

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_o pe sarcina rezistivă R_L .

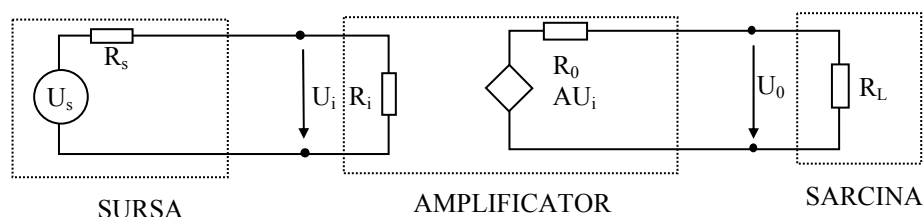


Fig.4.1. Lanț de amplificare în tensiune

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_o . Amplificarea în tensiune a lanțului este:

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

Relația (4.1) arată că putem face amplificarea globală independentă de sursă și de sarcină doar dacă $R_i = \infty$ și $R_o = 0$. 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 .

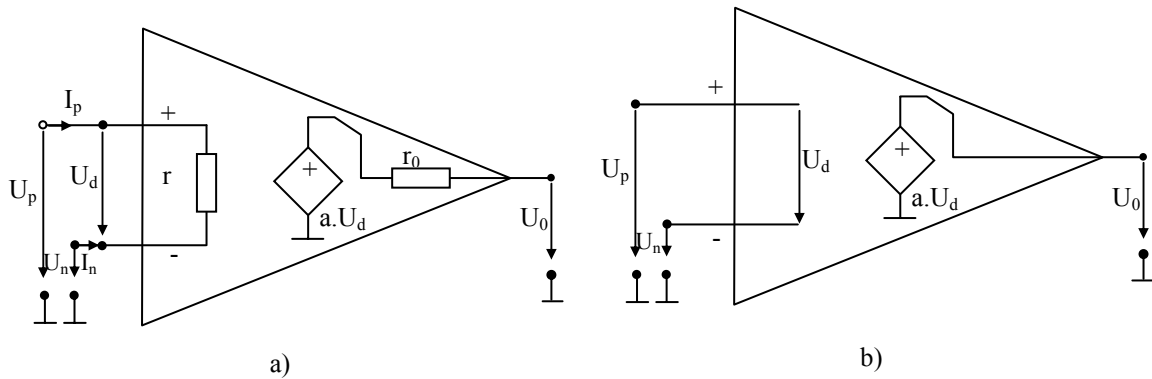


Fig.4.2. a) Model practic pentru amplificatorul operațional. Pentru $\beta A 741$, $r_d \cong 2 M\Omega$, $a \cong 200.000$ și $r_0 \cong 75 \Omega$. b) Model ideal pentru AO

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:

