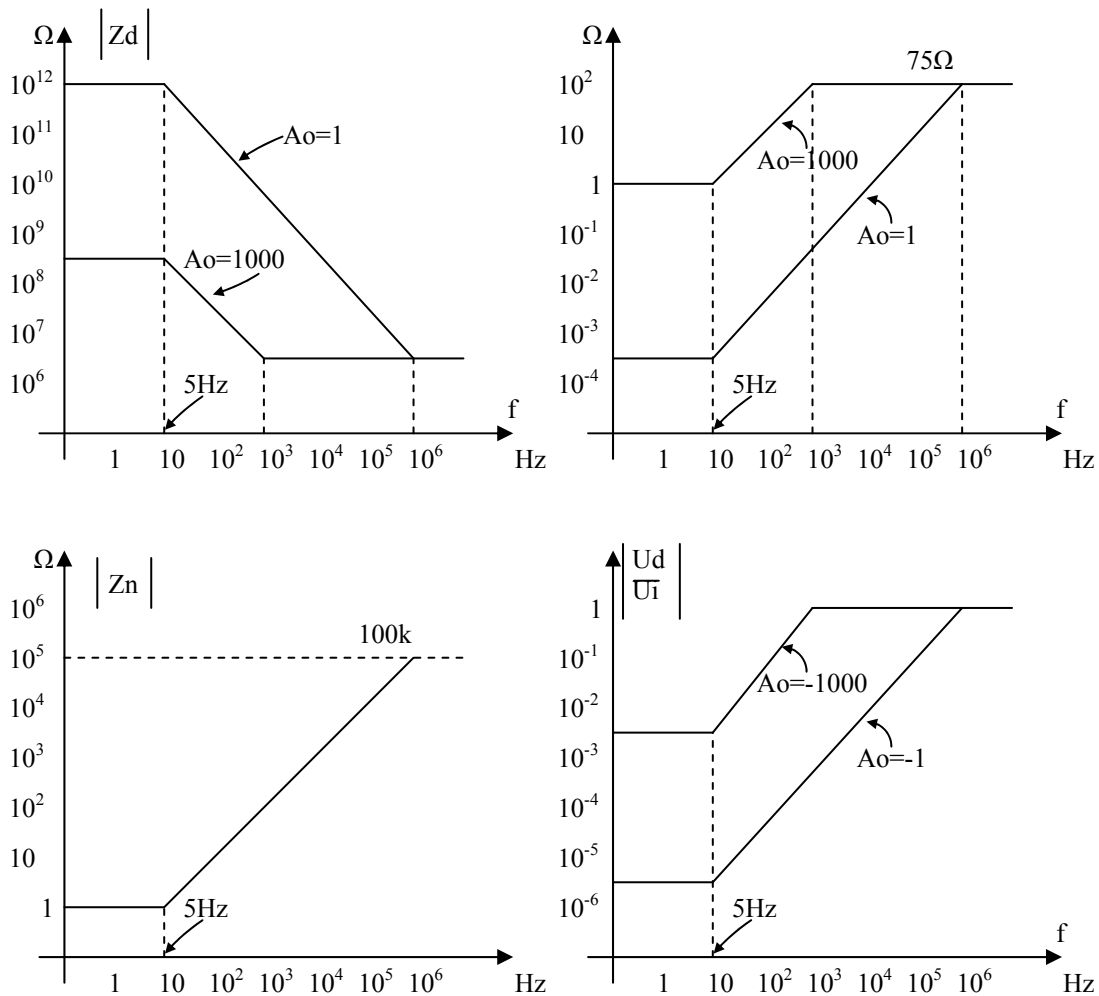


Fig.4.12. Variația cu frecvența și amplificare a modulelor : a) impedanței diferențiale de de intrare  $Z_d$ , b) impedanța de ieșire  $Z_0$ , c) impedanța  $Z_n$  și d) a raportului  $U_d/U_i$  pentru amplificatoare realizate cu  $\beta A741$

În cazul amplificatorului inversor (Fig.4.4) impedanța de intrare este :

$$Z_i = R_1 + Z_n \cong R_1 + \frac{R_2 + Z_0}{a}, \quad (4.55)$$

unde  $Z_n$  este impedanța văzută de nodul inversor și care, funcție de frecvență, are expresia :

$$Z_n \cong \frac{R_2 + Z_0}{a_0} \cdot \frac{1 + j(f/f_a)}{1 + j(f/f_A)} \quad (4.56)$$

Se observă că între  $f_a$  și  $f_A$ ,  $Z_n$  are caracter inductiv.

Si conceptul de masă virtuală trebuie înțeles ca fiind dependent de frecvență. Considerând figura 4.4, a unui amplificator inversor, se pot scrie relațiile :

$$U_d = U_n - U_p = -\frac{U_0}{a} = -\frac{AU_i}{a} \quad (4.57)$$

Înlocuind (4.44) și (4.46) în (4.57) se găsește tensiunea diferențială la intrarea amplificatorului operațional.

$$U_d = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{U_i}{a_0} \cdot \frac{1 + j(f/f_a)}{1 + j(f/f_A)} \quad (4.58)$$

În figura 4.12 se prezintă, pentru  $\beta A741$ , variația cu frecvența a modulelor impedanțelor  $Z_d$ ,  $Z_0$ ,  $Z_n$  și a raportului  $U_d/U_i$ .

### 4.3. Amplificatorul diferențial

Amplificatorul diferențial are schema din figura 4.5.b unde, de regulă, se ia  $R_3 = R_1$  și  $R_4 = R_2$  (figura 4.13.a)

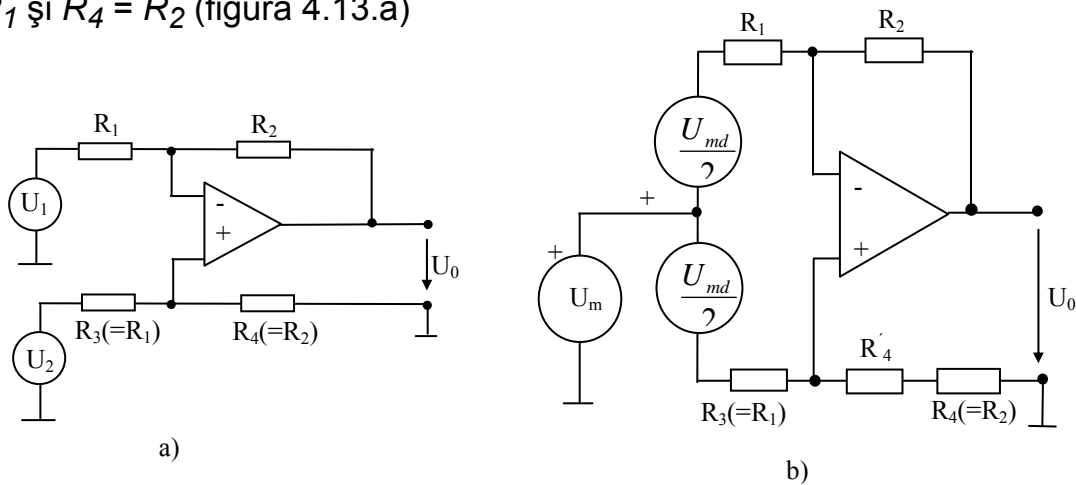


Fig.4.13: a) Amplificatorul diferențial, b) Exprimarea tensiunii de intrare funcție de componentele de mod comun și mod diferențial ale tensiunii de intrare

Tensiunea de ieșire se calculează aplicând principiul superpoziției în figura 4.13.a.

$$U_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_2 - \frac{R_2}{R_1} U_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_2 - \frac{R_2}{R_1} U_1 = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1) \quad (4.57)$$

Exprimând tensiunea de intrare funcție de cele două componente ale sale : tensiunea de mod comun  $U_{mc}$  și tensiunea de mod diferențial  $U_{md}$  definite prin relațiile :

$$\begin{aligned} U_{mc} &= \frac{U_1 + U_2}{2} \\ U_{md} &= U_2 - U_1, \end{aligned} \quad (4.58)$$

rezultă schema echivalentă din figura 4.13.b. Se constată simplu că :

$$U_1 = U_{mc} - \frac{U_{md}}{2}$$

$$U_2 = U_{mc} + \frac{U_{md}}{2} \quad (4.59)$$

Relația finală (4.57) a fost obținută în condiția perfecte egalități a raportului :

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.60)$$

În realitate doar valorile nominale ale rezistoarelor  $R_1 \div R_4$  satisfac relația (4.60). Dacă se presupune că toate rezistoarele sunt cu aceeași clasă de precizie, notată  $cl$ , abaterea maximă la realizarea egalității rapoartelor (4.60) apare atunci când valorile  $R_4$  și  $R_1$  sunt la limita inferioară de toleranță iar valorile  $R_3$  și  $R_2$  la limita superioară. Egalitatea (4.60) se face pentru :

$$\frac{R_4(1+cl)}{R_3(1-cl)} = \frac{R_2(1-cl)}{R_1(1+cl)} \quad (4.61)$$

După calcule simple și neglijarea termenilor de ordin superior se observă că toate nesimetriile pot fi concentrate asupra unei singure rezistențe iar relația (4.60) este îndeplinită dacă în locul lui  $R_2$  se consideră valoarea  $R_2(1-\varepsilon)$ , unde  $\varepsilon = 4 cl$ . Cu această nouă expresie a lui  $R_2$  se calculează , pentru schemă din figura 4.13b, tensiunea de ieșire funcție de componentele tensiunii de intrare:

$$U_0 = -\frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} \left( U_{mc} - \frac{U_{md}}{2} \right) + \frac{R_1 + R_2(1-\varepsilon)}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( U_{mc} + \frac{U_{md}}{2} \right) \quad (4.62)$$

După gruparea termenilor , expresia (4.62) se pune sub forma :

$$U_0 = A_{md} \cdot U_{md} + A_{mc} \cdot U_{mc} , \quad (4.63)$$

unde amplificarea de mod diferențial  $A_{md}$  este:

$$A_{md} = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 - \frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\varepsilon}{2} \right) , \quad (4.64)$$

iar amplificarea de mod comun  $A_{mc}$  este :

$$A_{mc} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \varepsilon \quad (4.65)$$

Se observă că în cazul unei perfecte împerecheri a rezistențelor amplificarea de mod comun are valoarea nulă.

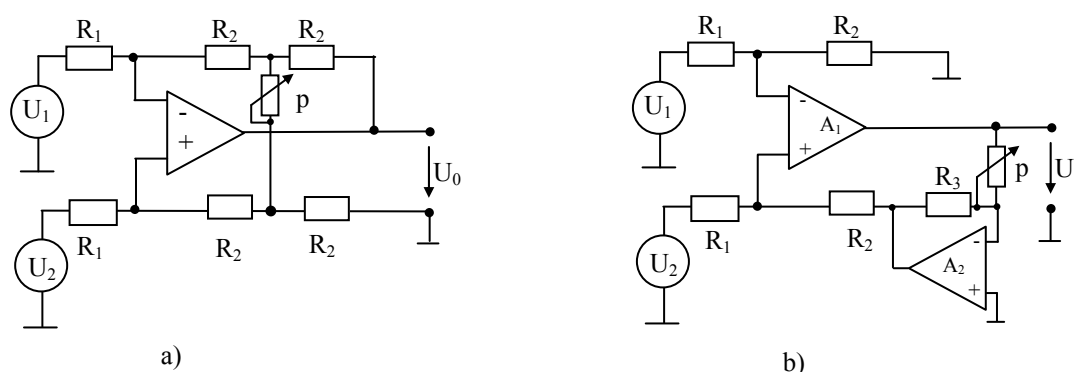
Cu expresiile (4.64) și (4.65) se poate calcula raportul de rejecție al modului comun minim, datorat clasei de precizie a rezistoarelor utilizate în schema amplificatorului diferențial :

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_{md}}{A_{mc}} \right| = 20 \log \left| \frac{2(R_1 + R_2) - (R_1 + 2R_2)\varepsilon}{2R_1 \cdot \varepsilon} \right| \cong 20 \log \left| \frac{1 + R_2/R_1}{\varepsilon} \right| \quad (4.66)$$

**Problema 4.7.** În schema din fig.4.13.b se consideră amplificatorul ideal iar rezistoarele în clasa 1% cu valorile nominale  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  și  $R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ . a) Calculați  $A_{md}$ ,  $A_{mc}$ ,  $CMRR_{(min)}$  și eroarea relativă procentuală maximă a amplificării de mod diferențial. b) Care este eroarea relativă maximă admisă pentru rezistențele din schemă astfel încât să se asigure  $CMRR_{(min)} = 80 \text{ dB}$ .

**Rezolvare :** a) Deoarece  $cl = 1/100$  rezultă  $\varepsilon = 4 \cdot cl = 1/25$ . Din (4.64), (4.65) și (4.66) rezultă  $A_{md(min)} = 9,62$ ,  $A_{mc(max)} = 0,036$ ,  $CMRR_{(min)} = 48,5 \text{ dB}$  și  $\varepsilon_{Amd} = -3,8 \%$ , b). Se impune  $CMRR_{(min)} = 80 \text{ dB}$  și rezultă  $\varepsilon_{max} = 1,1 \cdot 10^{-3}$ . Deci eroarea relativă maximă a rezistențelor din schemă este  $\varepsilon \cdot 100/4 = 0,0275 \%$ .

Din exemplul de mai sus se poate observa că valoarea raportului de rejecție a modului comun este limitată în primul rând de clasa de precizie a rezistoarelor utilizate și apoi de  $CMRR$  propriu amplificatorului operațional folosit. Pentru a preîntâmpina folosirea unor rezistoare foarte scumpe, o parte din  $R_4$  se face reglabilă. Ajustarea  $CMRR$  se face în felul următor: se leagă împreună intrările ( $U_{md} = 0$ ) și la intrare se aplică succesiv  $U_{mc} = +10 \text{ V}$  și  $U_{mc} = -10 \text{ V}$ . De fiecare dată se reglează  $P$  astfel încât  $U_0$  să fie cât mai apropiată de zero.



**Fig. 4.14. Amplificatoare diferențiale cu amplificare reglabilă**  
a) reglare neliniară, b) reglare liniară

Realizarea unui amplificator diferențial cu  $A_{md}$  reglabil ridică probleme deoarece în timpul reglării trebuie păstrată cu rigurozitate egalitatea rapoartelor (4.60). Cerința ar putea fi îndeplinită prin utilizarea unui potențiomtru dublu cu o liniaritate a reglării deosebit de bună. În practică astfel de potențiometre sunt foarte scumpe și în consecință se utilizează una din schemele din figura 4.14 ce permit reglarea amplificării dintr-o singură rezistență.

Schema din figura 4.14 a) realizează o amplificare diferențială neliniară în raport cu  $P$ :

$$A_{md} = 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{P} \right), \quad (4.67)$$

iar schema din fig.4.14 b) are un amplificator operațional în plus și realizează o dependență liniară a amplificării diferențiale de  $P$ :

$$A_{md} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{P}{R_3} \quad (4.68)$$

În practică, o grijă deosebită trebuie acordată modului de realizare a traseelor de circuit imprimat ce trebuie să evite introducerea în schema echivalentă de tensiuni diferențiale produse de căderile de tensiune pe porțiuni de masă. În schema din figura 4.15 cu  $Z_m$  s-a notat impedanța unei porțiuni din traseul de masă, porțiune prin care pot să treacă diverși curenți proveniți din alte circuite.

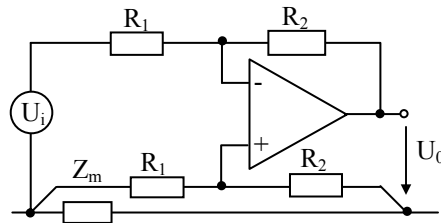


Fig.4.15. Legarea corectă a amplificatorului diferențial în raport cu traseul de masă

## 4.4. Amplificatorul instrumental

### 4.4.1. Caracteristicile amplificatorului instrumental

Amplificatorul instrumental este un amplificator diferențial caracterizat prin performanțe deosebite ce-l fac să se apropie cel mai mult de amplificatorul ideal:

a) Realizează o amplificare finită, stabilă, cunoscută cu precizie. Există posibilitatea să se modifice amplificarea dintr-o singură rezistență. Se construiesc amplificatoare instrumentale integrate cu comandă numerică a amplificării. În general se realizează amplificări în domeniul 1 - 1000.

b) Impedanța de intrare este foarte mare atât pentru intrarea neinversoare cât și pentru cea inversoare. Cu referire la schema echivalentă din figura 4.11, amplificatorul instrumental are impedanța diferențială  $Z_d$  și impedanțele de mod comun  $Z_c$  foarte mari, iar impedanța de ieșire  $Z_o$  foarte mică.

c) Amplificatorul instrumental are cel mai ridicat  $CMRR$ , situat în gama 100 - 120 dB.

Caracteristicile de mai sus îl recomandă în unele aplicații cu caracter special și mai ales în instrumentația electronică. De aici și denumirea de "instrumental".

### 4.4.2. Amplificator instrumental cu trei amplificatoare operatoare

Schema cea mai răspândită de amplificator instrumental conține trei amplificatoare operaționale și este prezentată în figura 4.16.

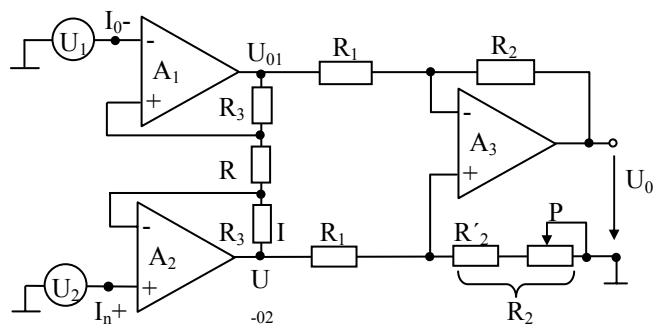


Fig.4.16. Amplificator instrumental cu trei A.O.

Amplificatoarele operaționale  $A_1$  și  $A_2$  formează un prim etaj de amplificare iar  $A_3$  un al doilea etaj. Primul etaj realizează impedanțe mari de intrare pentru sursele de semnal  $U_1$  și  $U_2$  deoarece atât  $A_1$  cât și  $A_2$  sunt în montaj neinversor. Din cauza aceasta amplificarea realizată în primul etaj este supraunitară. Cel de-al doilea etaj se recunoaște ușor că este un amplificator diferențial, la fel ca cel prezentat în capitolul precedent. Amplificarea totală este :

$$A = \frac{R_2}{R_1} (U_{02} - U_{01}) , \quad (4.69)$$

unde  $U_{01}$  și  $U_{02}$  sunt tensiunile de la ieșirile amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_2$ .

Considerând că  $A_1$  și  $A_2$  nu au curenți de intrare

$$U_{02} - U_{01} = I(R + 2R_3) . \quad (4.70)$$

Dacă  $A_1$  și  $A_2$  au tensiunea nulă între intrarea neinversoare și inversoare atunci:

$$I \cdot R = U_2 - U_1 . \quad (4.71)$$

Înlocuind (4.71) în (4.70) și apoi în (4.69) se obține:

$$U_0 = \left(1 + \frac{2R_3}{R}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1) \quad (4.72)$$

Prima paranteză din relația (4.72) reprezintă amplificarea primului etaj iar  $R_2/R_1$  amplificarea celui de-al doilea. Deoarece rezistoarele  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$  sunt perechi, singurul, pe seama căruia se poate modifica amplificarea este  $R$ .

Varianta integrată de amplificator instrumental este arătată în figura 4.17. Se observă că integratul are pini pentru conectarea exterioară a rezistorului  $R$ . Dacă acesta este un potențiomtru, din relația (4.72) se observă că amplificarea globală depinde neliniar de rezistența acestuia. Pini "sens" sau "referință" conectați în modul arătat în figura 4.17 elimină erorile cauzate de căderile de tensiune pe firele de legătură la sarcina  $R_S$ .

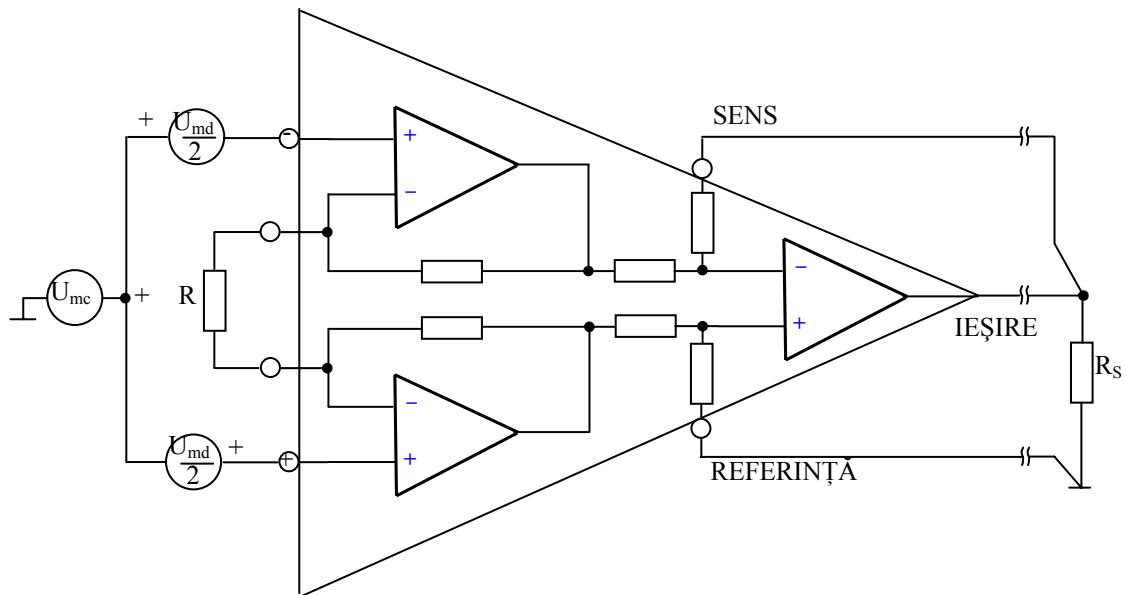


Fig.4.17. Amplificator instrumental integrat și modul de conectare a acestuia

**Problema 4.8.** a) Proiectați un amplificator instrumental a cărui amplificare să poată fi modificată în domeniul  $1 < A < 1000$  folosind un potențiomtru  $R_1''$  de  $100 \text{ k}\Omega$ . b) Determinați valoarea lui  $P$  (fig.4.16) astfel încât modificarea lui să permită optimizarea  $CMRR$  pentru clasa de precizie a rezistoarelor folosite în schemă. Descrieți procedura de reglare a lui  $P$ .