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

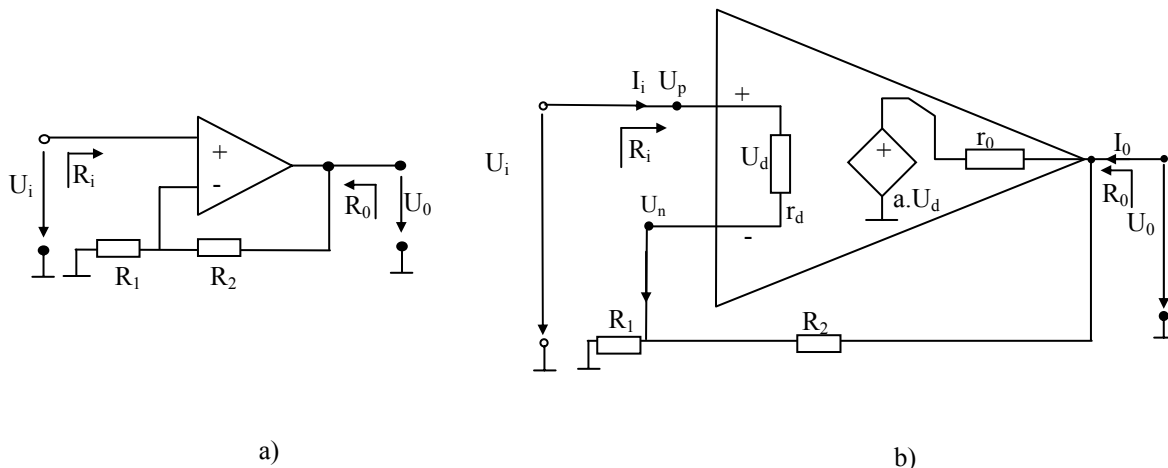


Fig.4.3. Amplificatorul neinversor

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_o 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) $a = (105 - 1) \cdot 41 = 4099959$.

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.

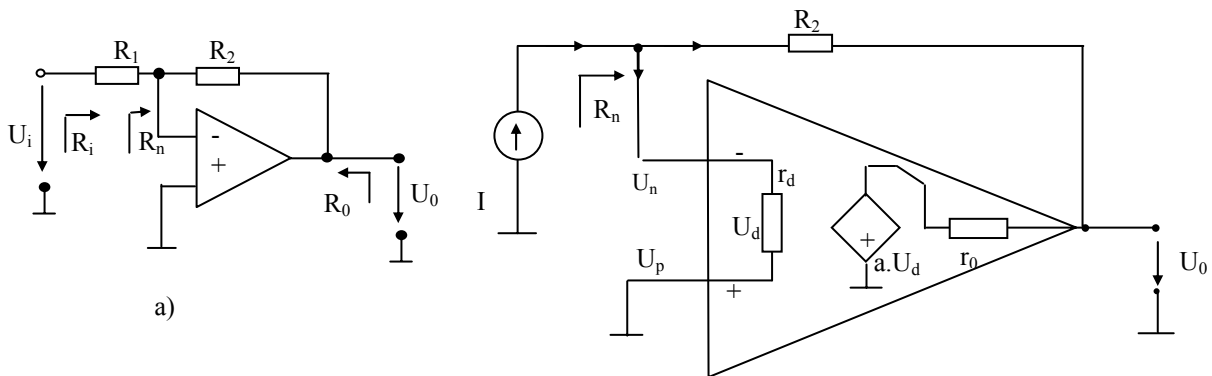


Fig.4.4. Amplificatorul inversor

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° .

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 neinvertor 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 neinvertor.

Pentru determinarea rezistenței de ieșire se scurtcircuitază intrarea și se obține aceeași schemă echivalentă ca la determinarea lui R_0 la amplificatorul neinvertor. 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 βA 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.

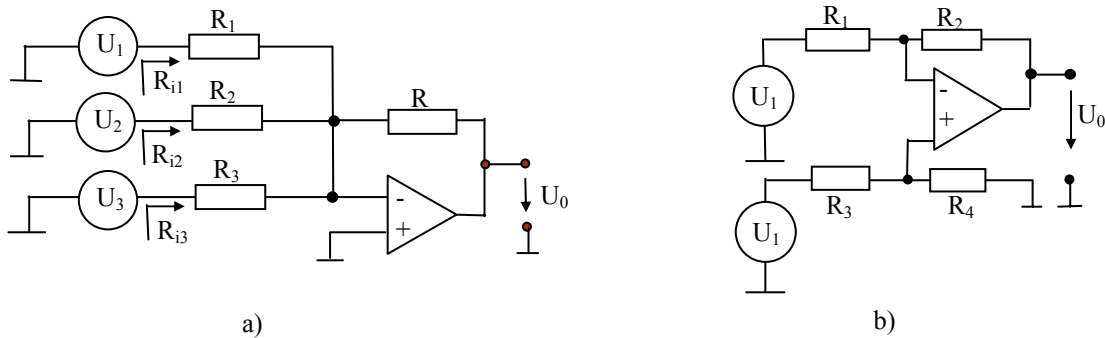


Fig.4.5. a) Amplificator sumator b) Amplificator diferențial

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.

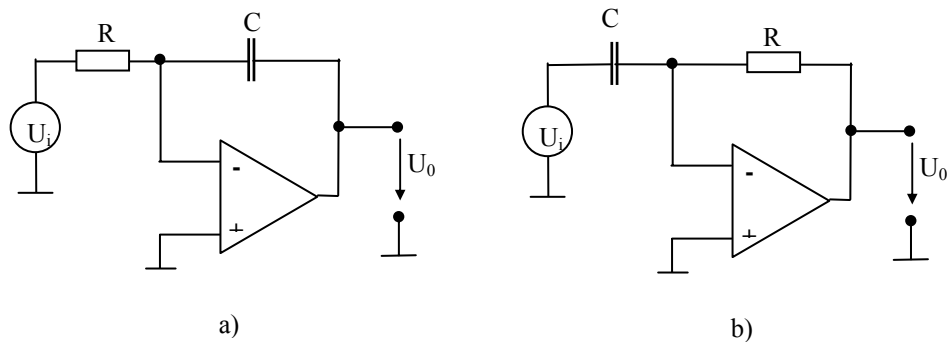


Fig.4.6. a) Integrator b) Diferențiator

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.

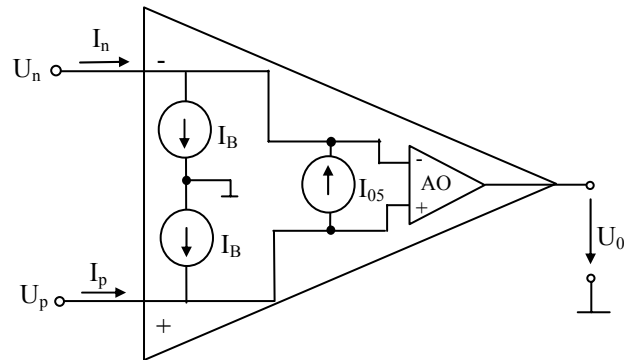


Fig.4.7. Schemă echivalentă pentru curenții de polarizare și decalaj a unui AO

De regulă, curentul de decalaj Ios 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.

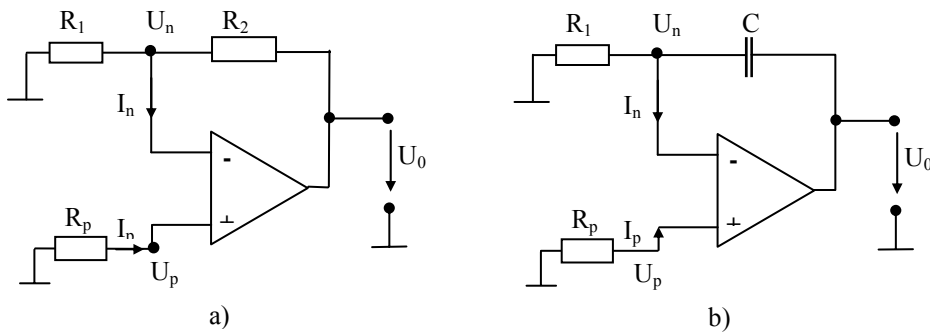


Fig.4.8. Tensiunea de eroare la ieșire produsă de curenții de polarizare
a) pentru reacție rezistivă; b) pentru integrator

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

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 pA (maxim) și $I_{OS} = 0,5 \text{ pA}$ (tipic), 10 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 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°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°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 cărui 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.