**Rezolvare.** Deoarece amplificarea globală este cuprinsă între  $1 < A < 1000$  iar primul etaj dintr-un amplificator instrumental realizează o amplificare  $A_1$  supraunitară rezultă că cel de-al doilea etaj trebuie să realizeze o amplificare subunitară. Impunem  $A_2 = 0,5$ , realizată cu valorile  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  și  $R_2 = 49,9 \text{ k}\Omega$  ambele în clasa de precizie 1%.  $R$  este realizată din înscirerea unei rezistențe fixe  $R'$  și a potențiometrului  $R''$ . Dacă  $R'' = 0$  primul etaj are  $A_1 = 2000$  iar în cazul  $R'' = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $A_1 = 2$ . Rezultă sistemul :

$$\begin{cases} 2000 = 1 + \frac{2R_3}{R'} \\ 2 = 1 + \frac{2R_3}{R' + 100\text{k}\Omega} \end{cases}$$

și de aici :  $R' = 50,05$  iar  $R_3 = 50,025 \text{ k}\Omega$ . Se aleg valorile standardizate pentru clasa 1 ;  $R' = 49,9 \text{ }\Omega$  și  $R_3 = 49,9 \text{ k}\Omega$ .

b) Semireglabilul  $P$  trebuie să poată compensa valoarea lui  $R_2$  pentru cazul cel mai nefavorabil. Urmând raționamentul făcut în subcapitolul precedent:

$$\frac{P}{2} = 4 \cdot \frac{\text{cl}}{100} \cdot 49,9 \text{ k}\Omega \cong 2 \text{ k}\Omega$$

Se alege pentru semireglabil valoarea standardizată de  $5 \text{ k}\Omega$  iar  $R_2' = 4,75 \text{ k}\Omega$ .

Un exemplu practic de amplificator instrumental ce realizează o amplificare de 1000 este prezentat în figura 4.18.

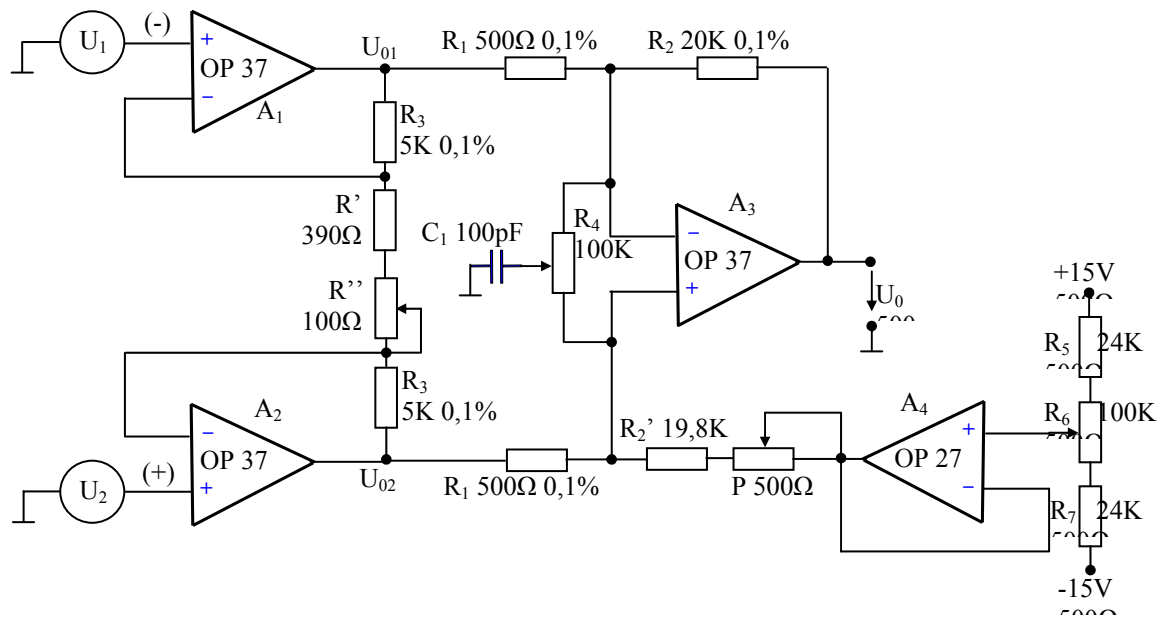


Fig.4.18. Schemă practică de amplificator instrumental cu  $A = 1000$

Din  $R''$  se ajustează valoarea globală a amplificării la 1000, din  $P$  se maximizează  $CMRR$  în curent continuu, din  $R_4$  se maximizează  $CMRR$  la limita superioară a benzii de frecvență iar din  $R_6$  se compensează tensiunea de decalaj. Într-adevăr, aplicând principiul superpoziției pentru amplificatorul diferențial realizat cu  $A_3$  se obține

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1}(U_{02} - U_{01}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} C = \left(\frac{2R_3}{R' + R''}\right) \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1) + U_{OS}, \quad (4.73)$$

unde  $U_{OS}$  este tensiunea reglată de  $R_6$ . Repetorul  $A_4$ , prin rezistența sa de ieșire foarte mică asigură legarea echivalentă la masă a bornei din dreapta a semireglabilului  $P$ . În schema din figura 4.18 ansamblul  $A_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$  și  $R_7$  poate să lipsească dacă se compensează exterior tensiunea de decalaj la amplificatoarele operaționale  $A_1$ ,  $A_2$ , și  $A_3$ . Amplificatoarele operaționale de tip OP 37 sunt prevăzute cu conexiuni pentru compensarea exterioară a tensiunii de decalaj.

Dacă se reglează atent  $P$  și  $R_4$ , schema din figura 4.18 asigură un  $CMRR$  de 115 dB până la frecvențe de câțiva kilohertzi.

#### 4.4.3. Amplificator instrumental cu două amplificatoare operaționale

Există posibilitatea obținerii unui amplificator având caracteristicile generale ale unui amplificator instrumental prin utilizarea doar a două amplificatoare operaționale într-un montaj ca cel din figura 4.19.

Tensiunea  $U_{01}$  de la ieșirea primului amplificator operațional este :

$$U_{01} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) U_1 \quad (4.74)$$



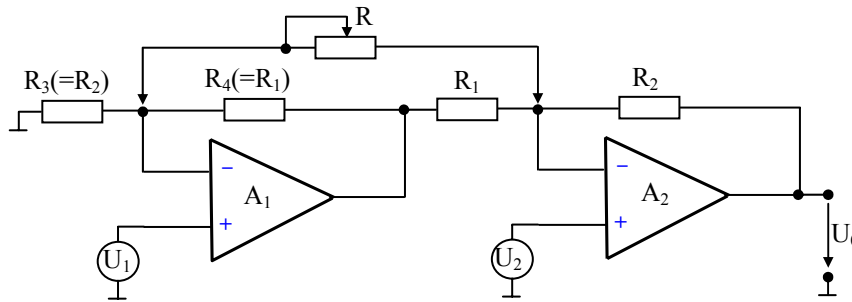


Fig.4.19. Amplificator instrumental realizat cu două AO

Tensiunea  $U_0$  de la ieșire se determină aplicând principiul superpoziției:

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_2 - \frac{R_2}{R_1}U_{01} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_2 - \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)U_1 \quad (4.75)$$

Dacă este satisfăcută egalitatea :

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}, \quad (4.76)$$

relația 4.75 devine :

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(U_2 - U_1). \quad (4.77)$$

Schema cu două amplificatoare operaționale se comportă bine atâta timp cât frecvența semnalului de la intrare este mică. La frecvențe mai mari, datorită drumului mai lung parcurs de semnalul  $U_1$  în raport cu cel parcurs de  $U_2$ , apar degradări pronunțate ale caracteristicilor de amplificator instrumental produse cu precădere de defazarea mai mare a semnalului  $U_1$  decât cea a lui  $U_2$ .

Respectarea egalității (4.76) impune utilizarea de rezistoare perechi. Pentru obținerea unui amplificator instrumental cu amplificare reglabilă, se leagă un potențiomtru de rezistență  $R$  în punctele marcate cu săgeți în figura 4.19. Pentru noua schemă tensiunea de ieșire se găsește cu ajutorul principiului superpoziției :

$$U_{01} = \left(1 + \frac{R_1(R_2 + R)}{R_2 \cdot R}\right) \cdot U_2 - \frac{R_1}{R}U_2 \quad (4.78)$$

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2(R_1 + R)}{R_1 \cdot R}\right) \cdot U_2 - \frac{R_2}{R_1}U_{01} - \frac{R_2}{R_1}U_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2\frac{R_2}{R}\right)(U_2 - U_1) \quad (4.79)$$

Se observă că amplificarea diferențială a schemei este neliniară în raport cu  $R$ .

#### 4.4.4. Amplificator instrumental de transconductanță

Un amplificator de transconductanță ce furnizează la ieșire un curent  $I_0$  proporțional cu tensiunea diferențială de intrare și păstrează caracteristicile de amplificator instrumental este prezentat în schema 4.20.

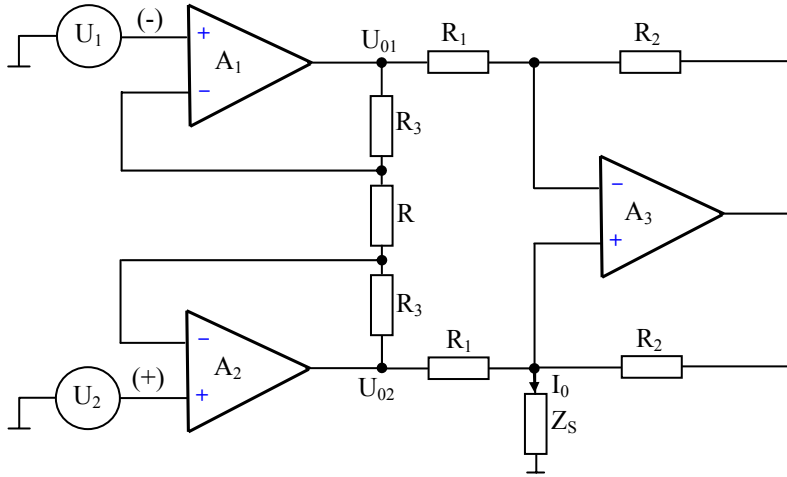


Fig.4.20. Amplificator instrumental de transconductanță

Se calculează curentul de ieșire  $I_0$ :

$$I_0 = \frac{U_{02}}{R_1} - U_{02} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_1} (U_{02} - U_{01}) = \frac{1}{R_1} \left( 1 + 2 \frac{R_3}{R} \right) (U_2 - U_1) \quad (4.80)$$

Pentru obținerea unui  $CMRR$  mare, parte din unul din rezistoarele  $R_2$  (sau  $R_1$ ) se face reglabilă.

#### 4.4.5. Amplificator instrumental de transimpedanță

Cel mai adesea, un curent este măsurat prin intermediul căderii de tensiune provocată pe o rezistență cunoscută. Inconvenientul metodei constă în faptul că sursa de curent trebuie să accepte o anumită tensiune de complianță. O schemă ce transformă un curent într-o tensiune proporțională și totodată asigură condiții de scurtcircuit pentru sursa de curent este prezentată în figura 4.21.

Tensiunile de ieșire a amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_2$  se pot exprima în funcție de tensiunea de mod comun  $U_{mc}$  și curentul de intrare  $I_i$ .

$$U_{01} = U_{mc} + I_i \cdot R \quad (4.81)$$

$$U_{02} = U_{mc} - I_i \cdot R \quad (4.82)$$

Deoarece  $A_3$  este în montaj de amplificator diferențial tensiunea de ieșire este:

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} (U_{02} - U_{01}) = 2R \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot I_i \quad (4.83)$$

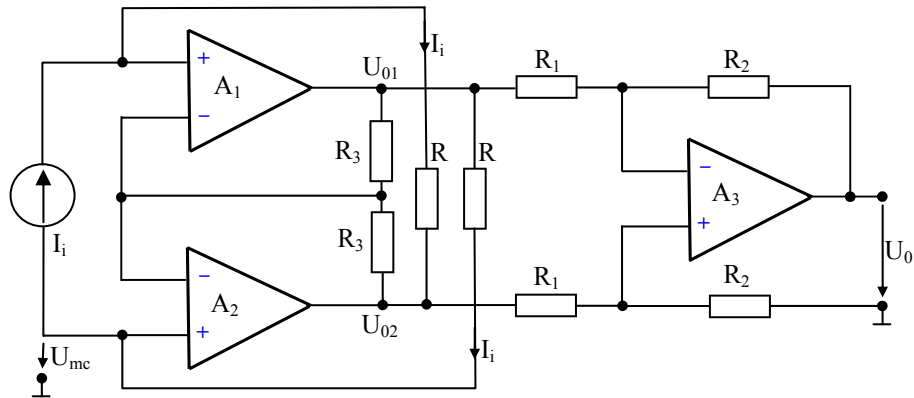


Fig.4.21. Amplificator instrumental de transimpedanță

Se observă că tensiunea de ieșire nu depinde de tensiunea de mod comun.

#### 4.4.6. Garda activă

Una din aplicațiile frecvente a amplificatorului instrumental constă în amplificarea tensiunii produse de un senzor aflat la mare distanță de locul în care se găsește amplificatorul. Tensiunea este adusă prin două fire izolate între ele și dispuse într-un ecran, ecran ce de regulă se pune la pământ. În figura 4.22 s-a considerat că la intrare există doar tensiune de mod comun  $U_{mc}$  și s-au notat cu  $R_{I1}$  și  $R_{I2}$  rezistențele firelor de legătură și cu  $C_1$  și  $C_2$  capacitățile fiecărui fir față de ecran.

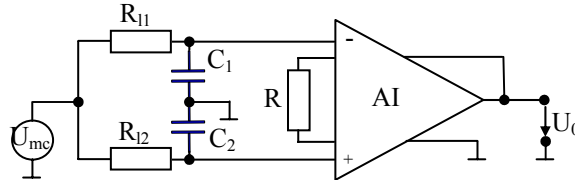


Fig.4.22. Efectul firelor de legătură între sursă și AI asupra CMRR

În valorile  $R_{I1}$  și  $R_{I2}$  se reflectă și rezistențele interne a surselor de semnal conectate la cele două intrări ale amplificatorului instrumental. Dacă se notează cu :

$$\begin{aligned}
 r &= R_{I1} - R_{I2} \\
 r &= |R_{I1} - R_{I2}| \\
 C_m &= \frac{C_1 + C_2}{2} ,
 \end{aligned}
 \tag{4.84}$$

atunci raportul de rejecție a modului comun datorat firelor de legătură este :

$$CMRR = 20 \log \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot r \cdot C_m} .
 \tag{4.85}$$

Spre exemplu, pentru  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $r = 1 \text{ k}\Omega$  și  $C_m = 3 \text{ nF}$ , chiar în situația în care amplificatorul instrumental prezintă un raport propriu de rejecție a modului comun infinit montajul are, conform relației (4.85) un  $CMRR = 60 \text{ dB}$ .

Pentru a mări  $CMRR$  se folosește garda activă conform figurii 4.23.

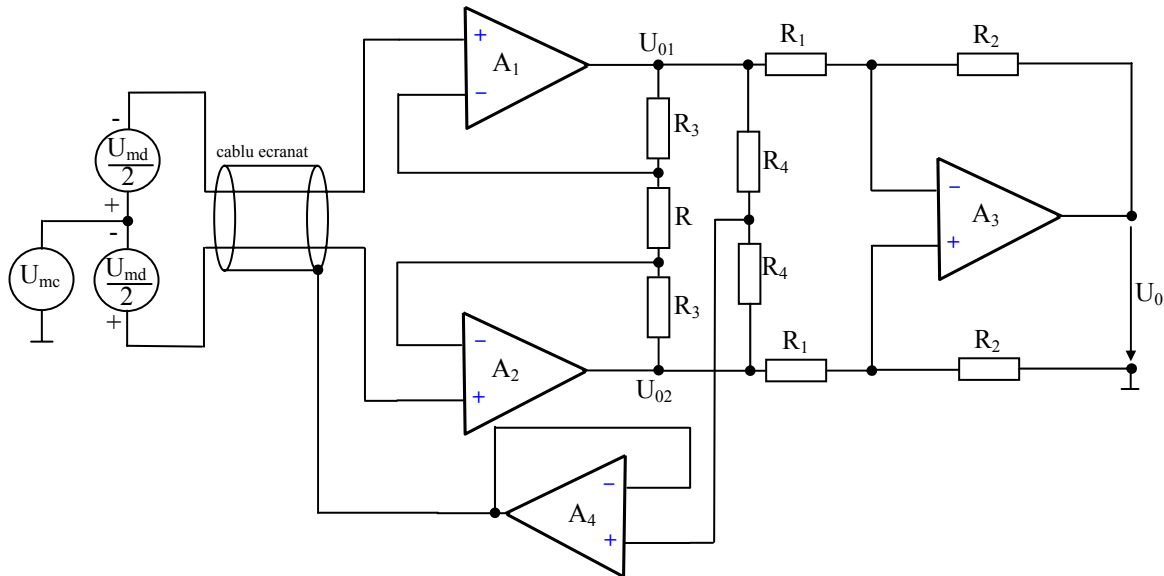


Fig.4.23. Amplificator instrumental cu gardă activă

Tensiunea punctului comun rezistențelor  $R_4$  este  $U_{mc}$ . Este repetată de  $A_4$  și aplicată ecranului ce înconjoară cele două fire. În felul acesta nu există căderi de tensiune pe condensatorii  $C_1$  și  $C_2$ , căderi datorate tensiunii de mod comun. În consecință, se elimină, practic,  $C_m$  din relația (4.85), iar  $CMRR$  crește mult.

#### 4.4.7. Amplificator instrumental cu $CMRR$ mare

Una din cauzele limitării valorii  $CMRR$  la un amplificator instrumental este transformarea semnalului de mod comun în semnal de mod diferențial în etajele de intrare a celor două amplificatoare  $A_1$  și  $A_2$ .

După cum s-a arătat anterior se iau măsuri speciale de simetrizare a etajului diferențial de intrare. Cu toate acestea, mai rămân nesimetrii, și în special în ceea ce privește capacitățile parazite a celor două intrări ale unui amplificator operațional. Capacitățile parazite de la o intrare se referă la capacitatea bază-colector, bază-emitor, bază-linii de alimentare, capacitatea dintre intrarea și ieșirea amplificatorului operațional precum și altele.

Schema din figura 4.24 anulează efectul nesimetriilor capacităților parazite prin faptul că deplasează față de masă tensiunea de alimentare cu tensiunea de mod comun.

Repetorul  $A_4$  preia tensiunea de mod comun  $U_{mc}$  din punctul comun a rezistoarelor  $R_4$  și o aplică punctului comun a celor două diode Zener. Din cauza aceasta tensiunile față de masă ce se aplică bornelor de alimentare a amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_2$  ce formează etajul de intrare a amplificatorului instrumental sunt :

$$\begin{aligned} U_+ &= U_{DZ} + U_{mc} \\ U_- &= -U_{DZ} + U_{mc} \end{aligned} \quad (4.86)$$

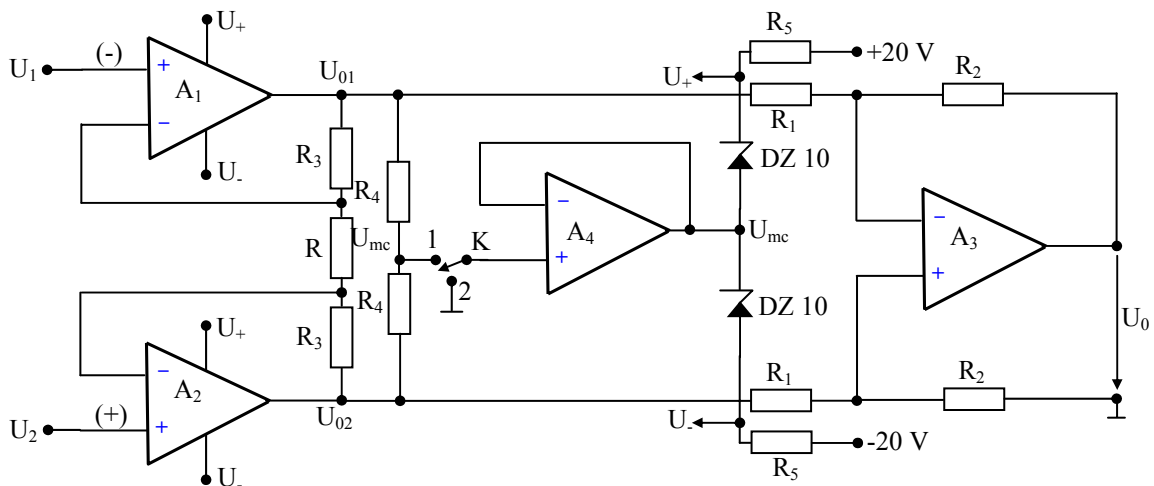


Fig.4.24. Amplificator instrumental cu CMRR mare

Datorită acestui mod de alimentare, toate căderile de tensiune pe condensatorii paraziti amintiți mai sus și în general toate căderile de tensiune din interiorul amplificatoarelor operaționale  $A_1$  și  $A_2$  nu mai sunt influențate de tensiunea de mod comun .

Drept consecință se mărește cu mult *CMRR*.

Pentru a demonstra practic această mărime, schema din figura 4.24 a fost realizată folosindu-se amplificatoarele operaționale *OP 27* iar rezistoarele au fost împerecheate cu o eroare mai mică decât 0,01%. Amplificarea generală a fost de 1000 și s-au prevăzut posibilități de optimizare a *CMRR* (parte din  $R_2$  reglabilă și grupul potențiomtru-condensator plasat la intrările lui  $A_3$  conform fig.4.18).

S-a ecranat etajul de intrare de etajul de ieșire al amplificatorului operațional și separat s-a ecranat grupul  $R_4$ ,  $A_4$ , *DZ10*,  $R_5$  și comutatorul miniatură *K*, lipit direct pe cablaj.

Dacă comutatorul *K* este pus pe poziția 2, punctul comun al celor două diode Zener este pus la masa generală a circuitului prin rezistența foarte mică de ieșire a repetorului  $A_4$ . Pentru această poziție a comutatorului *K* amplificatorul este un amplificator instrumental clasic, cu trei amplificatoare operaționale,. Prin reglare atentă s-a obținut un *CMRR* maxim de 123 dB ce scade la 100 dB la câțiva kHz. După schimbarea comutatorului *K* pe poziția 1 și fără să se mai acționeze asupra elementelor de reglaj al *CMRR* s-a măsurat un *CMRR* de 135 dB care scade la 120 dB la frecvențe de câțiva zeci de kilohertzi.

#### 4.4.8. Amplificatoare pentru traductoare în punte

O clasă de traductoare, foarte răspândită în tehnică este clasa traductoarelor rezistive la care rezistența se modifică liniar cu mărimea măsurată conform relației :

$$R = R_0 \cdot (1 + \delta) , \quad (4.87)$$

unde  $R_0$  este valoarea rezistenței traductorului pentru o anumită valoare, foarte bine precizată, a mărimii de măsurat iar  $\delta$  este un coeficient definit de variația rezistenței traductorului în raport cu variația mărimii de măsurat.

Spre exemplu la măsurarea temperaturii, se folosește termorezistența Pt 100.  $R_0$  este valoarea pe care o are  $R$  la  $0^\circ\text{C}$  și în cazul termorezistența Pt 100 este  $100\ \Omega$ , iar  $\alpha = \delta/T = 0,00392\ \text{K}^{-1}$ . Prin urmare Pt 100 își crește rezistența cu  $0,392\ \Omega$  atunci când temperatura sa crește cu  $1^\circ\text{C}$ .

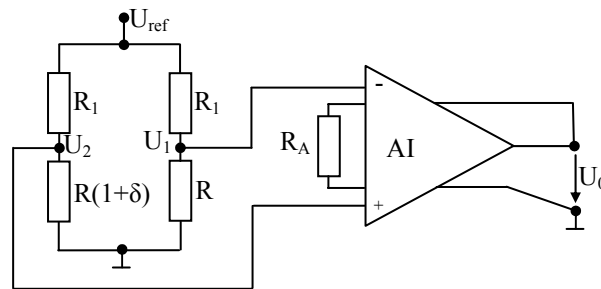


Fig.4.25. Conectarea AI la o punte rezistivă

În figura 4.25 se arată modul de legare a unui amplificator instrumental la diagonala de măsură a unei punți ce conține un singur traductor rezistiv. Dacă  $A$  este amplificarea realizată de amplificatorul instrumental, tensiunea de ieșire  $U_0$  depinde neliniar de conform relației :

$$U_0 = A \cdot (U_2 - U_1) = A \cdot \frac{R}{R + R_1} \cdot U_{ref} \cdot \frac{\delta}{1 + \frac{R}{R_1} \cdot (1 + \delta)} \quad (4.88)$$

În cazul în care  $\delta \ll 1$ , relația (4.88) poate fi simplificată la :

$$U_0 \cong A \cdot \frac{R_1 \cdot R}{(R + R_1)^2} \cdot U_{ref} \cdot \delta \quad (4.89)$$

Din condiția de maximizare a tensiunii de dezechilibru a punții rezultă  $R_1 = R$  relațiile (4.88) și (4.89) devin:

$$U_0 \cong \frac{A}{4} \cdot U_{ref} \cdot \frac{\delta}{1 + \delta/2} \quad (4.90)$$

$$U_0 \cong \frac{A}{4} \cdot U_{ref} \cdot \delta \quad (4.91)$$

**Problema 4.9.** Să se proiecteze un termometru electronic cu sensibilitatea de  $0,1\ \text{V}/^\circ\text{C}$ . Se utilizează o referință de tensiune de  $5\ \text{V}$  iar ca traductor de temperatură o termorezistență Pt 100. Pentru limitarea autoîncălzirii puterea disipată pe termorezistență trebuie să fie mai mică de  $0,2\ \text{W}$ . Calculați tensiunea de ieșire la  $100^\circ\text{C}$  și estimați eroarea, în  $^\circ\text{C}$ , ce se face prin folosirea aproximației din relația (4.89).

**Rezolvare :** Schema termometrului este cea din figura 4.25. Din condiția de limitare a puterii rezultă curentul maxim prin termorezistența  $I < (P/R)^{1/2} = 1,41$ . Se adoptă  $I = 1\ \text{mA}$ . Rezultă  $R_1 = 4,9\ \text{k}\Omega$ . Se adoptă valoarea standardizată  $R_1 = 4,87$

kΩ, 1%. Din condiția de sensibilitate și cunoscând  $\alpha = 0,00392 \cdot K^{-1}$  rezultă din relația (4.89):

$$U_0 = \frac{\Delta U_0}{\Delta t} \cdot \frac{(R_1 + R)^2}{R \cdot R_1} \cdot \frac{1}{U_{ref} \cdot \delta} = 0,1 \cdot \frac{(4,97)^2}{4,87 \cdot 0,1} \cdot \frac{1}{5 \cdot 0,00392} = 258,78.$$

Pentru  $t = 100^\circ C$  rezultă  $\alpha = \delta \cdot t = 0,392$  și înlocuind în (4.89) rezultă  $U_0 = 10,00$  V. Dacă se înlocuiește în (4.88) rezultă  $U_0 = 9,92$  V.

Prin urmare, considerând relația liniară aproximativă (4.89) în locul relației (4.88) termometrul va măsura  $100^\circ C$  cu o eroare absolută prin adaus de  $0,078/0,1 = 0,78^\circ C$ .

În unele cazuri, spre exemplu la măsurări cu timbre tensometrice, deviația este deosebit de mică. Pentru a se mări sensibilitatea punții se utilizează două timbre tensometrice plasate în brațele opuse ale punții sau chiar patru timbre tensometrice. Amplasarea celor patru timbre se face în așa fel încât măsurandul (încovoiere, alungire, etc.) să provoace la două timbre mărirea rezistenței iar la celelalte două micșorarea rezistenței. Timbrele cu variație de același semn se plasează în brațe opuse. Pentru o astfel de punte termometrică expresia tensiunii de ieșire este liniară în raport cu :

$$U_0 = A \cdot (U_2 - U_1) = A \left[ (1 + \delta) \cdot U_{ref} / 2 - (1 - \delta) \cdot U_{ref} / 2 \right] = A \cdot U_{ref} \cdot \delta \quad (4.92)$$

Cu excepția punții cu patru timbre tensometrice, punțile rezistive au tensiunea de ieșire funcție neliniară în raport cu mărimea de măsurat. De aceea, o mare problemă a măsurării cu punți rezistive o constituie liniarizarea. Una dintre metodele de liniarizare este prezentată în figura 4.26. Se observă că utilizează două traductoare plasate în brațe opuse ale punții. Pentru maximizarea tensiunii de dezechilibru în brațele punții, în condiții de referință se găsesc rezistențe egale . Liniarizarea decurge din faptul că puntea astfel construită este alimentată la curent constant. Fiecare ramură  $R + R(1 + \delta)$  este parcursă de curentul  $I_{ref}/2$

$$U_0 = A \cdot (U_2 - U_1) = A \cdot \frac{I_{ref}}{2} \cdot R \cdot \delta \quad (4.93)$$

O metodă de a obține o dependență liniară a tensiunii de ieșire  $U_0$  de deviația este arătată în figura 4.27. Se utilizează un singur traductor și două amplificatoare operaționale

Aplicând principiul superpoziției tensiunea de ieșire este :

$$U_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ref} - \frac{R_2}{R} \cdot U_{01} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ref} + \frac{R \cdot (1 + \delta)}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R} \cdot U_{ref} = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ref} \cdot \delta \quad (4.94)$$

**Problema 4.10.** Proiectați un termometru electronic cu sensibilitatea  $0,1$  V/ $^\circ C$  . Se utilizează termorezistența *Pt 100*, o referință *REF 02*. ( $U_{ref} = 5$ V) și schema din figura 4.27. Propuneți o nouă schemă de termometru electronic liniar cu *REF 02*.

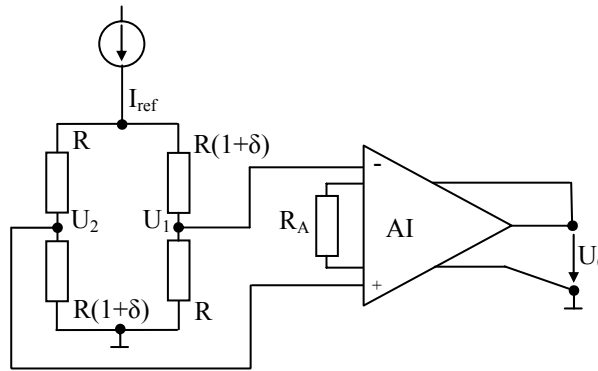


Fig.4.26. Liniarizarea punții rezistive cu AI

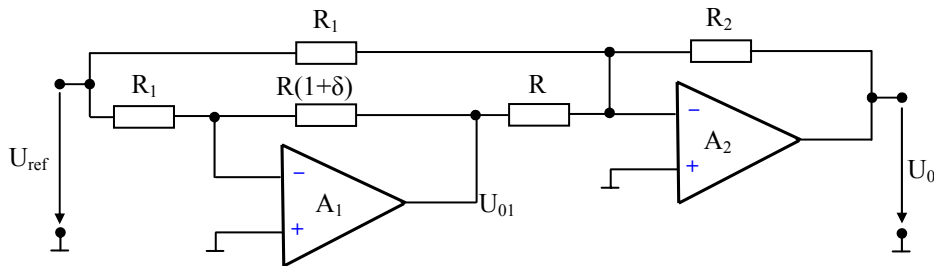


Fig.4.27. Traductor cu relația  $U_0$  liniară

#### 4.5. Redresor de precizie

Un circuit mult utilizat în practică electronică este redresorul. Funcția, realizată în cazul ideal, este :

$$U_0(t) = |U_i(t)|, \quad (4.95)$$

iar redresorul se numește redresor dublă alternanță.

Redresorul simplă alternanță este descris de următoarea funcție:

$$\begin{aligned} U_0(t) &= U_i(t) & U_i(t) &\geq 0 \\ U_0(t) &= 0 & U_i(t) &< 0 \end{aligned} \quad (4.96)$$

Dispozitivul electronic folosit pentru realizarea redresării este dioda : o diodă în cazul redresorului simplă alternanță și două sau patru dispuse în punte în cazul redresorului dublă alternanță .

În practică, principalele erori ale tensiunii de ieșire se datoresc căderii de tensiune nenule pe dioda în conducție, rezistenței nenule a diodei în conducție și curenților de scurgeri prin dioda blocată. Primele două cauze pot fi în bună măsură eliminate prin introducerea în schema redresorului a unor amplificatoare operaționale. În schimb, amplificatoarele operaționale adaugă alte surse de erori :tensiunea de decalaj, bandă de frecvență mai redusă, limitarea tensiunii de intrare. Schema unui redresor dublă alternanță de precizie este prezentată în figura 4.28.



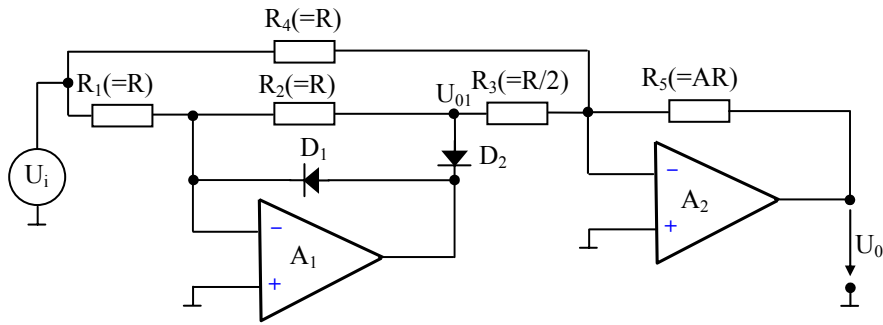


Fig.4.28. Redresor dublă alternanță de precizie

Amplificatorul  $A_1$  împreună cu diodele  $D_1$  și  $D_2$  și rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  formează un redresor de precizie, simplă alternanță, inversor, ce are tensiunea de ieșire  $U_{01}$  nenulă și negativă pe durata de timp în care  $U_i(t) > 0$ . Cel de-al doilea amplificator operațional este într-o schemă de amplificator sumator și inversor. Se poate calcula amplificarea  $A_n$  a schemei pentru tensiune de intrare negativă:

$$A_n = \frac{R_5}{R_4} \quad (4.97)$$

și amplificarea  $A_p$  a schemei pentru tensiuni de intrare pozitivă :

$$A_p = \frac{R_2 \cdot R_5}{R_1 \cdot R_3} - \frac{R_5}{R_4} \quad (4.98)$$

Pentru a realiza o tensiune de ieșire de forma :

$$U_0(t) = A \cdot |U_i(t)|, \quad (4.99)$$

trebuie ca  $A_n = A_p = A$ . Un mod de îndeplinire a acestei cerințe rezultă din alegerea valorilor rezistențelor din schemă (astfel încât să satisfacă relația :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = R_4 = R \\ R_3 &= R / 2 \\ R_5 &= A \cdot R \end{aligned} \quad (4.100)$$

Din relațiile (4.97) și (4.98) se observă că satisfacerea cerinței  $A_n = A_p = A$  poate fi realizată și cu alte raporturi de valori decât cele din relația (4.100). În practică se preferă raporturile dintre rezistențe date de relația (4.100) deoarece în felul acesta se asigură pentru  $R$  și  $AO$  date un bun compromis în ceea ce privește obținerea unei rezistențe de intrare ridicate și a unei benzi de frecvență cât mai mare.

Amplificarea schemei poate fi reglată dintr-o singură rezistență  $R_5$  iar dacă  $R_5 = R$  rezultă o amplificare unitară.

Relațiile (4.100) nu pot fi îndeplinite cu exactitate din cauza clasei de precizie,  $cl$ , a rezistoarelor ce se utilizează la realizarea redresorului. Aceasta este cauza apariției unei erori, întrucât  $A_n$  este diferit de  $A_p$ . Modulul diferenței maxime poate fi calculată pe seama relațiilor (4.97) și (4.98).

$$\left| A_p - A_n \right|_{\max} = \frac{R_{2\max} \cdot R_5}{R_{1\min} \cdot R_{3\min}} - \frac{2 \cdot R_5}{R_{4\max}} = R_5 \cdot \left( \frac{1 + cl}{(1 - cl)^2} - \frac{2}{1 + cl} \right) \quad (4.101)$$

Deoarece  $cl$  este un număr mic se pot face aproximațiile:

$$(1 \pm cl)^{-1} \cong 1 \mp cl \quad (4.102)$$

și se poate calcula eroarea relativă procentuală maximă a amplificării:

$$\left| \frac{A_p - A_n}{A} \right|_{\max} = 8 \cdot cl \quad (4.103)$$

Folosind rezistoare în calsa 1%  $A_p$  diferă de  $A_n$  cu maximum 8%. Ca să se micșoreze erorile datorate clasei de precizie a rezistoarelor sunt posibile două căi :

- a) plasarea în serie de semireglabili pentru ajustarea fiecărei valori
- b) utilizarea unor arii de rezistoare de precizie de valori egale. Pentru realizarea valorii  $R_3$  se pun două rezistoare în paralel. Ariile de rezistoare prezintă și avantajul aceleiași derive cu temperatura.

#### 4.6. Redresoare sensibile la fază

Redresorul sensibil la fază se face util în aplicații în care se urmărește detectarea unui semnal de curent alternativ foarte mic în prezența zgomotului. Îndeosebi sunt utilizate la măsurarea tensiunii de dezechilibru a unei punți de mare sensibilitate, la nanovoltmetre selective, la depistarea unui semnal mic, de frecvență cunoscută și care este înecat în zgomot, la detectarea cuadraturii a două semnale, etc.

Schema de principiu a unui redresor sensibil la fază este prezentată în figura 4.29.a. Tensiunea de ieșire  $U_o$  este egală cu tensiunea de intrare  $U_i$  pe durata de timp în care comutatorul  $K$  este închis și este zero atunci când  $K$  este deschis. Frecvența cu care se închide și deschide  $K$  este frecvența de referință - spre exemplu frecvența tensiunii de alimentare a punții de curent alternativ.

Dacă tensiunea de intrare  $U_i$  este sinusoidală ,

$$u_i = U_{im} \cdot \sin(\omega t + \varphi) , \quad (4.104)$$

de aceeași frecvență cu frecvența tensiunii de comandă  $U_{ref}$  dar defazată cu unghiul  $\varphi$  , tensiunea de ieșire  $U_o$  are forme de variație în timp, dependente de unghiul  $\varphi$  (figura 4.29b).

Cel mai adesea, interesează valoarea medie a tensiunii de ieșire  $U_0$ . Prin urmare redresorul sensibil la fază este urmat de un filtru trece jos caracterizat prin constanta de timp.

$$U_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} U_{im} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi\right) dt = \frac{1}{2\pi} \cdot U_{im} \cdot \cos \varphi , \quad (4.105)$$

unde  $T$  este  $1/f_{ref}$ .

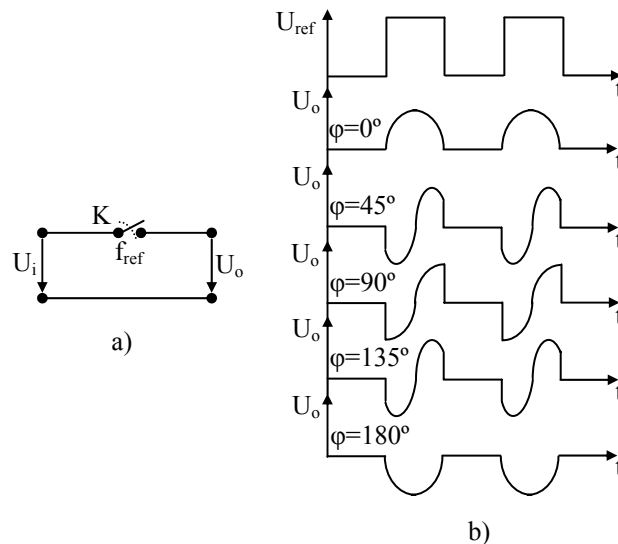


Fig.4.29. Principiul redresorului sensibil la fază

Se observă că, funcție de  $\varphi$ , tensiunea medie la ieșire poate fi maxim pozitivă (dacă  $\varphi = 0^\circ$ ) zero (dacă  $\varphi = 90^\circ$ ) sau maxim negativă (dacă  $\varphi = 180^\circ$ ). Ca urmare redresorul sensibil la fază este întotdeauna prezent în sisteme de reglare automată funcție de faza semnalului de eroare. Faptul că pentru  $\varphi = 90^\circ$  tensiunea medie la ieșire se anulează, recomandă folosirea redresorului sensibil la fază în cadrul detectoarelor de cuadratură. Redresorul sensibil la fază joacă în acest caz rolul de indicator de nul iar detectorul de cuadratură se caracterizează printr-o mare sensibilitate, caracteristică metodelor de nul.

Dacă tensiunea de intrare este nesinusoidală, de forma :

$$u_i = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) , \quad (4.106)$$

unde  $U_n$  și  $\varphi_n$  sunt amplitudinile armonicilor de ordin  $n$ , respectiv fazele lor inițiale, tensiunea medie la ieșire este :

$$U_{0med} = \frac{1}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{T/2} U_n \cdot \sin(n\omega t + \varphi_n) dt = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n \cdot \cos \varphi_n}{n} \left(1 - (-1)^n\right) , \quad (4.107)$$

sau:

$$U_{0med} = \frac{1}{2\pi} \left( U_1 \cdot \cos \varphi_1 + \frac{1}{3} U_3 \cdot \cos \varphi_3 + \frac{1}{5} U_5 \cdot \cos \varphi_5 + \dots \right) \quad (4.108)$$

Din (4.108) se observă că valoarea medie a tensiunii de ieșire depinde numai de armonicile impare ale tensiunii de intrare, iar efectul armonicilor impare este invers proporțional cu ordinul armonicii., Armonicile pare nu au nici un efect asupra valorii medii a tensiunii de ieșire.

Spectrul semnalului de ieșire este prezentat în figura 4.30.

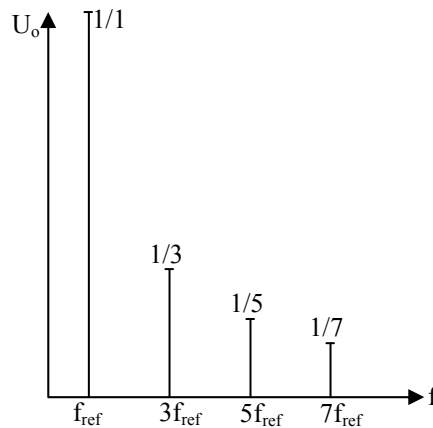


Fig.4.30. Spectrul semnalului la ieșirea unui redresor sensibil la fază

Sensibilitatea redresorului sensibil la fază la armonicile superioare de ordin impar este un inconvenient în unele aplicații ca poate fi practic eliminat dacă amplificatorul de curent alternativ ce, de regulă, precede redresorul sensibil la fază este selectiv.

Dacă semnalul de intrare este sinusoidal dar de frecvență  $f_i$  diferită de  $f_{ref}$ , tensiunea de ieșire a redresorului sensibil la fază conține componente alternative de frecvențe egale cu combinațiile liniare ale frecvențelor  $f_i$  și  $f_{ref}$  de forma:  $f_i \pm f_{ref}$ ,  $f_i \pm 3 f_{ref}$ ,  $f_i \pm 5 f_{ref}$  etc. Atât timp cât aceste frecvențe sunt suficient de mari în comparație cu  $1/\tau$ , componentele respective sunt practic eliminate de filtru. Dacă una dintre aceste frecvențe este comparabilă sau mai mică față de  $1/\tau$ , la ieșirea filtrului apare o componentă alternativă de frecvență joasă, sub formă de fluctuații ale tensiunii de ieșire (fenomen de bătăi).

În sfârșit, dacă semnalul de intrare este un zgomot alb, redresorul sensibil la fază se comportă ca un filtru selectiv, având caracteristica de frecvență din figura 4.30. Lărgimea fiecăreia din liniile spectrale ale caracteristicii este egală cu dublul lărgimii de bandă a filtrului trece jos de la ieșire.

Performanțele redresoarelor sensibil la fază sunt apreciate după: rejecția semnalelor nedorite, supraîncărcarea, intervalul frecvențelor de lucru și sensibilitatea la detectarea cuadraturii.

Rejecția semnalelor nedorite, de exemplu a unui semnal sinusoidal sincron, defazat cu  $\pi/2$  față de semnalul de comandă, poate fi de 40 dB la un detector sincron obișnuit, dar ajunge la 60 - 80 dB și mai mult la un detector sincron de bună calitate.