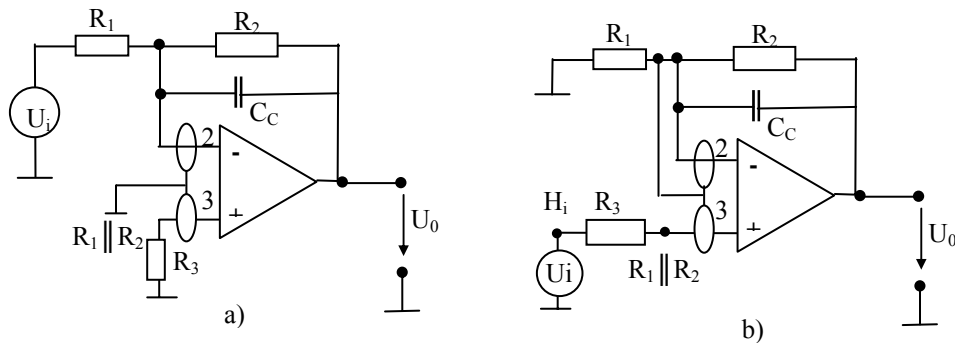


Fig.4.9. Conectarea inelului de gardă la a) amplificatorul inversor și b) amplificatorul neinversor

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°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 ± 15 V la ± 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 ΔU_{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 μ V cu $U_{OS}/T = 0,1$ μ 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 - amplificare 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.

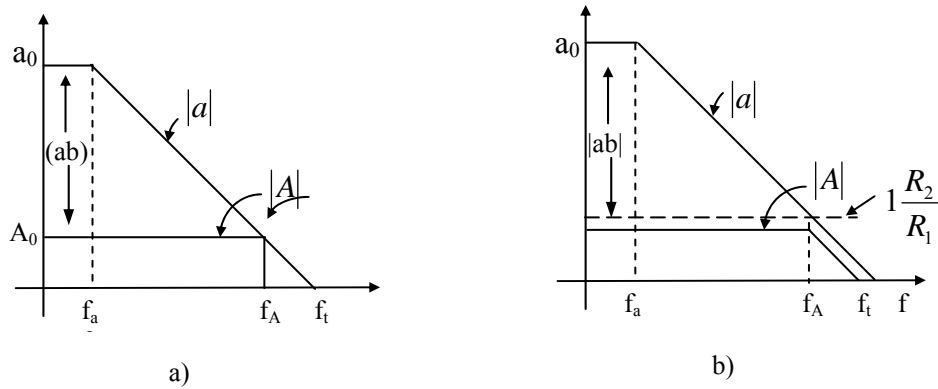


Fig.4.10. Răspunsul cu frecvența pentru a) amplificatorul neinversor și b) pentru amplificatorul inversor

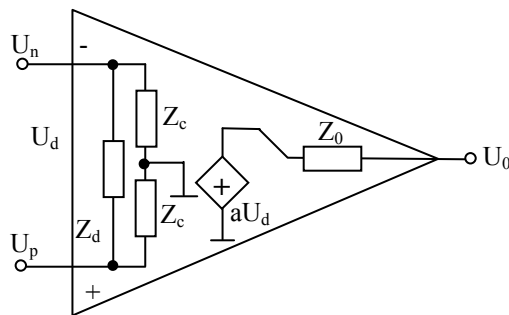


Fig.4.11. Modelul amplificatorului operațional real

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) $A_0 = 1 + R_2/R_1$.

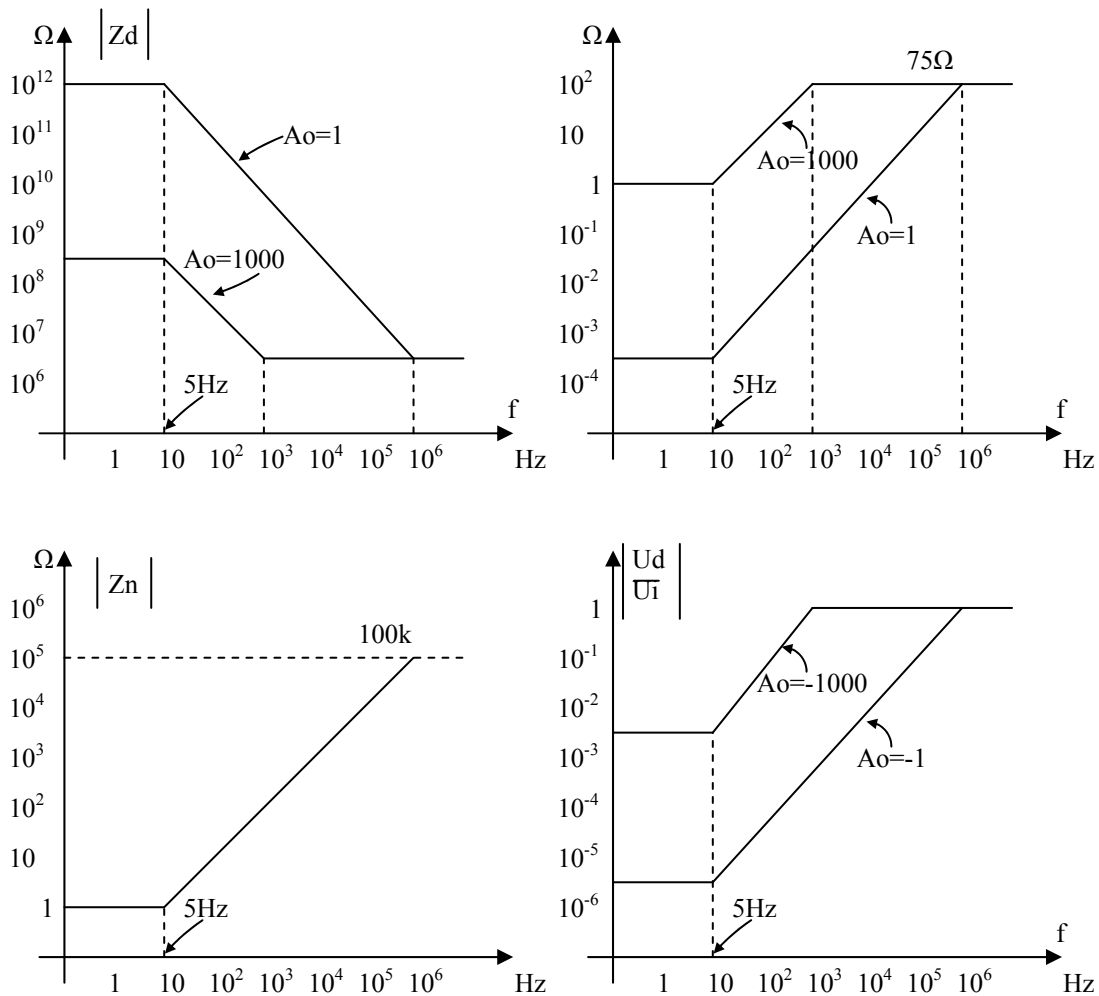


Fig.4.12. Variația cu frecvența și amplificare a modulelor : a) impedanței diferențiale de de intrare Z_d , b) impedanța de ieșire Z_0 , c) impedanța Z_n și d) a raportului U_d/U_i pentru amplificatoare realizate cu $\beta A741$

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)