Supraîncărcarea reprezintă un criteriu foarte important pentru detectarea semnalelor slabe, acoperite de perturbații puternice, deoarece, în cazul unor perturbații a căror amplitudine depășește zona de liniaritate a redresorului sensibil la fază, acesta își pierde proprietățile specifice și generează semnale de ieșire false. Se definește factorul de supraîncărcare  $K_s$  ca raport între semnalul maxim de

intrare pentru răspuns liniar și semnalul nominal de intrare, corespunzător domeniului de măsurare a aparatului în care este cuprins redresorul sensibil la fază. La microvoltmetre cu performanțe modeste  $K_S = 3 \div 10$ , ajungând la  $K_S = 100$  sau chiar  $K_S > 1000$  la aparate de înaltă performanță.

Intervalul frecvențelor de lucru este limitat inferior de constanta de timp  $\tau$  a filtrului trece jos de la ieșire ( $f_{min} > 1/\tau$ ) și superior de componentele ce intră în schema redresorului sensibil la fază. Se construiesc redresoare sensibile la fază cu frecvențe de lucru cuprinse între 1 Hz și 100 kHz.

Sensibilitatea la detectarea cuadraturii depinde foarte mult de calitatea componentelor și în special de stabilitatea derivatei de zero a amplificatoarelor operaționale din schemă. Cu o poriectare îngrijită se poate obține o tensiune de ieșire de câțiva V pentru o defazare de la cuadratură de o miime de grad.

Figura 4.31 arată schema unui redresor semialternanță, sensibil la fază, ce utilizează diode și transformatoare. Prin secundarul celui de-al doilea transformator  $Tr_2$  există curent doar în cazul în care diodele  $D_1$  și  $D_2$  sunt deschise. Aceasta se întâmplă doar pe durata semialternanței pozitive a tensiunii de referință. Pentru o bună funcționare este necesar ca tot timpul  $U_{ref} \gg U_i$ .

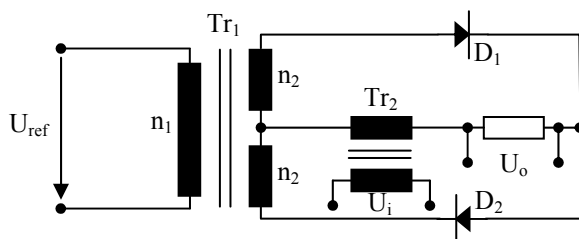


Fig.4.31. Redresor semialternanță, sensibil la fază

Schema prezintă avantajul că transformatoarele  $Tr_1$  și  $Tr_2$  separă galvanic circuitul tensiunii de referință  $U_{ref}$  de circuitul tensiunii de intrare  $U_i$ . Liniaritatea este redusă din cauza transformatoarelor și a diodelor.

O schemă practică de redresor sensibil la fază utilizată în nanovolmetrul selectiv este prezentată în figura 4.32.

Redresorul are două ieșiri  $U_{02} = -U_{01}$  și două intrări pentru tensiunea de comandă  $U_{ref}$  și  $U_{ref}^*$ . Cheile sunt realizate cu tranzistoarele JFET  $T_1 \div T_4$ .

Semialternanța pozitivă a tensiunii de comandă  $U_{ref}$  determină conducția tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_3$  și blocarea lui  $T_2$  și  $T_4$ . Tensiunea de intrare  $U_i$  este amplificată de trei ori cu amplificatorul inversor realizat cu  $AO_1$ ,  $R_9$  și  $R_{10}$ . Tranzistorul  $T_1$ , în conducție, leagă intrarea inversoare a amplificatorului operațional  $AO_1$  la punctul comun al rezistoarelor  $R_9$  și  $R_{10}$ . În același timp  $AO_2$  împreună cu  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  și  $T_3$  este într-o schemă de repetor inversor pentru tensiunea  $U_{01}$ . Prin urmare  $U_{02} = -U_{01}$ .

Prin  $T_1$  și  $T_3$  nu trece curent deoarece sunt în serie cu intrarea inversoare a lui  $AO_1$  respectiv  $AO_2$ . În felul acesta rezistența în conducție a canalului JFET și eventuala variație cu temperatura a acestuia nu influențează performanțele celor două amplificatoare.

În semialternanța negativă a tensiunii de comandă  $T_1$ ,  $T_3$  sunt blocate iar  $T_2$  și  $T_4$  sunt în conducție. Rolul lui  $AO_1$  și  $AO_2$  se inversează, în sensul că  $AO_2$  cu

$R_{11}$ ,  $R_{12}$  și  $T_4$  realizează un amplificator inversor cu amplificarea 3 iar  $AO_1$  împreună cu  $R_{14}$ ,  $T_2$  și  $R_9$  inversează tensiunea  $U_{02}$ . Prin urmare  $U_{01} = -U_{02}$ .

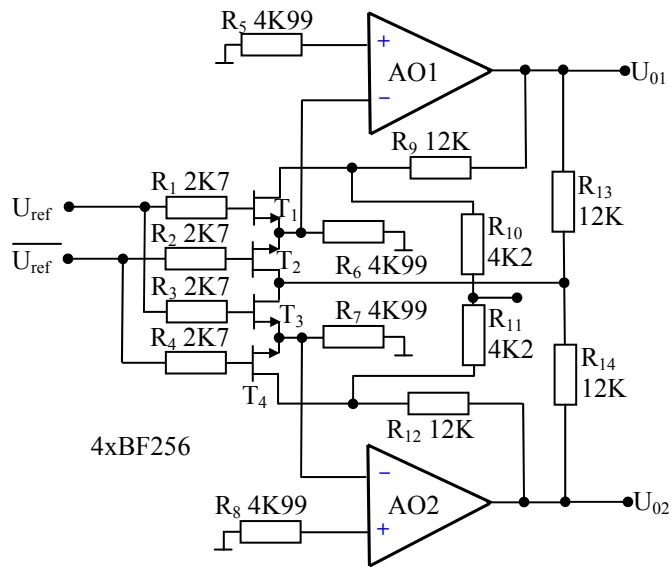


Fig.4.32. Redresor sensibil la fază din nanovoltmetrul UNIPAN 232

Tensiunile de comandă  $U_{ref}$  și  $U_{ref}^*$  au nivelurile necesare blocării și intrării în conducție a tranzistoarelor  $T_1 \div T_4$ . Tranzistoarele  $T_1 \div T_4$  joacă rolul de rezistențe comandate și funcționează în zona de maximă liniaritate deoarece, practic, tensiunea drenă sursă este tot timpul nulă. Rezistențele  $R_6$  și  $R_7$ , pe de-a parte asigură curenții de polarizare necesari celor două intrări inversoare a amplificatoarelor operaționale iar pe de altă parte constituie o cale de încărcare, descărcare a capacităților grilă - drenă a celor patru JFET. Valoarea maximă a tensiunii de intrare este limitată de funcționarea amplificatoarelor în zona liniară. Frecvența maximă de lucru este în jur de 100 kHz și este limitată de amplificatoarele operaționale.

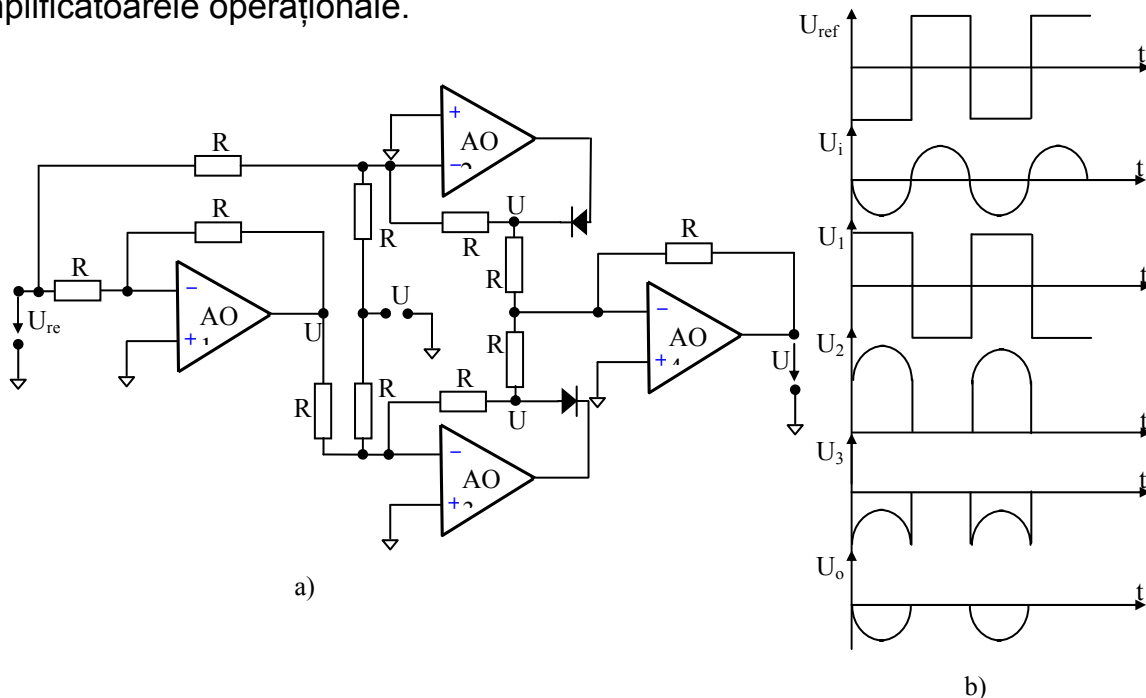


Fig.4.33. Redresor sensibil la fază performant-schemă de principiu

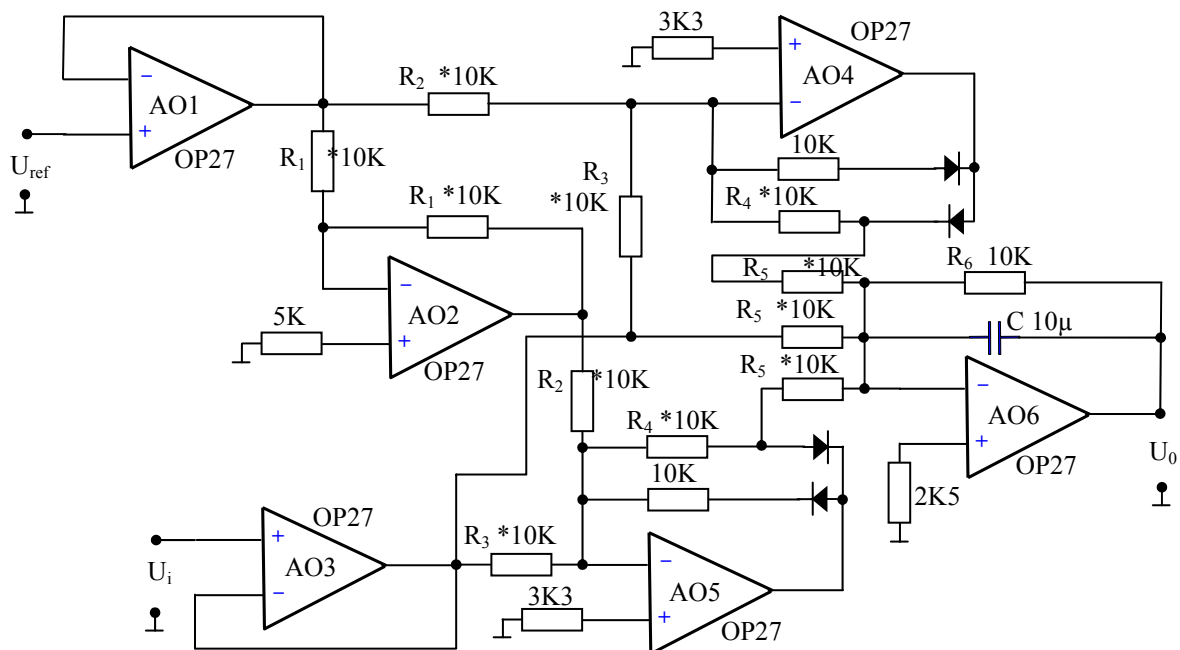


Fig.4.34. Schema practică a unui redresor sensibil la fază de performanță

O schemă de redresor sensibil la fază, foarte mult utilizată în aplicații de joasă frecvență în care se cere o foarte bună liniaritate, utilizează redresoare de precizie și principial este arătată în figura 4.33.a.

Amplificatorul  $AO_1$  este un inversor pentru tensiunea dreptunghiulară de referință  $U_{ref}$ .  $AO_2$  și  $AO_3$  sunt sumatoare și redresoare nanoalternanță de precizie.  $AO_4$  este într-o schemă de amplificator sumator. În figura 4.33.b se arată formele de undă în diferite puncte ale circuitului pentru cazul în care tensiunea de referință și cea de semnal la intrare sunt egale iar  $U_{ref} \gg U_i$ . Pentru ca tensiunea de ieșire  $U_o$  să nu fie influențată de tensiunea de referință, trebuie ca rezistențele notate cu același indice să fie egale. În cazul în care  $R_5 = R_6$  iar  $U_i$  este în fază cu  $U_{ref}$  schema se comportă ca un redresor de precizie monoalternanță cu amplificarea totală 2. Pentru a ușura sarcina filtrului trece jos ce urmează redresorului sensibil la fază, în schema practică din figura 4.34, este realizat un redresor sensibil la fază bialternanță.

Amplificatorul integrator de la ieșire,  $AO_6$ , însumează trei tensiuni: cele două tensiuni de la ieșirea redresoarelor și tensiunea de intrare.

Pentru cazul în care  $U_{ref}$  este în fază cu  $U_i$  și ținând seama de diagramele de timp din figura 4.33.b se poate calcula tensiunea de ieșire  $U_{o-}$  și  $U_{o+}$  pentru semialternanța negativă respectiv pozitivă a tensiunii de referință:

Repetoarele  $AO_1$  și  $AO_2$  asigură impedanțe de intrare mari pentru  $U_{ref}$  și  $U_i$ . Rezistoarele a căror valoare este marcată cu o steluță și poartă același nume sunt cu peliculă metalică și au fost împerechiate cu abateri mai mici de 0,001%. Toate amplificatoarele din schemă sunt prevăzute cu potențiometre pentru compensarea tensiunii de decalaj la intrare.

Cu schema din figura 4.34 s-a măsurat un semnal în domeniul de frecvență 30 Hz - 30 kHz înecat în zgomot alb mai mare cu 120 dB. Liniaritatea redresorului

sensibil la fază este mai bună de 0,01 %. Ca amplificatoare să lucreze în zona liniară este necesar ca  $U_{imax} < U_{ref} < 10 \text{ V}$ .

Pentru a măsura sensibilitatea redresorului sensibil la fază la detectarea cuadraturii a două semnale s-a utilizat schema din figura 4.35.

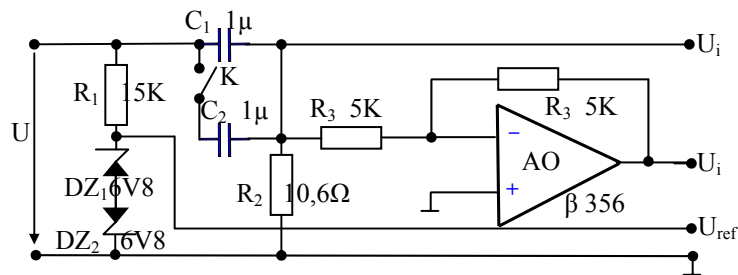


Fig.4.35. Schemă pentru determinarea sensibilității la detectarea cuadraturii

Tensiunea  $U$  de la intrarea circuitului este sinusoidală și are frecvența 75 Hz.

Tensiunea de referință  $U_{ref}$  necesară redresorului sensibil la fază este dreptunghiulară și în fază cu  $U$  fiind formată prin limitare cu două diode Zener conectate în opoziție.

Tensiunea  $U_i$  necesară la intrarea de semnal a redresorului sensibil la fază este obținută pe rezistența  $R_2$  de  $10,6 \Omega$  și este defazată cu aproape  $90^\circ$  față de  $U_1$ . Fie  $\alpha_1$  unghiul de defazaj pentru  $K_1$  închis și  $\alpha_2$  pentru  $K_2$  deschis. Prin calcul rezultă:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{1}{\omega \cdot (C_1 + C_2) \cdot R_2} = 100,058 \quad (4.110)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_2} = 200,196 \quad (4.111)$$

Pentru cazul  $K_1$  închis s-a modificat  $U$  până ce s-a obținut  $U_i = 0,302 \text{ V}$ . S-a măsurat tensiunea de la ieșirea redresorului sensibil la fază și s-a obținut  $U_{01} = 2,45 \text{ mV}$ .

Pentru cazul  $K_1$  deschis s-a mărit  $U$  până ce din nou,  $U_i = 0,302 \text{ V}$ . La ieșirea redresorului s-a măsurat  $U_{02} = 0,988 \text{ mV}$ .

Se poate scrie:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\sin \alpha_2}{\cos \alpha_2} - \frac{\sin \alpha_1}{\cos \alpha_1} = \frac{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}{\cos \alpha_1 \cdot \cos \alpha_2} \quad (4.112)$$

Deoarece diferența  $\alpha_2 - \alpha_1$ , este mică se poate face aproximația

$$\alpha_2 - \alpha_1 \cong \sin(\alpha_2 - \alpha_1) = \frac{\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1}{\sqrt{(1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_1)(1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_2)}} = 0,28^\circ \quad (4.113)$$

Pe de altă parte, diferența dintre cele două tensiuni măsurate la ieșirea redresorului este:



$$U_{01} - U_{02} = 2,45 \text{ mV} - 0,988 \text{ mV} = 1,462 \text{ mV} \quad (4.114)$$

Rezultă că, în apropierea cuadraturii, la o diferență de fază de  $0,001^\circ$  și un semnal de intrare de  $0,3 \text{ V}$  tensiunea de ieșire a redresorului sensibil la fază va înregistra o modificare de

$$\Delta U_0(0,001^\circ) = \frac{1,462 \cdot 10^{-3} \cdot 0,001}{0,28} = 5,2 \mu\text{V} \quad (4.115)$$

Prin urmare, pentru un semnal de intrare  $U_i = 3 \text{ V}$ , o diferență de  $0,001^\circ$  față de cuadratură va conduce la o variație a tensiunii de ieșire a redresorului sensibil la fază de  $52 \mu\text{V}$ , variație ce poate fi măsurată fără probleme deosebite.

Pentru a verifica trecerea prin zero a caracteristicii la o defazare de  $90^\circ$ , se repetă determinările de mai sus doar că tensiunea de intrare  $U_i$  se ia de la ieșirea inversorului realizat cu AO. S-au obținut aceleași valori  $U_{01}$  și  $U_{02}$  dar cu semn schimbat. Aceasta demonstrează că redresorul sensibil la fază prezintă o caracteristică tensiune de ieșire funcție de abaterile mici de la cuadratura liniară și care trece prin zero.

În ceea ce privește limitarea benzii de frecvență, aceasta se datorează în principal redresoarelor de precizie. Un alt factor de limitare a frecvenței maxime de lucru îl constituie defazarea suplimentară introdusă de inversorul tensiunii de referință.

#### 4.7. Circuit de defazare pentru tensiunea de referință a redresoarelor sensibile la fază

Principiul de măsurare cu redresoarele sensibile la fază reclamă posibilitatea de defazare a tensiunii de referință, pentru a o aduce în fază cu componenta spectrală de interes a tensiunii de semnal de intrare. Numai în această situație, tensiunea de la ieșirea redresorului este maximă în raport cu acea componentă spectrală ce are aceeași frecvență cu tensiunea de referință. Spre exemplu: măsurarea tensiunii de dezechilibru a unei punți de curent alternativ de mare sensibilitate. În acest caz tensiunea de referință se realizează pe seama tensiunii de alimentare a punții.

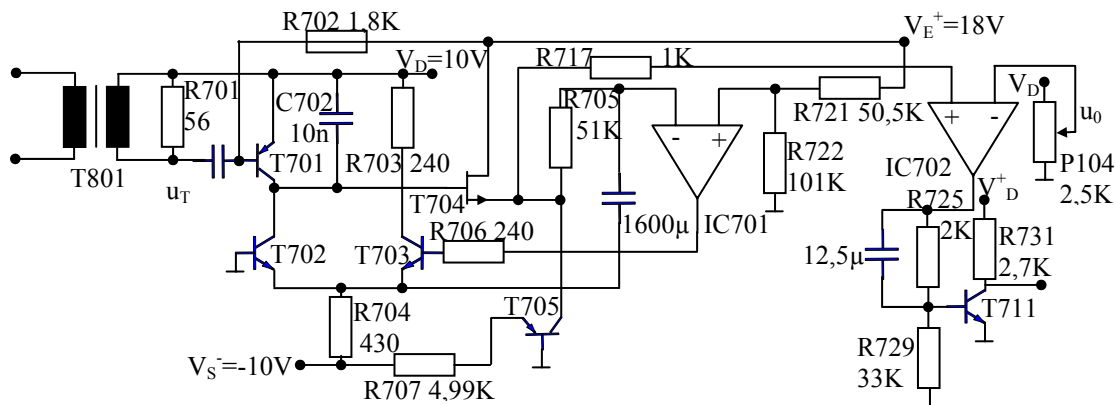
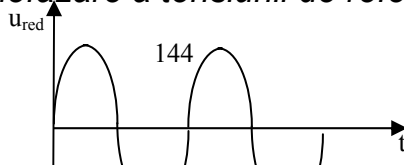


Fig.4.36. Circuit de defazare a tensiunii de referință pentru RSF



*Fig.4.37. Diagramele de timp explicative pentru circuitul din figura 4.36*

Semnalul util din diagonala de măsurare are aceeași frecvență cu a tensiunii de alimentare, dar își schimbă accentuat faza în apropierea punctului de echilibru a punții.

Semnalul de referință nu se poate realiza pe seama semnalului util deoarece, de regulă, semnalul util este înecat în zgomot. Într-o anumită configurație a punții, tensiunea de dezechilibru poate fi corect măsurată doar dacă tensiunea de referință poate fi adusă în fază cu tensiunea utilă.

Pentru a mări utilitatea redresorului sensibil la fază, circuitul de defazare a tensiunii de referință trebuie să funcționeze într-un domeniu cât mai larg de frecvență. Un mod de realizare a circuitului de defazare este prezentat în figura 4.36. De fapt, circuitul din figura 4.36 realizează defazarea doar pentru un front al tensiunii dreptunghiulare de referință. Pentru defazarea celuilalt front al referinței este necesar încă un circuit ca cel prezentat în figură.

Diagramele de timp din figura 4.37 descriu funcționarea circuitului de defazare. Presupunem că tensiunea dreptunghiulară de referință se formează pe seama tensiunii sinusoidale  $U_{RED}$  (figura 4.37). La trecerile prin zero ale tensiunii  $U_{RED}$  se formează impulsurile înguste  $U_T$ . Impulsurile negative sunt aduse la primarul transformatorului de impulsuri  $T_{801}$  de la intrarea schemei din figura 4.36, iar cele pozitive se inversează și constituie semnalul de intrare pentru un al doilea circuit identic cu cel din figura 4.36.

Tranzistorul  $T_{702}$  și rezistorul  $R_{704}$  realizează un generator de curent constant pentru încărcarea condensatorului  $C_{702}$ . Tranzistorul  $T_{701}$  este cheia ce descarcă condensatorul  $C_{702}$  pe durata impulsurilor primite prin transformatorul  $T_{801}$ .

Deoarece baza lui  $T_{702}$  este la masă, curentul de încărcare a lui  $C_{702}$  este determinat de tensiunea de alimentare  $V_{S-}$ , valoarea lui  $R_{704}$  și curentul de emitor a tranzistorului  $T_{703}$ . Curentul de emitor alui  $T_{703}$  este mare la frecvențe mici ale semnalului  $U_{RED}$  și mic la frecvențe ridicate. De fapt, valoarea curentului de emitor a tranzistorului  $T_{703}$  este determinată de bucla de stabilizare automată a valorii medii a tensiunii în dinte de fierăstrău obținută pe condensatorul  $C_{702}$  (tensiunea  $U_{R1}$  din figura 4.37). Bucla de stabilizare cuprinde repetorul  $T_{704}$ ,  $T_{705}$ , filtrul trece jos  $R_{705}$ ,  $C_{703}$  și comparatorul  $IC_{701}$ . La intrarea neinversoare a lui  $IC_{701}$ , divizorul  $R_{721}$ ,  $R_{722}$  stabilește o tensiune continuă a cărei valoare se compară cu valoarea medie a dintelui de fierăstrău. Rolul tranzistorului JFET  $T_{704}$  este de a repeta tensiunea din colectorul lui  $T_{702}$  și de a influența cât mai puțin curentul de încărcare al condensatorului  $C_{702}$ . Circuitul de mediere  $R_{706}$ ,  $C_{703}$  are constantă mare de timp, necesară funcționării circuitului de defazare și la frecvențe joase (1 Hz). Trebuie făcută observația că  $C_{703}$  are capacitate mare (1600  $\mu F$ ) și este necesar să fie de bună calitate. În caz contrar, după o perioadă mai mare de nefolosire a circuitului,  $C_{703}$  este necesar să fie reformatat. Altfel, rezistența sa internă este mică, potențialul aplicat la intrarea inversoare a lui  $IC_{701}$  este mereu mai mic decât cel de la intrarea neinversoare, curentul de emitor al lui  $T_{705}$  este maxim determinând el singur căderea de tensiune pe  $R_{704}$ , iar  $T_{702}$  este blocat și încărcarea lui  $C_{702}$  nu începe.

Bucla de stabilizare a valorii medii a dintelui de fierăstrău determină ca valoarea maximă și valoarea minimă a tensiunii dinte de fierăstrău să se păstreze indiferent de frecvența semnalului de intrare  $U_{RED}$ .

Din drena lui  $T_{704}$ , tensiunea dinte de fierăstrău este adusă la intrarea celui de-al doilea comparator, realizat cu  $IC_{702}$ . La cea de-a doua intrare a comparatorului, operatorul are posibilitatea să modifice valoarea tensiunii continue  $U_0$ . În colectorul lui  $T_{711}$  se obține forma de undă  $U_{c1}$ , la care frontul coborâtor poate fi deplasat în raport cu  $U_{RED}$  de la 0 la  $2\pi$ . În mod similar, cel de-al doilea circuit de defazare, identic cu cel arătat în figura 4.36, realizează forma de undă  $U_{c2}$ .

Ișirile  $U_{c1}$  și  $U_{c2}$  comandă, prin fronturile lor coborâtoare, bascularea unui bistabil. La cele două ieșiri ale bistabilului se obțin tensiunile  $U_{D1}$  și  $U_{D2}$ , cu un defazaj fix, de  $\pi$  radiani între ele.

Presupunem că alegem ca moment de referință trecerea prin zero a tensiunii  $U_{RED}$ , de la + la - și o considerăm pe aceasta în fază cu tensiunea de semnal de la intrarea RFS. Dacă alegem  $U_{D1}$  drept tensiune de referință a redresorului sensibil la fază, atunci, prin modificarea tensiunii  $U_0$ , realizăm un defazaj între semnal și referință de la  $-\pi$  la 0. În cazul în care  $U_{D2}$  este referința, defazajul poate fi modificat de la 0 la  $\pi$ .

## 4.8. Amplificator cu chopper

Amplificatorul cu chopper este destinat în principal acelor aplicații în care se cer valori cât mai mici pentru tensiunea de decalaj la intrare, pentru deriva tensiunii de decalaj și pentru curenții de intrare. Principiul de funcționare al unui amplificator cu chopper este arătat în figura 4.38. Cele două poziții : 0 și 1 ale comutatoarelor sincronizate  $K_1$  și  $K_2$  definesc ciclul de autozero și ciclul de eșantionare a tensiunii de intrare.

Pe durata ciclului de autozero intrarea amplificatorului cu chopper este în scurtcircuit. Prin urmare, tensiunea pe condensatorul  $C_0$  este un rezultat al influenței tensiunilor de decalaj, a derivelor acestora. În ciclul de eșantionare a tensiunii de intrare, la intrarea amplificatorului  $A_1$  se aplică tensiunea de măsurat. Din tensiunea de ieșire a lui  $A_1$  se scade partea ce revine tensiunii de decalaj, parte ce a fost măsurată în ciclul anterior și memorată pe condensatorul  $C_0$ . Ca urmare tensiunea de pe condensatorul  $C$  va fi determinată doar de tensiunea de intrare. Eventuala tensiune de decalaj a amplificatorului  $A_3$  are o pondere în tensiunea de ieșire  $U_0$  cu atât mai mică cu cât amplificarea de curent alternativ realizată în fața lui  $A_3$  este mai mare. Condensatorul  $C$  joacă rolul de condensator de memorare pe durata ciclului de autozero. În felul acesta utilizatorul nu sesizează existența celor două cicluri de funcționare. Pentru simplificarea schemei nu au fost reprezentate oscilatorul și circuitele de comandă a cheilor. Atâta timp cât frecvența de comutare a cheilor este mult mai mare decât frecvența maximă a semnalului de intrare, amplificatorul cu chopper poate fi privit ca un amplificator operațional aproape ideal. Variantele integrate ale amplificatoarelor cu chopper conțin toate circuitele necesare funcționării mai puțin condensatoarele  $C_0$  și  $C$  ce trebuie conectate în exterior. Există amplificatoare cu chopper realizate în tehnologie hibridă ce conțin în interiorul integratului și condensatoarele  $C_0$  și  $C$ .

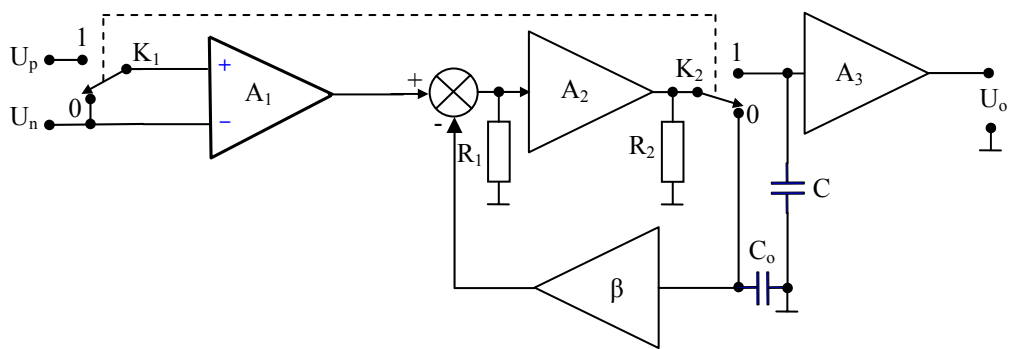


Fig.4.38. Principiul amplificatorului cu chopper

După cum se poate observa din descrierea principiului de funcționare, limitările majore a performanțelor amplificatorului cu chopper se datoresc calității cheilor. Cheile electromecanice se caracterizează prin raport  $R_{OFF}/R_{ON}$  foarte bun, tensiune mică pe cheia deschisă, capacități parazite mici dar viteza foarte redusă de comutare limitează drastic frecvența maximă a semnalului de intrare. Cel mai des utilizate sunt cheile cu JFET și MOSFET care asigură funcționarea la frecvențe ridicate și prezintă un raport  $R_{OFF}/R_{ON}$  suficient de bun. Principalul lor neajuns rezultă din existența capacităților grilă drenă și grilă sursă. La comutarea cheilor, curenții de încărcare a acestor capacități produc tensiuni de zgomot ce limitează la câțiva nanovolți tensiunea minimă de intrare a amplificatorului cu chopper. Tot de ordinul nanovolților pe grad Celsius este și deriva cu temperatura a tensiunii de decalaj la intrare a celor mai performante amplificatoare cu chopper realizate cu tranzistoare cu efect de câmp.

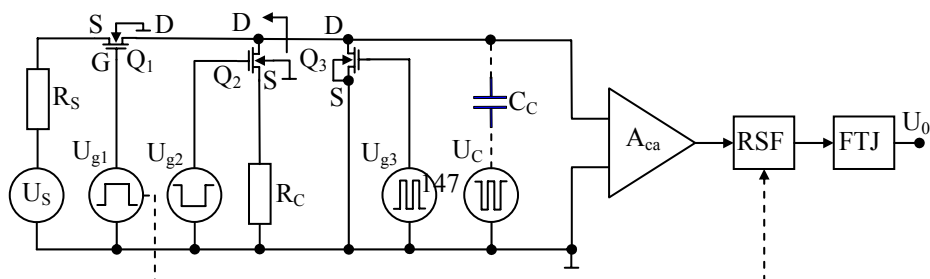


Fig.4.39. Amplificator cu chopper cu derivă mică a tensiunii de decalaj la intrare

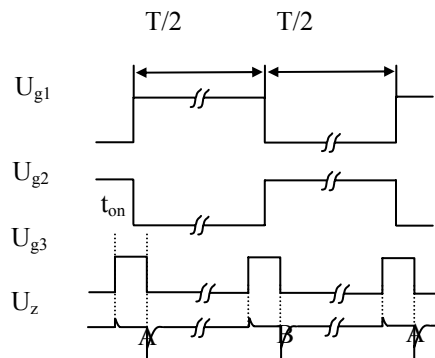


Fig.4.40. Diagramele de timp pentru tensiunile de comandă a cheilor de la intrarea amplificatorului cu chopper

O schemă interesantă, ce reușește să coboare deriva cu temperatura a tensiunii de decalaj la intrare până la  $0,1 \text{ nV}/^\circ\text{C}$  este prezentată în figura 4.39. De fapt, parametrul ce limitează valoarea minimă a tensiunii de intrare a amplificatorului este deriva tensiunii de decalaj întrucât tensiunea de decalaj poate fi compensată.

Cheia de la intrarea amplificatorului cu chopper este realizată cu tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  de tip MOSFET. Tensiunile de comandă  $U_{g1}$  și  $U_{g2}$  sunt în antifază ceea ce determină ca pe durata în care  $Q_1$  este deschis,  $Q_2$  să fie blocat și invers. Performanțele amplificatorului sunt îmbunătățite datorită existenței unei chei suplimentare, realizată cu tranzistorul VMOS  $Q_3$  și plasată în paralel pe intrarea amplificatorului de curent alternativ  $A_{ca}$ . După cum se observă din diagramele de timp din figura 4.41 tranzistorul  $Q_3$  conduce pe duratele de timp în care se produce comutarea tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Capacitățile grilă drenă a acestor tranzistoare se vor încărca sau descărca prin rezistența în conducție  $R_{ON3}$  a canalului drenă sursă a tranzistorului  $Q_3$ . Uzual la un tranzistor VMOS, valoarea lui  $R_{ON}$  este sub  $0,1 \Omega$ , ceea ce practic, pune în scurtcircuit intrarea lui  $U_{ca}$ .

Durata de timp în care  $Q_3$  conduce,  $t_{on}$ , trebuie să fie mult mai mică decât perioada  $T$ , pentru a nu se micșora semnificativ tensiunea medie de la intrare dar trebuie să fie suficient de mare pentru a se produce comutarea tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  precum și încărcarea sau descărcarea capacităților grilă drenă.

Desigur, introducerea în schemă a lui  $Q_3$  atrage după sine problema încărcării și descărcării capacității parazite  $C_{gd3}$ . Capacitatea  $C_{gd}$  la un VMOS este de ordinul sutelor de picofarazi iar tensiunea de comandă este zero pentru starea blocat și câțiva volți, chiar 10 volți, pentru conducție. Din diagramele de timp din figura 4.40 se observă că în urma frontului pozitiv a lui  $U_{g3}$ ,  $Q_3$  trece din starea blocat în conducție iar  $C_{gd3}$  se încarcă prin  $R_{ON3}$ . Căderea de tensiune pe  $R_{ON3}$  este foarte mică și se poate neglija. Nu același lucru se poate spune despre descărcarea capacității  $C_{gd3}$ , descărcare ce se face după blocarea lui  $Q_3$ . De data aceasta, apare la intrarea amplificatorului un vârf de tensiune negativă a cărei valoare medie depinde de rezistența de descărcare a  $C_{gd3}$ . În funcție de starea tranzistorilor  $Q_1$  și  $Q_2$  apar două cazuri, notate cu A și B în figura 4.41.

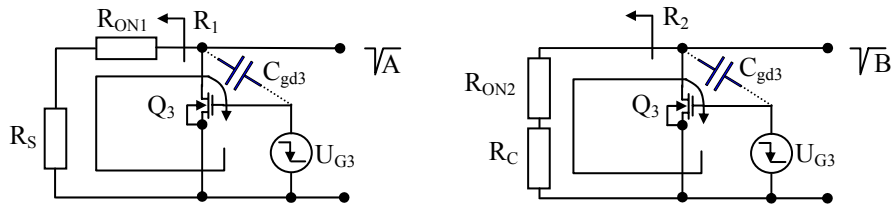


Fig.4.41. Circuitul de descărcare a lui  $C_{gd3}$  pentru cazurile a)  $Q_1$  conduce  $Q_2$  blocat  
b)  $Q_1$  blocat  $Q_2$  conduce

În cazul A,  $Q_1$  conduce și introduce în serie cu rezistența sursei de semnal  $R_S$  rezistența  $R_{ON1}$  a canalului drenă sursă.  $Q_3$  fiind blocat, se poate considera că rezistența  $R_{ON1}$  ce apare în paralel cu  $R_S$  este mult mai mare și se poate neglija.

În cazul B  $Q_1$  este blocat,  $Q_2$  conduce iar rezistența de descărcare a capacității  $C_{gd3}$  este  $R_{ON2}$  în serie cu  $R_C$ . Dacă  $Q_1$  și  $Q_3$  sunt MOSFET, rezistența  $R_{ON}$  în conducție este de câteva zeci sau chiar sute de ohmi.

Din figura 4.40 se observă că tensiunea de zgomot  $U_z$  cauzată de descărcarea capacității  $C_{gd3}$  are frecvență dublă decât semnalul util ce apare la ieșirea cheii. Prin urmare redresorul sensibil la fază  $RSF$  ce are ca tensiune de referință  $U_{g1}$  sau  $U_{g2}$  elimină tensiunea de zgomot  $U_z$  cu condiția ca aria vârfului de tensiune A să fie egală cu aria vârfului de tensiune B. Această egalitate este îndeplinită dacă :

$$R_S + R_{ON1} = R_C + R_{ON2} \quad (4.116)$$

Tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  se aleg împerecheate și dispuse în aceeași capsulă pentru a se obține  $R_{ON1} = R_{ON2}$  indiferent de variațiile parametrilor mediului înconjurător. Rezultă că valoarea rezistenței  $R_C$  din sursa lui  $Q_2$  trebuie să fie egală cu rezistența internă a sursei de semnal.

La experimentarea circuitului,  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt MOSFET de tip 3SK38A ce, pentru  $U_g = 5V$  sunt în conducție și au  $R_{ON} = 60 \Omega$  iar pentru  $U_g = 0$  sunt blocate și prezintă o rezistență drenă sursă de aprox.  $10^9 \Omega$ .  $Q_3$  este tranzistor VMOS ce pentru  $U_{g3} = 5V$  este în conducție și are  $R_{ON3} = 2,5 \Omega$  iar pentru  $U_{g3} = 0$  este blocat și prezintă o rezistență drenă sursă de aproximativ  $10^8 \Omega$ . La intrarea amplificatorului de curent alternativ există și un circuit de compensare a vârfurilor de tensiune introduse de încărcarea și descărcarea condensatorului  $C_{gd3}$ , compensare realizată cu condensatorul de compensare  $C_c = 20 \text{ pF}$  în serie cu tensiunea  $U_c$  egală și în antifază cu  $U_{g3}$ .

Tensiunea de comandă a tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  este dreptunghiulară între zero și 5V având frecvența de 1 kHz și factorul de umplere 1/2. Ea a fost obținută prin divizare de la un oscilator pe 32 kHz. Timpul în care  $Q_3$  este în conducție este de 24  $\mu s$ , 12  $\mu s$  înainte și 12  $\mu s$  după fiecare front al tensiunii de comandă  $U_{g1}$ .

Amplificatorul de curent alternativ  $A_{ca}$  este selectiv și cuprinde două etaje : un preamplificator ce prezintă o impedanță de intrare de 400 k $\Omega$  la frecvența de 1 kHz și un amplificator final. Amplificatorul de curent alternativ are o bandă de

frecvență de 14 Hz centrată pe 1 kHz și realizează o amplificare de 110 dB pentru frecvența centrală.

În semnalul de la ieșirea amplificatorului de curent alternativ distingem următoarele componente:

a) o componentă de 1 kHz în fază cu  $U_{g1}$  datorată semnalului util  $U_s$  precum și tensiunilor termoelectrice de contact la diferitele joncțiuni ale componentelor. Pentru a micșora tensiunile termoelectrice se utilizează doar joncțiuni cupru - cupru iar amestecul de lipire prezintă tensiune electromotoare față de cupru mică. De altfel ansamblul chei și preamplificator se închide într-o cuvă de cupru masiv și se introduce într-o baie de ulei termostatat ( $30^{\circ}\text{C} \pm 0,03^{\circ}\text{C}$ ).

b) o componentă de 1 kHz în cuadratură cu  $U_{g1}$ . Această componentă se datorează pătrunderii în preamplificator, pe cale capacitivă, a unei părți din semnalul de comandă  $U_{g1}$  și  $U_{g2}$ . Fiind o componentă practic în cuadratură cu semnalul util ea este rejectată de redresorul sensibil la fază. Pentru a împiedeca saturarea amplificatorului de curent alternativ se iau măsuri de micșorare a acestei componente : cheile se dispun la distanță de preamplificator, preamplificatorul se ecranează, tensiunile de comandă se aduc la grilele  $Q_1$  și  $Q_2$  prin fire ecranate etc.

c) o componentă de 2 kHz datorată vârfului de tensiune negativă ce apare la descărcarea  $C_{gd3}$ . Fiindcă amplificatorul este selectiv, de bandă îngustă centrată pe 1 kHz, această componentă este amplificată mult mai puțin decât componenta utilă. Dacă se iau măsurile dictate de relația 4.116 componenta de 2 kHz este practic eliminată de redresorul sensibil la fază și filtrul trece jos ce-i urmează.

d) o componentă datorată zgomotului termic al rezistenței interne a sursei de semnal și al zgomotului introdus de tranzistoare. Pentru un zgomot termic mic, trebuie ca rezistența internă a sursei de semnal să fie cât mai mică. Frecvența de comutare a cheilor s-a ales de 1 kHz deoarece la frecvențe mai joase densitatea spectrală de zgomot introdus de tranzistoarele MOSFET este mai mare.

Redresorul sensibil la fază este cel descris anterior iar filtrul trece jos ce-i urmează, este un filtru de tip RC cu constanta de timp mare (aproximativ 30 secunde).

Cu măsurile descrise mai sus, amplificatorul cu chopper prezintă, pentru o sursă cu rezistența internă de  $1\text{ k}\Omega$ , o tensiune de decalaj la intrare de  $\pm 10\text{ nV}$  cu o derivă termică de  $0,1\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ . Dacă rezistența internă a sursei de semnal este  $R_3 = 6,1\ \Omega$  deriva în timp a tensiunii de decalaj este de  $2\text{ nV}/18\text{ ore}$ .

Amplificatorul cu chopper descris, este destinat în principal măsurării unor semnale de curent continuu extrem de mici.

## 4.9 Comparator analogic

Se cunoaște că la utilizarea unui comparator trebuie avut în vedere compromisul sensibilitate - timp de răspuns.

În general, la comparatoare timpul de răspuns este definit ca timpul scurs de la aplicarea la intrare a unui semnal treaptă standard (de regulă 100 mV) până în momentul la care tensiunea de ieșire  $U_0$  se modifică cu 50 % din diferența  $U_{OH}-U_{OL}$ . Semnalul treaptă este astfel situat încât să realizeze o depășire a tensiunii de referință (figura 4.42). Valoarea tipică a depășirii pentru care se produce bascularea comparatorului este 1 mV, 2 mV, 5 mV, 10 mV și 20 mV. Dacă valoarea depășirii scade, timpul de răspuns crește.

Valoarea minimă a depășirii (a diferenței finale între tensiunile de intrare) pentru care, încă se produce bascularea ieșirii, este denumită *sensibilitatea* comparatorului.

Pragul de basculare este influențat și de tensiunea de decalaj la intrare, de deriva tensiunii de decalaj și de tensiunea de zgomot raportată la intrare.

În cazul în care tensiunea de referință se poate modifica, datele de catalog ale comparatorului specifică domeniul în care se modifică tensiunea de referință sau tensiunea de semnal precum și eroarea de liniaritate definită prin raportul dintre valoarea maximă a sensibilității și valoarea maximă a tensiunii de referință. Un comparator comercial, cu un bun compromis sensibilitate-timp de răspuns, este LM 311. El are un timp de răspuns de 200 ns la o depășire cu 5 mV a referinței. Timpul de răspuns crește la 300 ns pentru o depășire cu 2 mV a referinței. Valoarea tipică a tensiunii de decalaj este 2 mV. Este prevăzut cu posibilitatea de anulare externă a tensiunii de decalaj.

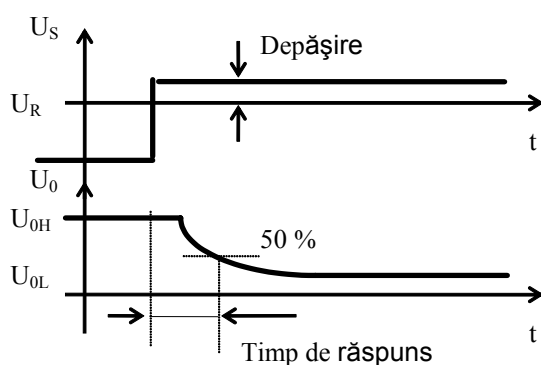


Fig. 4.42. Definierea timpului de răspuns

Circuitul integrat  $\beta A$  339 este ieftin și conține patru comparatoare ce au ieșirile de tip "open-colector". La o depășire cu 5 mV a referinței, timpul de răspuns a ieșirii pentru tranziția din starea "sus" în starea "jos" este de 1,3  $\mu s$  și constituie dată de catalog, deși timpul de răspuns din starea "jos" în starea "sus" pentru aceeași rezistență de colector,  $R_C = 500 \Omega$ , este mai scurt; de aproximativ 750 ns.

Circuitul ROB 760 este un comparator rapid cu timpul de răspuns de 18 ns la depășirea referinței cu 20 mV. Există și comparatoare mai rapide : spre exemplu LM 361 cu timpul de răspuns 14 ns la o depășire cu 5 mV, sau LT 1016 care are timpul de răspuns 10 ns la o depășire cu 5 mV.

Comparatoarele ultrarapide se utilizează îndeosebi la convertoarele analog numerice de foarte mare viteză.

Se construiesc comparatoare cu intrare de "strobe". La acestea, compararea se face la apariția impulsului "strobe", iar rezultatul comparării se păstrează într-un bistabil de memorare până la apariția unui nou impuls "strobe".

În figura 4.43 se prezintă schema unui comparator la care s-a umărit îndeosebi sensibilitatea, fiind destinat să lucreze în cadrul unui convertor analog numeric de 18 biți ce are tensiunea de intrare cu domeniul  $\pm 10 V$ .

Tensiunea de referință  $U_R$  este de semn opus cu tensiunea de semnal  $U_S$ . S-a notat cu C un comparator diferențial, uzual, ce are sensibilitatea de 150  $\mu V$ , mult



prea slabă pentru a putea sesiza modificări ale tensiunii  $U_S$  cu 0,5 din rezoluția convertorului. Pentru convertorul amintit mai sus rezoluția este de  $38,15 \mu V$ .

Amplificatoarele limitatoare  $A_2$  și  $A_3$  realizează o amplificare de 100 pentru semnalele mici.  $A_1$  are în principal rol de limitator a semnalului de la intrarea lui  $A_2$ . Limitarea păstrează funcționarea amplificatoarelor operaționale în zona semnalelor mici, în felul acesta obținându-se pentru comparator un timp de răspuns cât mai mic. Amplificatorul cu chopper AC are rolul de a elimina tensiunile de decalaj.

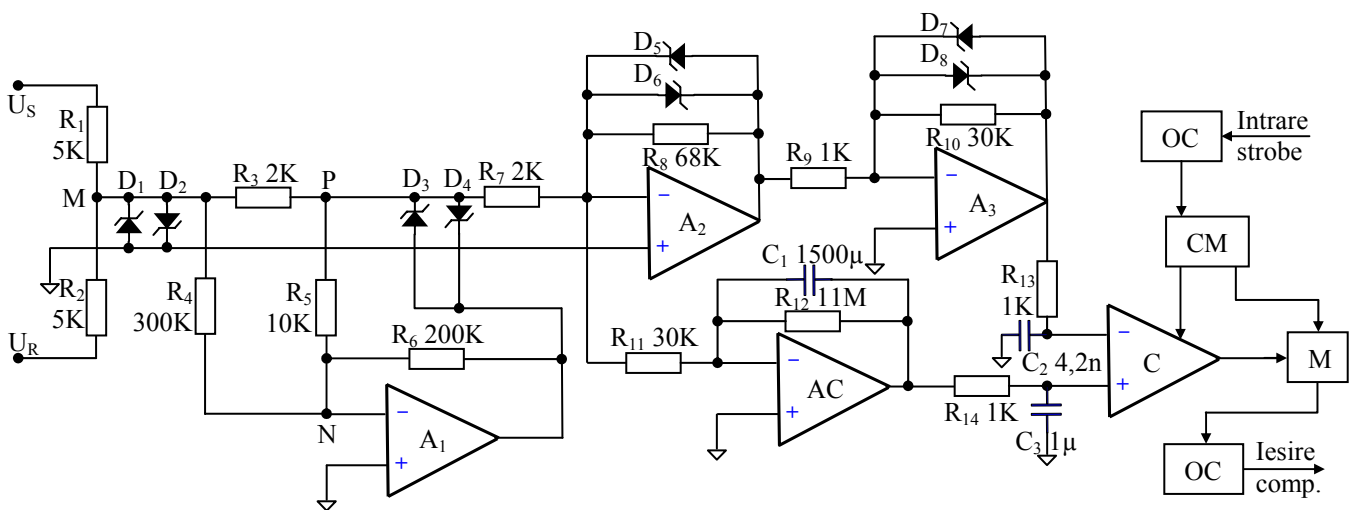


Fig.4.43 Comparator cu compromis sensibilitate - timp de răspuns bun

Partea numerică a comparatorului este alcătuită din două optocuploare OC ce separă galvanic partea analogică de cea numerică, dintr-un monostabil CM și un bistabil de memorare M.

La apariția unui impuls "strobe", monostabilul generează un impuls de durată determinată; la începutul impulsului, C face compararea tensiunilor de la cele două intrări iar la sfârșitul impulsului, rezultatul comparării este memorat în M și furnizat prin optocuplor la ieșire.

Liniaritatea comparatorului este determinată în principal de variația raportului  $R_1/R_2$ , variație cauzată de modificarea temperaturii ambiante sau de o autoîncălzire inegală a celor două rezistoare. Schimbarea raportului  $R_1/R_2$  datorată temperaturii mediului ambiant se preîntâmpină prin alegerea de rezistoare  $R_1$  și  $R_2$  cu același coeficient de variație cu temperatura, iar schimbările datorate unor autoîncălziri diferite se micșorează prin utilizarea unor rezistoare cu coeficienți de variație cu temperatura cât mai mici posibil.

Dacă se utilizează rezistoare de 0,5 W ce au coeficientul de variație cu temperatura mai mic de 0,6 ppm, cazul cel mai defavorabil apare atunci când pe unul dintre cele două rezistoare, fiecare avînd valoarea de 5 k $\Omega$ , se aplică 10 V iar pe celălalt 0 V. Rezultă o diferență de putere disipată de 20 mW, ceea ce va cauza

o diferență de temperatură a celor două rezistoare de aproximativ 0,5 °C și prin urmare o schimbare a raportului  $R_1/R_2$  de aproximativ 0,3 ppm.

Timpul de răspuns este determinat în primul rând de etajele de amplificare din fața comparatorului C și de filtrul  $R_{13}C_2$  de reducere a zgomotului. Comparatorul propriu-zis C are un timp de răspuns propriu neglijabil - mai mic decât 0,1  $\mu$ s.

Pentru  $A_1$ ,  $A_2$  și  $A_3$  s-au folosit amplificatoare operaționale cu produsul bandă-câștig unitar de 15 MHz. Ele au fost introduse în scheme de amplificare limitare. Limitarea urmărește ca amplificatoarele să lucreze la tensiuni de ieșire cât mai mici posibil - în cazul unei diferențe maxime dintre tensiunile  $U_R$  și  $U_S$  de la intrarea schemei din figura 4.43, la intrarea comparatorului se aplică o tensiune de 230 mV, tensiune în care este inclusă și contribuția tensiunii de decalaj. Diodele de limitare  $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7$  și  $D_8$  sunt diode Schottky cu conductanța mare. Diodele  $D_5 \div D_8$ , au rezistența de semnal mic de aproximativ 0,7 M $\Omega$ , ceea ce afectează amplificarea în etajele de amplificare  $A_2$  și  $A_3$ , deoarece sunt introduse în reacție.

$A_1$  are rolul de a polariza activ diodele, ceea ce are ca efect reducerea variației potențialului în punctul P la maximul  $\pm 6$  mV.

Amplificatorul cu chopper AC preia tensiunea de decalaj a amplificatorului  $A_2$ , o amplifică și îi schimbă semnul, apoi o aplică într'ării "plus" a comparatorului.

Schema prezentată în figura 4.43 are o sensibilitate de 1,5  $\mu$ V, un timp de răspuns de 30  $\mu$ s la o depășire cu 10  $\mu$ V a nivelului de comparare pentru un impuls treaptă de 10 V.

Tensiunea de decalaj este ajustabilă la zero, are un coeficient de variație cu temperatura de -1  $\mu$ V/°C și în condițiile dinamice cele mai grele se modifică cu mai puțin de  $\pm 5$   $\mu$ V.

Zgomotul raportat la intrare este de 8  $\mu$ V, valoare efectivă.

#### 4.10. Convertor AC-DC de valoare efectivă

Caracterizarea unei mărimi alternative,  $x(t)$ , se face cel mai adesea prin valoarea sa efectivă,  $X$ , definită conform relației 4.117:

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [x(t)]^2 dt} \quad (4.117)$$

Măsurarea valorii efective implică existența unui convertor curent alternativ - curent continuu a cărui construcție, în general, poate fi bazată fie pe efectul Joule dezvoltat într-o rezistență de un curent alternativ proporțional (convertor termic), fie pe calculul direct al formulei (4.117), calcul realizat de blocuri electronice adecvate: ridicător la pătrat, integrator și extractor de rădăcină pătrată. Convertoarele ca-cc bazate pe calcul au timp de răspuns mult mai mic decât cele termice, în schimb erorile de conversie sunt mult mai mari.

Principalul dezavantaj al convertorului ca-cc prin calcul direct îl constituie gama dinamică deosebit de mare ce trebuie asigurată de blocul ridicător la pătrat; etajul de ieșire al acestuia trebuie să funcționeze liniar până la valori egale cu pătratul valorii maxime de intrare.

Acest neajuns este evitat de către convertorul ca-cc prin calcul implicit, la

care câștigul blocului ridicător la pătrat este invers proporțional cu valoarea mărimii de ieșire X.

În continuare se prezintă un convertor ca-cc prin calcul implicit, de tensiune alternativă, realizat cu circuite de logaritmare - antilogaritmare.

Schema simplificată a convertorului ca-cc de valoare efectivă este prezentată în figura 4.44. Amplificatoarele operaționale AO<sub>1</sub> și AO<sub>2</sub> împreună cu diodele D<sub>1</sub> și D<sub>2</sub> și cu rezistențele R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> și R<sub>10</sub> realizează un circuit redresor dublă alternanță, de precizie. Amplificatorul operațional AO<sub>3</sub> împreună cu rezistențele R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub> și tranzistorul T<sub>2</sub> formează un convertor tensiune - curent, iar amplificatorul operațional AO<sub>4</sub>, rezistența R și condensatorul C, un circuit de mediere.

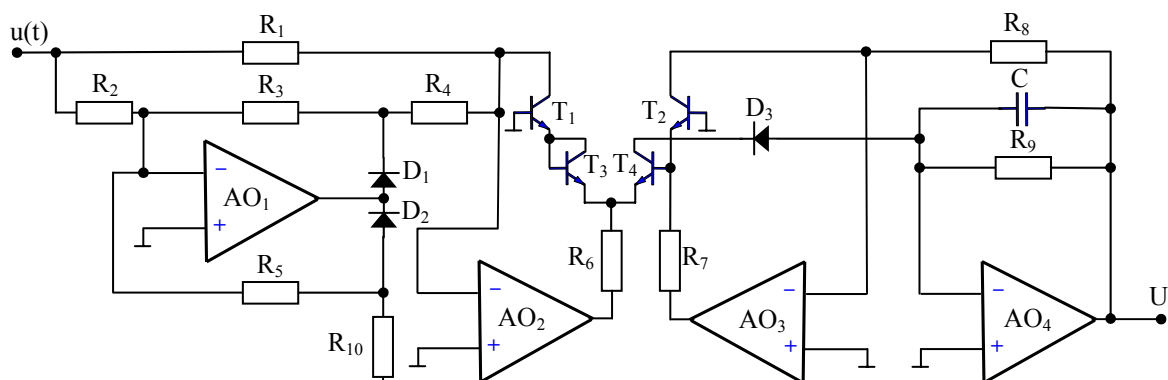


Fig.4.44. Schema simplificată a convertorului ca-cc de valori efective

Referitor la tranzistorii T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub> putem scrie relația:

$$U_{BE1} + U_{BE3} = U_{BE2} + U_{BE4} \quad (4.118)$$

dar curentul de colector al unui tranzistor poate fi exprimat funcție de tensiunea bază - emitor, U<sub>BE</sub>, tensiunea termică V<sub>T</sub>, și curentul de saturație I<sub>S</sub>, conform relației:

$$i_C = I_S \cdot (\exp(U_{BE} / V_T) - 1) \approx I_S \cdot \exp(U_{BE} / V_T) \quad (4.119)$$

din care rezultă expresia pentru U<sub>BE</sub>:

$$U_{BE} = V_T \cdot \ln(i_C / I_S) \quad (4.120)$$

pe care o înlocuim în relația (4.118):

$$V_{T1} \cdot \ln(i_{C1} / I_{S1}) + V_{T3} \cdot \ln(i_{C3} / I_{S3}) = V_{T2} \cdot \ln(i_{C2} / I_{S2}) + V_{T4} \cdot \ln(i_{C4} / I_{S4}) \quad (4.121)$$

În condiția în care toate tranzistoarele sunt la aceeași temperatură avem:

$$\frac{i_{C1}}{I_{S1}} \cdot \frac{i_{C3}}{I_{S3}} = \frac{i_{C2}}{I_{S2}} \cdot \frac{i_{C4}}{I_{S4}} \quad (4.122)$$

Dacă se folosesc tranzistoare cu factor de amplificare mare, ( $i_{C1} \cong i_{C3}$ ), și sunt realizați în aceeași tehnologie, relația (4.122) poate fi pusă sub forma :

$$i_{C1}^2 = \frac{i_{S1} \cdot i_{S3}}{i_{S2} \cdot i_{S4}} \cdot i_{C2} \cdot i_{C4} = k \cdot i_{C2} \cdot i_{C4} \quad (4.123)$$

Notând cu  $G_{red}$ , conductanța redresorului de precizie, cu  $G_{CTC}$ , conductanța convertorului tensiune - curent și cu  $R_{CM}$  rezistența echivalentă a circuitului de mediere, în concordanță cu figura 4.44 se pot scrie relațiile:

$$i_{C1} = G_{red} \cdot u \quad (4.124)$$

$$i_{C2} = G_{CTC} \cdot u \quad (4.125)$$

$$U = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T R_{CM} \cdot i_{C4} \cdot dt \quad (4.126)$$

Înlocuind relațiile (4.124), (4.125), (4.126) în (4.123) se obține:

$$U = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T R_{CM} \cdot \frac{G_{red}^2 \cdot u^2}{k \cdot G_{CTC} \cdot U} \cdot dt \quad (4.127)$$

De unde, pentru un regim staționar rezultă:

$$U = G_{red} \cdot \sqrt{\frac{R_{CM}}{G_{CTC} \cdot k}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2 \cdot dt} = K \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2} \quad (4.128)$$

Dacă factorul K este constant și egal cu 1 mărimea de ieșire U a schemei din figura 4.44 reprezintă valoarea efectivă a mărimii de intrare u.

Convertorul ca-cc de valori efective se realizează conform schemei electronice prezentate în figura 4.45. Tranzistorii  $T_1$  și  $T_2$ , respectiv  $T_3$  și  $T_4$  sunt cuprinși în două circuite  $\beta A$  726 termostatare la  $80^\circ C$ . Circuitul convertor tensiune - curent și circuitul de mediere sunt realizate cu două amplificatoare operaționale,  $AO_3$  respectiv  $AO_4$ , de tip  $\beta A$  108. Dioda  $D_5$  asigură poziționarea inițială a circuitului de mediere pe polaritatea corectă, furnizată de redresorul de precizie. Constanta de timp  $R_{29} \cdot (C_5 + C_6)$  a circuitului de mediere determină limita inferioară a benzii de frecvență. Condensatorii  $C_{16}$  și  $C_2$  au rol în funcționarea corectă a circuitului la frecvențe situate la limita superioară a benzii de frecvență. În schema din figura 4.45 se observă că toate amplificatoarele operaționale sunt prevăzute cu posibilitatea de ajustare a tensiunii de decalaj. Din semireglabilul  $R_{27}$  se fixează valoarea 1 a constantei K (relația 4.128).

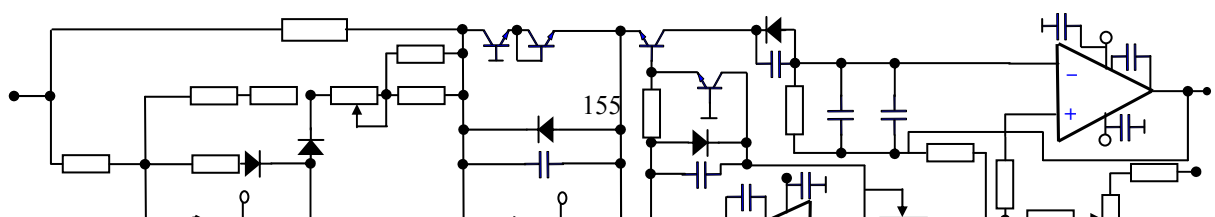


Fig.4.45 Schema convertorului ac-cc de valoare efectivă

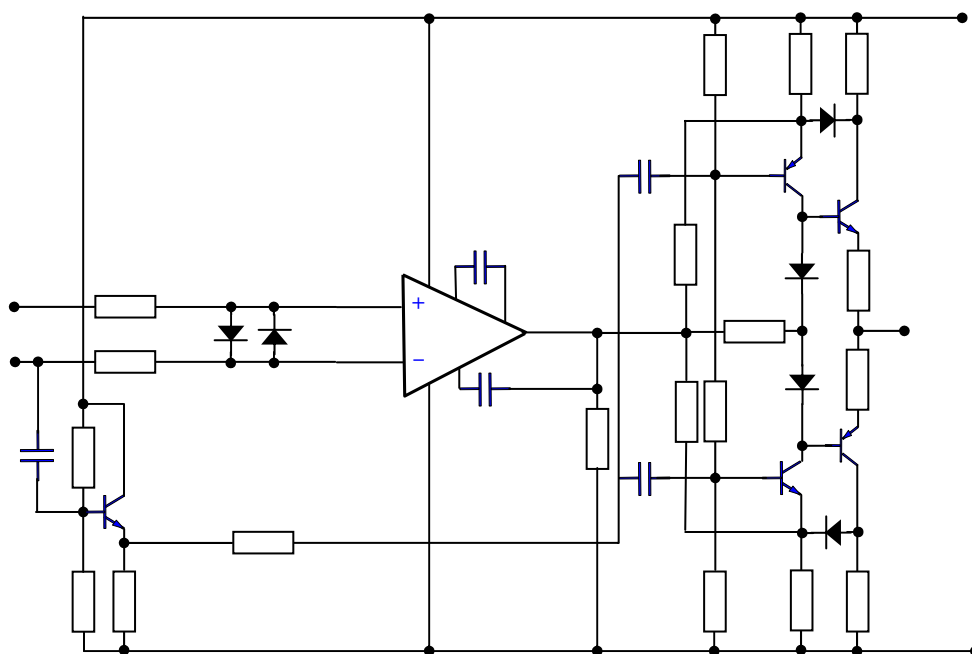


Fig.4.46. Schema AO folosite la realizare redresorului de precizie

O dificultate deosebită o ridică realizarea unui redresor de precizie de bandă ridicată. Utilizarea unor amplificatoare operaționale uzuale (*BA 741*, *BA 108*, *BA 101*) conduce la limitarea superioară a benzii de frecvență (la valori de  $1 \div 4$  kHz pentru erori de conversie ale redresorului sub 0,5 % , iar pentru frecvențe de zeci de kilohertzi, eroarea de conversie a redresorului se mărește la câteva procente). Pentru a mări banda de frecvență,  $AO_1$  și  $AO_2$  se realizează conform schemei din figura 4.46, utilizându-se *AO 709* compensat feed-forward. Tranzistorii *T01*, *T02*, *T04* și *T05* formează un etaj de ieșire, mărindu-se astfel amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului. Tranzistorul *T03* are rolul de a mări amplificarea la limita superioară a benzii de frecvență proprie *AO 709*. Diodele *D01* și *D02*, împreună cu rezistențele *R01* și *R02* realizează un circuit de protecție

la intrarea amplificatorului. Cu acest circuit se obține un slew-rate de  $266 \text{ V}/\mu\text{s}$  și o bandă de frecvență la semnal mare de  $4 \text{ MHz}$ .

O atenție deosebită trebuie acordată împerecherii valorilor rezistențelor  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $R_4$  (figura 4.44).

Printr-o atentă compensare a tensiunilor de decalaj la intrare și prin menținerea circuitului la temperatură constantă erorile relative de conversie ac-cv, pot fi scăzute sub  $0,05 \%$ . Timpul de încălzire al circuitului este de câteva minute și este impus în principal de intrarea în regim permanent a tranzistoarelor termostatate  $\beta A 726$ .

#### 4.11 Amplificator cu tensiune mare de ieșire

Funcționarea într-o gamă cât mai largă de frecvențe, cerințe deosebite în ceea ce privește stabilitatea amplificării și absența defazajelor și necesitatea de a obține la ieșire o tensiune de ordinul sutelor de volți, reclamă folosirea unor scheme de amplificator ce încorporează dispozitive electronice de tensiune foarte mare.

În domeniul tensiunilor relativ joase - până la  $100\text{V}$  - se folosesc scheme de amplificatoare de curent continuu prevăzute cu un prim etaj cu derivă mică și cu o reacție globală puternică.

În figura 4.47 se prezintă schemele de principiu simplificate pentru:

- amplificatorul de ieșire la HP 745 A și
- amplificatorul FLUKE 5200 A.

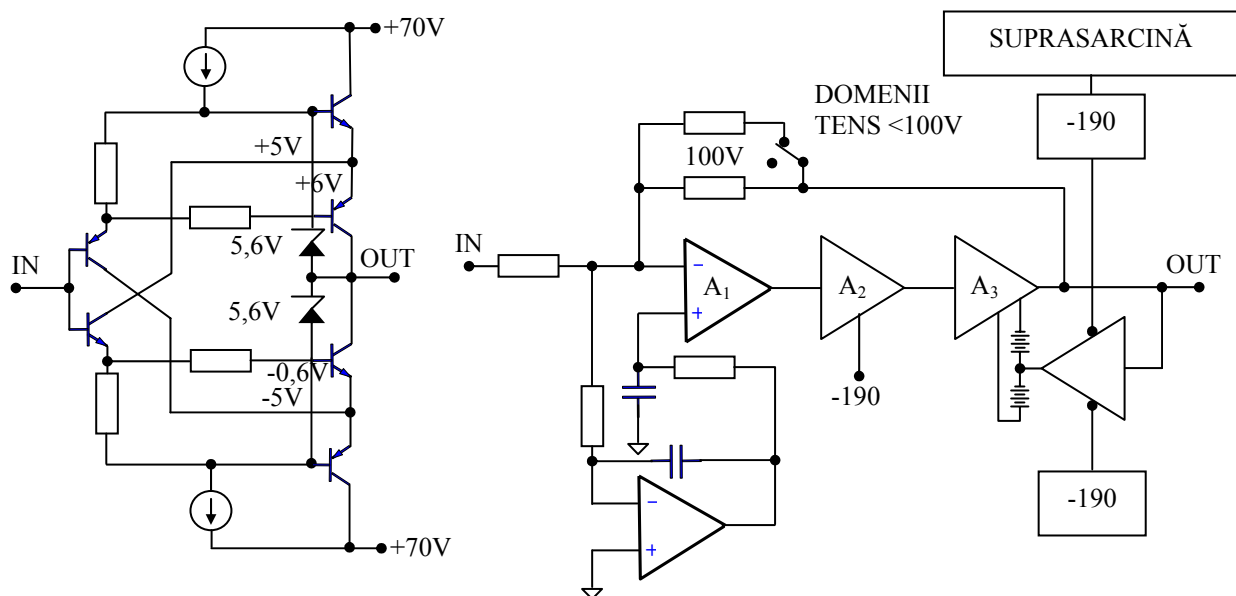


Fig. 4.47 Amplificatoare de tensiune

În cazul 4.47 a), până la ieșire, este necesar să se interpună un amplificator ridicător pentru a realiza domeniul de  $110\text{V}$  efectiv, iar în schema 4.47b) ieșirea se face direct.

Dificultăți mai mari sunt întâmpinate la realizarea unor domenii de până la  $1000\text{V}$  efectiv, la un curent de ieșire de  $50\text{mA}$ .

La calibratorul 745 A există anexa 746 A - un amplificator de înaltă tensiune

având schema simplificată din figura 4.48:

Se observă că este vorba despre schema unui amplificator în clasa A cu tuburi electronice și cu ieșire prin condensator. Ca urmare există o reacție de curent continuu și alta de curent alternativ.

În procesul de încălzire, când sarcina este deconectată, condensatorul de ieșire se încarcă la jumătate din tensiunea de alimentare. Există posibilitatea, (nefigurată în schemă) de realizare a unei bucle globale de stabilizare a amplificării, ce include și calibratorul de tensiune sinusoidală 745 A.

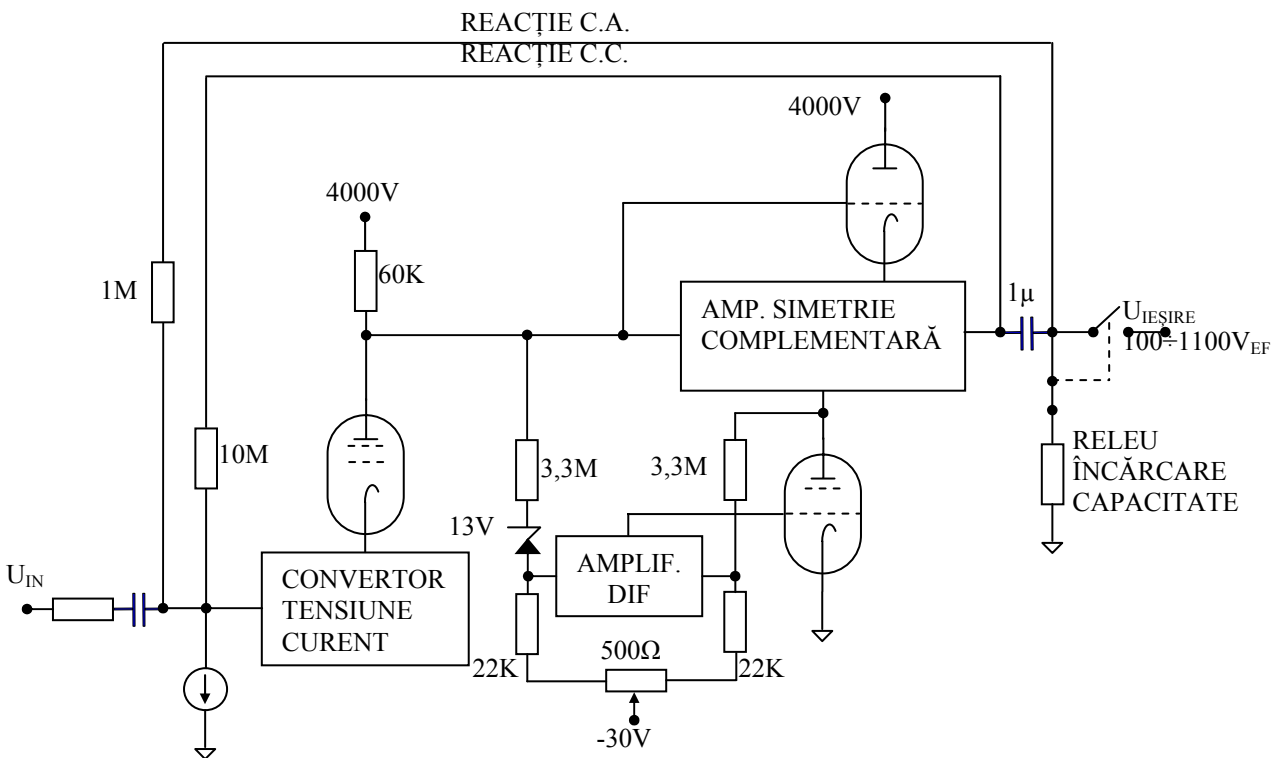


Fig. 4.48 Amplificator de înaltă tensiune

În continuare se descrie un amplificator de înaltă tensiune ce are o amplificare fixă de 40 și poate furniza la ieșire o tensiune de 970 V<sub>eff</sub> (340 V efectiv) la un curent de sarcină de 100 mA. În banda de frecvență 0÷150 KHz, fără sarcină, are o instabilitate de amplitudine de ±5ppm și de fază de ±5μrad. La sarcină totală se observă o schimbare în amplitudine de 20ppm. În etajul final utilizează tranzistoare MOSFET cu canal N la 1000 V, 3 A, și 75 W.

În figura 4.49 se observă separarea prin optocuplare a etajului de joasă tensiune de cel de înaltă tensiune. Tranzistoarele Q<sub>2</sub> și Q<sub>4</sub> au rolul de a realiza rezistențe comandate în drena tranzistoarelor Q<sub>1</sub> și Q<sub>3</sub>, comanda fiind în antifază datorită separatorului de polaritate. Amplificarea mare în buclă deschisă, dublată de o reacție globală realizată prin rezistențele R<sub>2</sub> și R<sub>1</sub> determină ca tensiunea de la ieșire să aibă aceeași formă de variație cu cea de la intrare.

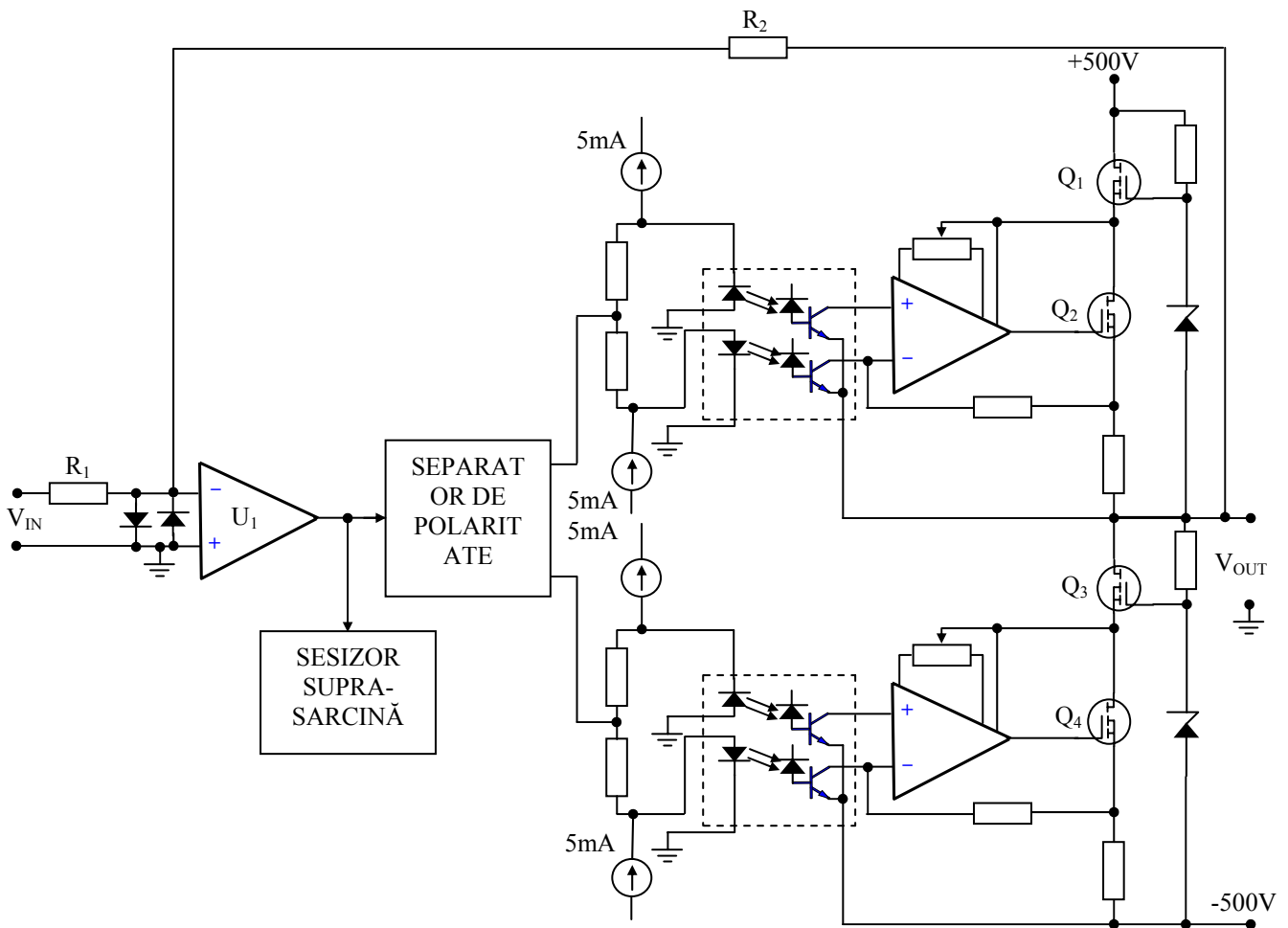
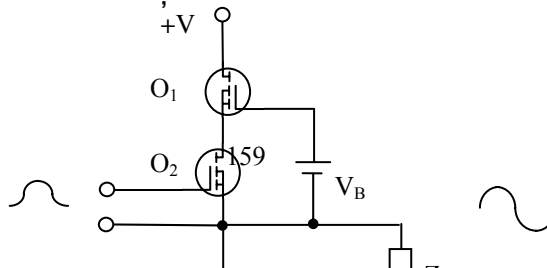


Fig. 4.49 Amplificator de înaltă tensiune având tranzistoare VMOS în etajul final.

La suprasarcină,  $Q_1$  și  $Q_3$  intră în zona de saturație și ca urmare, le scade amplificarea. Prin reacție se forțează o amplificare mai mare în etajul de joasă tensiune. La ieșirea lui  $U_1$  există un circuit ce detectează creșterea amplificării acestuia și comandă declanșarea protecției. Utilizarea unei perechi de optocuploare legate într-un montaj diferențial îmbunătățește mult factorul de rejecție al modului comun la frecvențe înalte.





*Fig. 4.50 Principiul etajului de ieșire al amplificatorului de tensiune*

Performanțele lui se bazează, în principal, pe utilizarea unui etaj final cu tranzistoare VMOS cu canal N (figura 4.50).

Tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_3$  sunt de înaltă tensiune și au grila polarizată cu o tensiune constantă  $V_B$ .

Tranzistoarele  $Q_2$  și  $Q_4$ , joacă rolul de rezistențe comandate ce controlează curentul prin  $Q_1$  respectiv  $Q_4$ . Prin comandarea prin antifază a tranzistoarelor  $Q_2$  și  $Q_4$  se realizează un curent sinusoidal pe impedanța de sarcină legată la ieșire.

Configurația etajului de ieșire este aceea a unui etaj cascod și prezintă câteva avantaje și un dezavantaj. Avantajele se referă la faptul că este mărită banda de frecvență deoarece etajul cascod reduce efectul Miller al capacităților asociate tranzistoarelor de ieșire și tranzistorii  $Q_2$  și  $Q_4$  sunt de joasă tensiune deoarece tensiunea aplicată lor este  $V_B - V_T$  unde  $V_T$  este tensiunea poartă - sursă de blocare a tranzistorilor  $Q_1$  și  $Q_3$ .

Dezavantajul se referă la faptul că există diferențe între tensiunile de mod comun ce apar la borna de comandă a lui  $Q_2$  (semialternanța pozitivă a tensiunii de ieșire) față de cea de la borna de comandă a lui  $Q_4$  (semialternanța negativă a tensiunii de ieșire).

Tensiunea de mod comun pentru semialternanța negativă este constantă și egală cu  $-V$ , iar pentru semialternanța pozitivă tensiunea de mod comun este variabilă și egală cu tensiunea de ieșire.

Ca urmare dispozitivul driver ce realizează comanda trebuie să prezinte calități deosebite în ceea ce privește rejecția de mod comun. Din această cauză etajele driver utilizează optoizolatoare.

Schema electronică de detaliu a amplificatorului de tensiune este prezentată în figura 4.51.

Etajul final a fost construit cu tranzistoare *BUZ 80* ce au tensiunea maximă drenă sursă 800 V, curentul maxim 3 A și puterea maximă disipată 75 W. Pentru  $Q_1$  respectiv  $Q_3$  s-au utilizat doi tranzistori *BUZ 80* în montaj cascod, pentru a micșora puterea disipată și căderea de tensiune pe fiecare.

Cele două etaje driver sunt identice și fiecare conține câte un circuit *HCPL 2531* (optoizolator dublu, de înaltă frecvență), doi tranzistori npn ( $T_3$  și  $T_4$  respectiv  $T_7$  și  $T_8$ ) și câte o oglindă de curent.

Tipul de optoizolator folosit este critic pentru proiectarea amplificatorului deoarece el este cel care trebuie să asigure CMRR mare și la frecvențe ridicate, și totodată să asigure transmiterea semnalului de mod normal până la frecvențe cât mai mari.

Din punctul de vedere al funcționării la frecvențe mari combinația fotodiodă - tranzistor este superioară fototranzistorului întrucât acesta din urmă prezintă o capacitate colector bază mare (baza este realizată de dimensiuni mari pentru a fi capabilă să captureze suficienți fotoni).

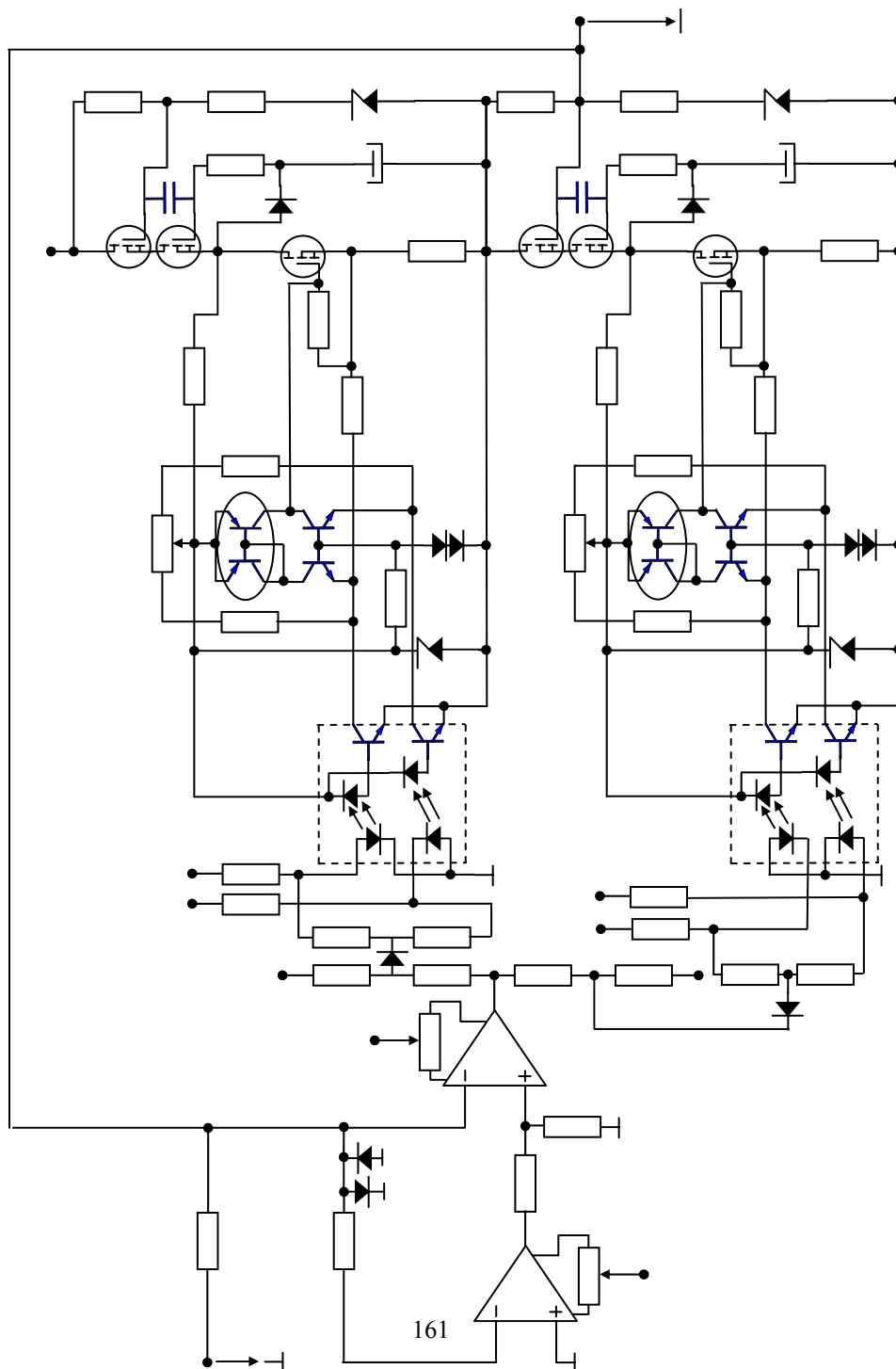


Fig. 4.51. Schema amplificatorului de tensiune.

În plus fototranzistorul prezintă neliniaritate în funcționare.

Este de dorit ca optoizolatorul fotodiodă - tranzistor să nu aibă pin pentru conexiune auxiliară la baza tranzistorului întrucât astfel ar crește capacitatea bază colector a tranzistorului și totodată ar crește și capacitatea de izolare între intrarea și ieșirea optoizolatorului. Deci ar scădea atât banda de frecvență cât și CMRR.

Banda realizată de un optoizolator dotat cu combinația fotodiodă - tranzistor ce funcționează în conexiune emitor comun, este invers proporțională cu constanta de timp a bazei tranzistorului ( $\tau_b$ ). Considerând valorile tipice de 10 pF pentru capacitatea fotodiodei, de 0,5 pF pentru capacitatea colector bază a tranzistorului ( $C_{bc}$ ) ce funcționează la un curent de colector de 1 mA, rezultă:

$$\tau_b \approx \beta \cdot C_{bc} \cdot (R_L + 525 \Omega) \quad (4.129)$$

unde  $\beta$  este factorul de amplificare al tranzistorului la un curent de colector de 1 mA, iar  $R_L$  este rezistența de sarcină din colector.

Din relația (4.129) se observă că pentru a mări banda de frecvență trebuie micșorată capacitatea bază - colector și rezistența de sarcină  $R_L$ .

Din figura 4.51 se observă că sarcina din colectorul fiecărui tranzistor din optoizolator este dată de un tranzistor npn în conexiune cu bază comună. Rezistența dinamică de intrare a unui tranzistor cu conexiune cu bază comună este invers proporțională cu curentul de colector iar pentru  $I_c = 1$  mA la o valoare de aproximativ 25  $\Omega$ .

Tranzistorul în conexiune cu baza comună are curentul de emitor controlat de tranzistorul din optoizolator. Din nou avem o conexiune cascod cu avantajele amintite mai sus.

Baza tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$  este fixată la un potențial de aproximativ 1,4 V și prin urmare tranzistoarele din optoizolator funcționează la o tensiune  $U_{CE} \cong 0,7$  V aproximativ egală cu  $U_{BE}$ . Această polarizare micșorează efectul capacității  $C_{bc}$ . Etajul driver este completat cu oglinda de curent realizată cu tranzistorii împerecheați  $T_1$  și  $T_2$  respectiv  $T_7$  și  $T_8$ , și are configurația unui etaj diferențial cu o reacție negativă locală realizată cu rezistența  $R_{21}$ , respectiv  $R_{28}$ .

Rezistențele  $R_{24}$  și  $R_{31}$  realizează limitarea curentului de ieșire.

Etajul de intrare este realizat cu  $AO_1$  și cu două separatoare de polaritate realizate cu diodele  $D_1$  și  $D_2$  ce comandă LED-urile din optoizolatoare.  $AO_2$  compensează tensiunea offset a lui  $AO_1$

Rezistențele  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  respectiv  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  fixează un curent continuu prin LED-urile optoizolatoarelor astfel încât acestea să funcționeze în zona liniară.

Rezistențele  $R_6$  și  $R_7$  respectiv  $R_8$  și  $R_9$  realizează menținerea diodelor  $D_1$  respectiv  $D_2$  în punctul de deschidere atunci când tensiunea de ieșire a lui  $AO_1$  este zero.

Rezistențele  $R_{10}$  și  $R_{11}$  respectiv  $R_{14}$  și  $R_{15}$  fixează amplitudinea variației de curent prin LED-uri.

În semialternanța pozitivă a tensiunii de la ieșirea  $AO_1$  dioda  $D_1$  se deschide

determinând o variație contrară a curenților ce trec prin cele două LED-uri ale optoizolatorului. Rezultă o modulare diferențială a luminii emise de acestea și prin urmare o comandă diferențială a etajului driver pentru semialternanța pozitivă. Rezultă o scădere a rezistenței echivalente drenă sursă a tranzistorului Q2 și prin urmare apare semialternanța pozitivă a tensiunii de ieșire.

În același timp dioda D<sub>2</sub> este blocată și nu apare semnal luminos diferențial care să comande etajul driver al semialternanței negative.

În semialternanța negativă dioda D<sub>2</sub> conduce iar dioda D<sub>1</sub> este blocată. Drept urmare, apare semialternanța negativă a tensiunii de ieșire.

În cazul în care se depășește curentul de ieșire, crește căderea de tensiune pe rezistența R<sub>24</sub> respectiv R<sub>31</sub>, iar tranzistorii Q<sub>2</sub> respectiv Q<sub>4</sub> își micșorează amplificarea. Datorită reacției negative, această scădere a amplificării în etajul final tinde să fie compensată prin creșterea tensiunii de ieșire a AO<sub>1</sub>. Creșterea peste o anumită valoare este sesizată în punctul P și se acționează circuitul de protecție la suprasarcină.

Valoarea amplificării globale este dată de raportul :

$$A_U = R_2 / R_1 \quad (4.130)$$

Prin urmare se folosesc rezistoare R<sub>1</sub> și R<sub>2</sub> de precizie, cu coeficient de variație cu temperatura cât mai mic.

Eroarea amplificării, la frecvențe joase, este:

$$\varepsilon_{A_U} = \frac{10^6}{1 + \frac{A_0 \cdot G_m \cdot R_L}{1 + A_r}} \text{ (ppm)} \quad (4.131)$$

unde: A<sub>0</sub> este amplificarea în buclă deschisă a lui AO<sub>1</sub>,

G<sub>m</sub> este transconductanța etajului final,

A<sub>r</sub> este amplificarea cu reacție (R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub>) iar,

R'<sub>L</sub> este rezistența echivalentă de ieșire.

Pentru valorile tipice AO<sub>1</sub> = 10<sup>5</sup>, G<sub>m</sub> = 0,02, A<sub>r</sub> = 40, iar R<sub>L</sub> = 200V/50mA = 4 kΩ rezultă ε<sub>U</sub> = 5,1 ppm.

Valoarea maximă pentru slew-rate este limitată de capacitatea de ieșire, a cărei valoare, este dată de suma dintre capacitatea drenă-sursă a tranzistorilor VMOS de la ieșire și capacitatea drenă-radiator care are contribuția cea mai mare.

## 4.12 Amplificator de transconductanță pentru curent mare de ieșire

În figura 4.52 se prezintă schema de principiu pentru un amplificator de transconductanță, de bandă largă și curent de ieșire de până la 8 amperi.

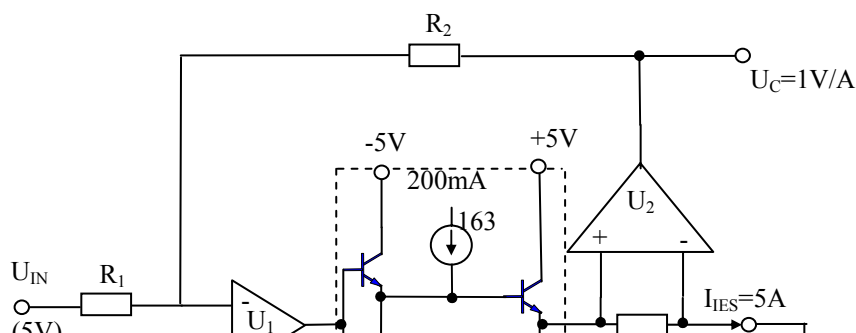


Fig. 4.52 Schema de principiu a amplificatorului de transconductanță

Tensiunea  $V_{IN}$  determină trecerea unui curent  $I_0$  prin sarcină și prin șuntul  $R_s$  de  $0,1\Omega$ . Tensiunea culeasă de pe  $R_s$  este amplificată cu 10, și prin rezistența de reacție  $R_2$ , se compară cu tensiunea de intrare. Rezultă:

$$I_0 = -V_{IN} \cdot \frac{R_2}{10 \cdot R_s \cdot R_1} \quad (4.132)$$

Cum  $R_s = 0,1\Omega$  rezultă un factor de transfer de  $1 A/V$ .

Schema completă a unui amplificator de transconductanță realizat este prezentată în figura 4.53.

Se observă folosirea în etajul final a tranzistorelor compuse realizate cu tranzistoare *BD* complementare și tranzistoare de putere npn de tip *SU 169* de înaltă frecvență. Comanda etajului final este realizată cu tranzistori compuși ce asigură amplificare mare și comportare bună cu frecvența.

Amplificatorul de intrare  $AO_1$  asigură impedanță mare de intrare și amplificare mare în buclă deschisă.

Amplificatoarele  $AO_2$  și  $AO_3$  împreună cu tranzistorii  $T_3$  și  $T_6$  realizează două surse de curent de 200 mA fiecare, curent pe seama cărora se comandă etajele finale.

Amplificatorul de precizie  $AO_4$  asigură reacția negativă globală. El preia diferențial căderea de tensiune pe șuntul  $R_s$ , o amplifică cu 10 și prin rezistența  $R_2$  asigură curentul de reacție negativă.

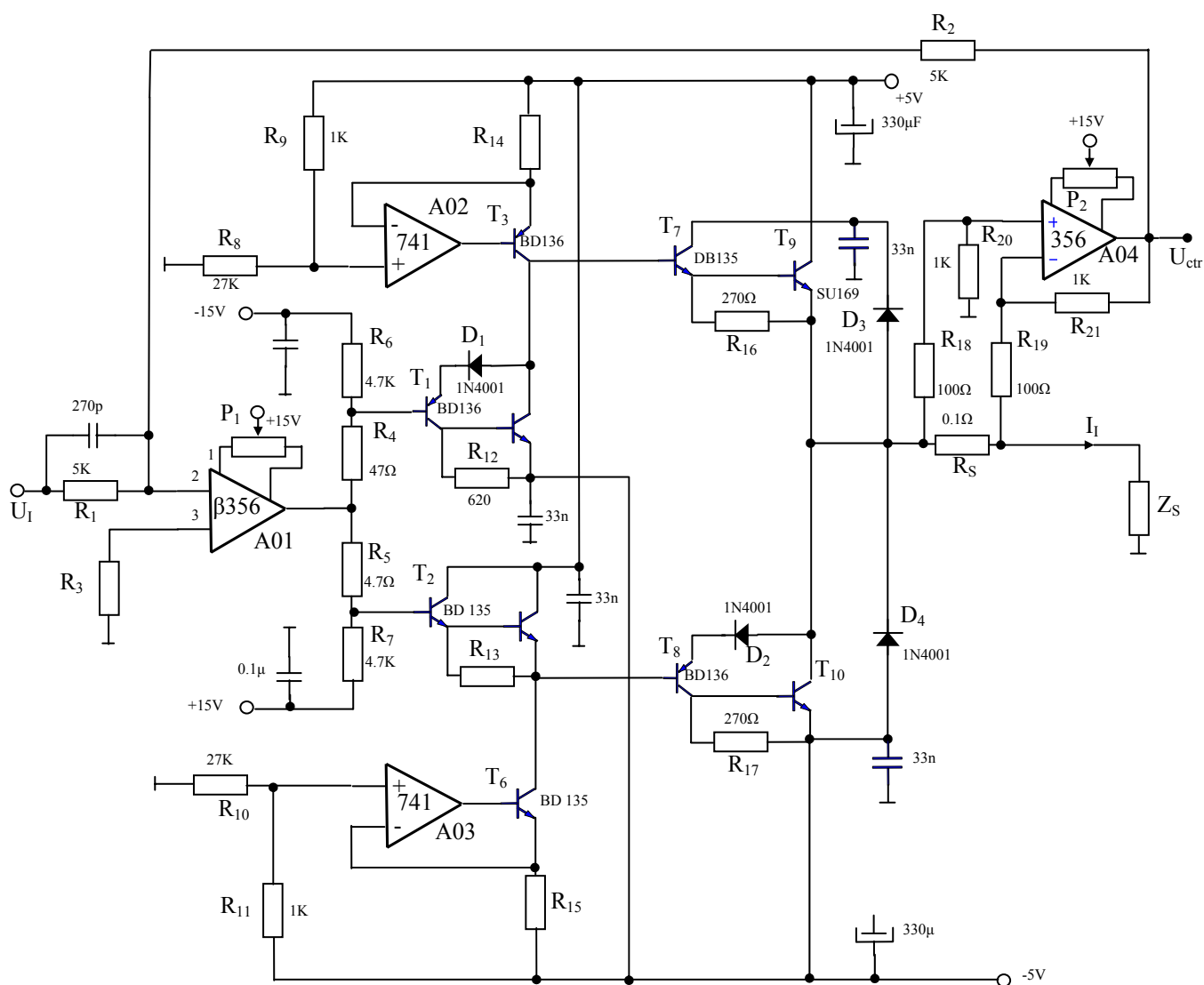


Fig. 4.53. Amplificator de transductanță

O atenție deosebită s-a acordat realizării șuntului. El trebuie să aibă 4 borne și să fie neinductiv și să aibă valoarea de  $0,1\Omega$ .

Se pot utiliza mai multe tipuri de șunturi, conform celor prezentate în capitolul 3: șunt coaxial, șunt realizat din mai multe rezistoare bobinate neinductiv și legate în paralel, sau șunt realizat prin legarea în paralel a 100 rezistoare cu peliculă metalică.

Șuntul coaxial poate fi realizat din 50 de fire de manganină de diametru  $0,2\text{mm}$ , având fiecare lungimea de  $17\text{cm}$  și fiind dispuse în paralel după generatoarea

unui cilindru cu  $\Phi = 3,5\text{cm}$ . Din cauza dimensiunilor mari, rezultă și capacități parazite mari iar amplificatorul poate deveni instabil.

Cel de-al doilea tip de șunt poate fi confecționat din 6 fire de manganină având  $2,2\ \Omega/\text{m}$ ,  $27\text{cm}$  fiecare, dispuse în paralel.

Fiecare fir trebuie îndoit și răsucit, iar capetele lipesc la două cercuri concentrice realizate pe cablaj.

#### 4.13 Circuit de eșantionare și memorare

Este cunoscut faptul că circuitul de eșantionare și memorare (CEM) funcționează în două faze: în prima, numită “eșantionare”, tensiunea de ieșire  $U_{\text{OUT}}$  a circuitului urmărește tensiunea de intrare  $U_{\text{IN}}$ , iar în a doua fază, numită “memorare”,  $U_{\text{OUT}}$  rămâne constantă și la valoarea avută în momentul trecerii din “eșantionare” în “memorare”. Printre sursele de erori ce afectează  $U_{\text{OUT}}$  în faza de “memorare” amintim tensiunile de decalaj ale amplificatoarelor operaționale ce intră în componența CEM, precum și descărcarea în timp a condensatorului de memorare.

O schemă de CEM la care influența surselor de erori amintite mai sus este mică, este prezentată în figura 4.54.a. Poziția închisă a cheilor  $S_1$  și  $S_2$  a fost notată cu E pentru faza “eșantionare” și cu M pentru faza “memorare”.

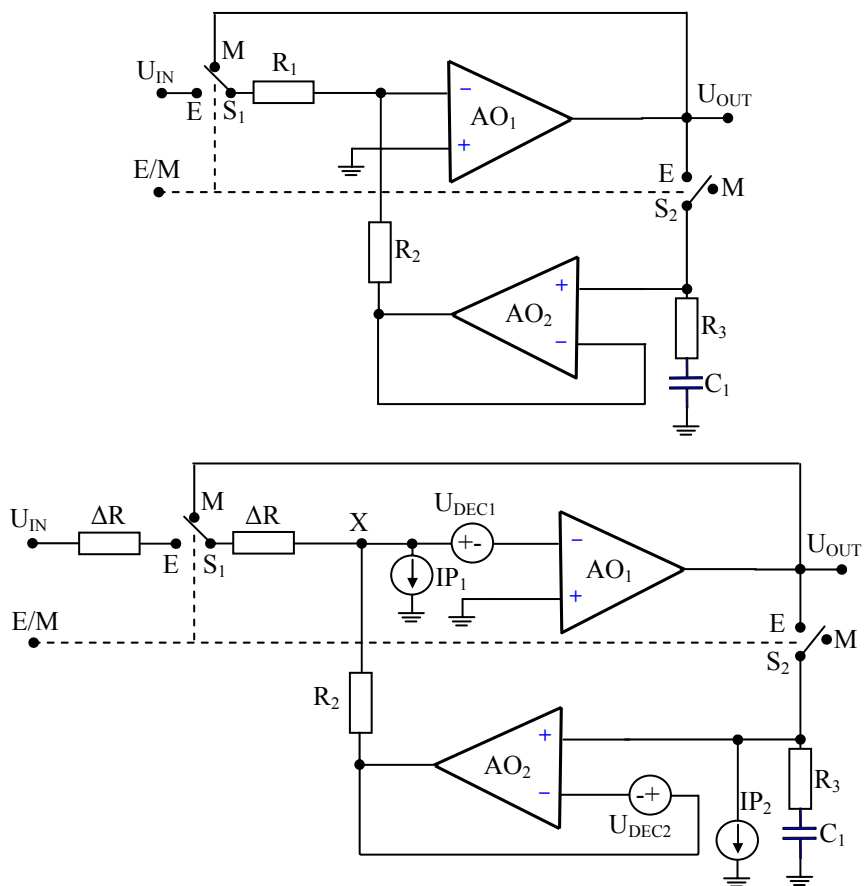


Fig.4.54 Circuit de eșantionare și memorare

În faza E amplificatorul AO<sub>2</sub> este repetor pentru U<sub>OUT</sub>, iar OA<sub>1</sub> este în montaj de amplificator inversor cu amplificarea R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub>. Prin urmare, tensiunea pe condensatorul de memorare C este U<sub>MEMORAT</sub> = -U<sub>IN</sub>·R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub>.

În faza M, tensiunea memorată este repetată de AO<sub>2</sub>, iar la ieșirea amplificatorului inversor realizat cu OA<sub>1</sub>, se obține U<sub>OUT</sub> = -U<sub>MEMORAT</sub>·R<sub>1</sub>/R<sub>2</sub> = U<sub>IN</sub>.

În figura 4.54.b s-au considerat tensiunile de decalaj U<sub>DEC1</sub> la intrarea inversoare a lui OA<sub>1</sub>, U<sub>DEC2</sub> la intrarea inversoare a lui AO<sub>2</sub> și s-a notat cu I<sub>p1</sub> și I<sub>p2</sub> curenții de polarizare la intrările de interes ale amplificatoarelor operaționale. Cu ΔR s-a notat diferența dintre valoarea rezistenței cheii S<sub>1</sub> în faza E față de rezistența aceleiași cheii în faza M.

Din însumarea curenților în nodul X, se poate scrie curentul de polarizare pentru faza de eșantionare:

$$I_{p1E} = \frac{U_{IN} - U_{DEC1E}}{R_1 + \Delta R} + \frac{U_{OUTE} + U_{DEC2E} - U_{DEC1E}}{R_2}, \quad (4.133)$$

de unde:

$$U_{OUTE} = \frac{-U_{IN} \cdot R_2}{R_1 + \Delta R} + U_{DEC1E} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1 + \Delta R} \right] - U_{DEC2E} + I_{p1E} \cdot R_2 \quad (4.134)$$

Dacă însumarea curenților în nodul X se face în faza de memorare se obține:

$$I_{p1M} = \frac{U_{MEMORAT} + U_{DEC2M} - U_{DEC1M}}{R_2} + \frac{U_{OUTM} - U_{DEC1M}}{R_1}, \quad (4.135)$$

de unde:

$$U_{MEMORAT} = \frac{-U_{OUTM} \cdot R_2}{R_1} - U_{DEC2M} + U_{DEC1M} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + I_{p1M} \cdot R_2 \quad (4.136)$$

Considerând că la trecerea din faza de eșantionare în cea de memorare avem:

$$U_{OUTE} = U_{MEMORAT}, \quad (4.137)$$

din relațiile (4.134) și (4.136) rezultă:

$$\frac{-U_{OUTM} \cdot R_2}{R_1} - U_{DEC2M} + U_{DEC1M} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + I_{p1M} \cdot R_2 =$$



$$= \frac{-U_{IN} \cdot R_2}{R_1 + \Delta R} + U_{DEC1E} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1 + \Delta R} \right] - U_{DEC2E} + I_{p1E} \cdot R_2. \quad (4.138)$$

Dacă temperatura amplificatoarelor operaționale nu se modifică între cele două faze (curentul de încărcare a lui  $C_1$  în faza E nu este prea mare pentru a supraîncălzi  $AO_1$  - eventual se înseriază cu  $C_1$  o rezistență  $R_3$  de valoare adecvată), atunci sunt satisfăcute egalitățile:

$$\begin{aligned} U_{DEC1E} &= U_{DEC1M} = U_{DEC1} \\ U_{DEC1E} &= U_{DEC1M} = U_{DEC1} \\ I_{p1E} &= I_{p1M} = I_{p1} \end{aligned} \quad (4.139)$$

Ca rezultat, egalitatea (4.138) devine:

$$\begin{aligned} \frac{-U_{OUT} \cdot R_2}{R_1} - U_{DEC2} + U_{DEC1} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right] + I_{p1} \cdot R_2 = \\ = \frac{-U_{IN} \cdot R_2}{R_1 + \Delta R} + U_{DEC1} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1 + \Delta R} \right] - U_{DEC2} + I_{p1} \cdot R_2. \end{aligned} \quad (4.140)$$

Înmulțind în relația de mai sus cu  $-R_1/R_2$  și rearanjând termenii se obține:

$$U_{OUTM} = U_{IN} \left[ \frac{R_1}{R_1 + \Delta R} \right] + U_{DEC1} \left[ \frac{\Delta R}{R_1 + \Delta R} \right] \quad (4.141)$$

Dacă  $R_1 \gg \Delta R$ , relația de mai sus se poate scrie sub forma:

$$U_{OUTM} = U_{IN} \left[ 1 - \frac{\Delta R}{R_1} \right] + U_{DEC1} \left[ \frac{\Delta R}{R_1} \right]. \quad (4.142)$$

Din relația (4.142) se observă că tensiunea de ieșire în faza de memorare este cu atât mai puțin afectată de tensiunile de decalaj cu cât  $R_1$  este mult mai mare decât  $\Delta R$ .

Dacă se consideră că amplificatorul  $AO_1$  nu are amplificare infinită în buclă deschisă, ci finită și egală cu  $a_1$ , în mod similar se obține:

$$U_{OUTM} = U_{IN} \left[ \frac{R_1}{R_1 + \Delta R} \right] + U_{DEC1} \left[ \frac{\Delta R}{R_1} \right] + \frac{U_{OUTM}}{a_1} \left[ \frac{R_2}{R_1} \left( 1 - \frac{\Delta R}{R_1} \right) - \frac{R_1}{R_2} \right] \quad (4.145)$$

Considerînd  $U_{OUTM} \cong 1 \text{ V}$ ,  $U_{DEC1} \cong 10 \text{ mV}$ , rapoartele  $\Delta R/R1 \cong 5 \cdot 10^{-6}$  și  $R_2/R_1 = 5$ , iar  $a_1 \cong 10^6$ , tensiunea de eroare datorată tensiunilor de decalaj este de aproximativ  $50 \cdot 10^{-9} \text{ V}$ .

În faza de memorare, tensiunea  $U_{MEMORAT}$  scade, în principal, datorită curentului de polarizare  $I_{p2}$ . Considerînd această scădere mica și prin urmare liniară, se poate scrie:

$$\Delta U_{MEMORAT} = \frac{I_{p2} \cdot \Delta t}{C_1}, \quad (4.146)$$

unde  $\Delta t$  reprezintă durata fazei de memorare. Împărțind cu  $U_{MEMORAT}$  și observînd de mai sus că:

$$U_{MEMORAT} \approx U_{IN} \frac{R_2}{R_1}, \quad (4.147)$$

se poate scrie relația:

$$\frac{\Delta U_{MEMORAT}}{U_{MEMORAT}} = \frac{I_{p2} \cdot \Delta t \cdot R_1}{U_{IN} \cdot C_1 \cdot R_2}. \quad (4.148)$$

Dacă raportul  $R_1/R_2$  este suficient de mic, eroarea relativă a tensiunii memorate cauzată de curentul de  $I_{p2}$  poate fi făcută neglijabilă.

De fapt, din relațiile (4.145) și (4.148) se rezultă că trebuie făcut un compromis în ceea ce privește raportul  $R_1/R_2$ .

## Bibliografie

1. Franco, Sergio, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, Mc Grow-Hill Book Company, 1988.
2. *HP 3455A Operating and Service Manual*, Hewlett Packard, 1979.
26. I.P.I., *Integrated Circuits*.
3. Jurca, T., *Redresor sensibil la fază pentru comparator curent alternativ - curent continuu*, Brevet de invenție nr. 103129 din 15.02.1989.
4. Jurca, T., Toma, L., *Amplificator cu factorul de rejecție a modului comun mare*, Brevet de invenție nr. 102984 din 15.02.1989.
5. Marzetta, L.A., *A High Performance Phase Sensitive Detector*, IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol. IM 20, No. 4 November, 1971.
6. *MAXIM New Releases Data Book 1993*.
7. Millea, A., *Măsurări electrice. Principii și metode*, Editura Tehnică București, 1980.
8. Pop, E., Stoica, V., Crișan, S., *Măsurări în energetică*, Editura Facla, 1981.
9. Roberts, D.E., Spreadbury, P.I., *Assessment of the Performance of Zener References of the Very Highest Quality*, IEEE Journal of Solid State Circuits, 1987, pp. 125÷128.

10. Schoenwetter, H.K. *A Sensitive Analog Comparator*, IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol. IM 31, No. 4 December, 1982, pp.266-269.
11. Abe, M., Sugisaki, i., Nakazoe, J. *An Ultra-Low Drift Amplifier Using a New Type of Series-Shunt MOSFET Chopper* IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol. IM 34, No. 1 March, 1985, pp.54-58.
12. Laug, O., B., *A Wide-Band Transconductance Amplifier for Current Calibrations* IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol. IM 34, No. 4 December, 1985, pp.639-643.
13. Laug, O., B. *A Precision Power Amplifier for Power/Energy Calibration Applications* IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol. IM 36, No. 4 December, 1987, pp.994-1000.
14. Brodie *Sample and Hold Circuit* United States Patent No. 4302089/24.nov.1981.