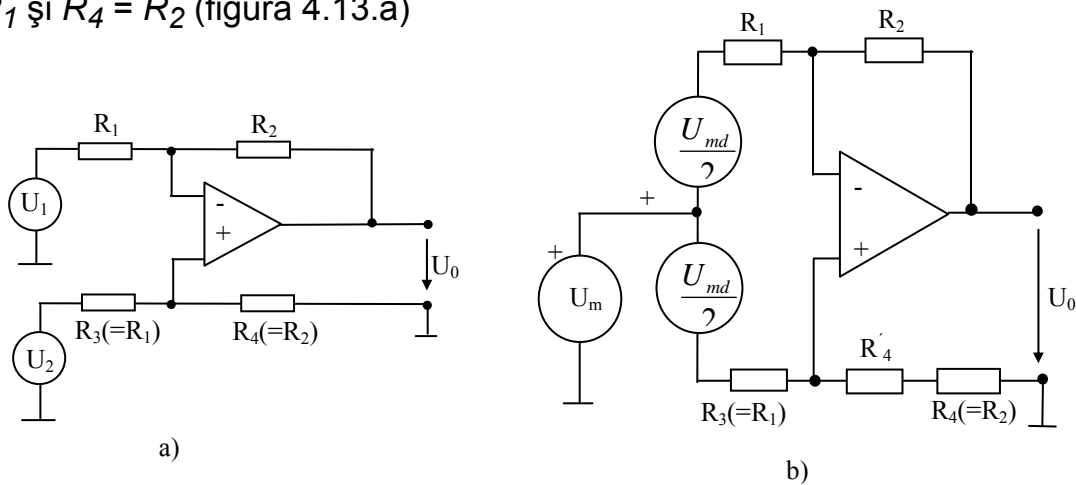


Fig.4.13: a) Amplificatorul diferențial, b) Exprimarea tensiunii de intrare funcție de componentele de mod comun și mod diferențial ale tensiunii de intrare

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.

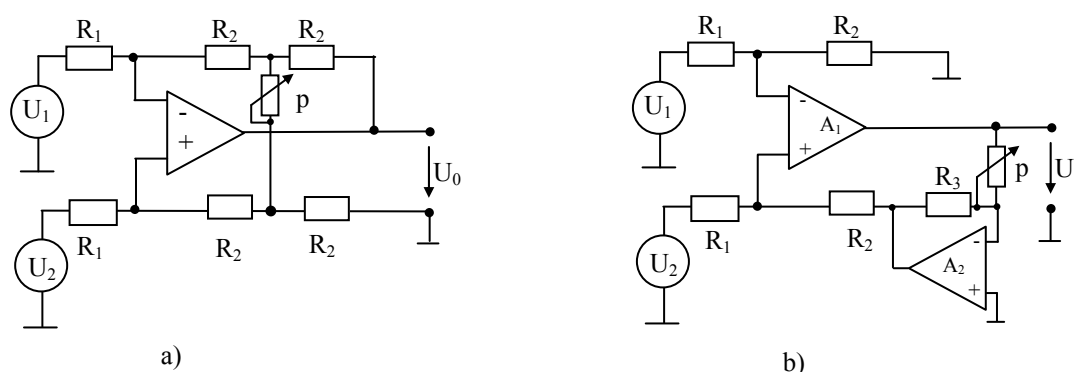


Fig. 4.14. Amplificatoare diferențiale cu amplificare reglabilă
a) reglare neliniară, b) reglare liniară

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 potențiomtre 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.

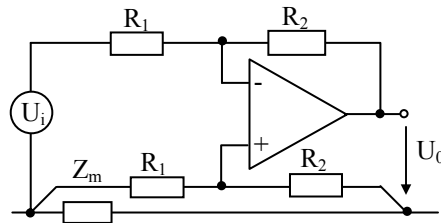


Fig.4.15. Legarea corectă a amplificatorului diferențial în raport cu traseul de masă

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.

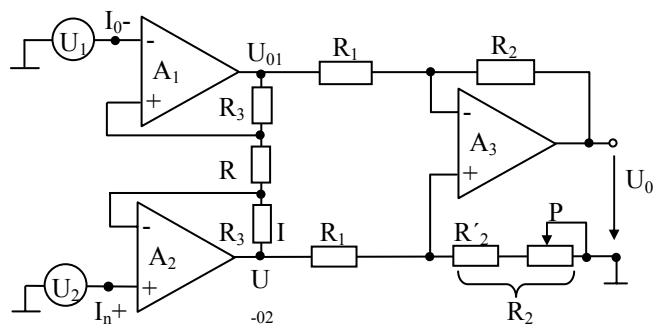


Fig.4.16. Amplificator instrumental cu trei A.O.

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 .

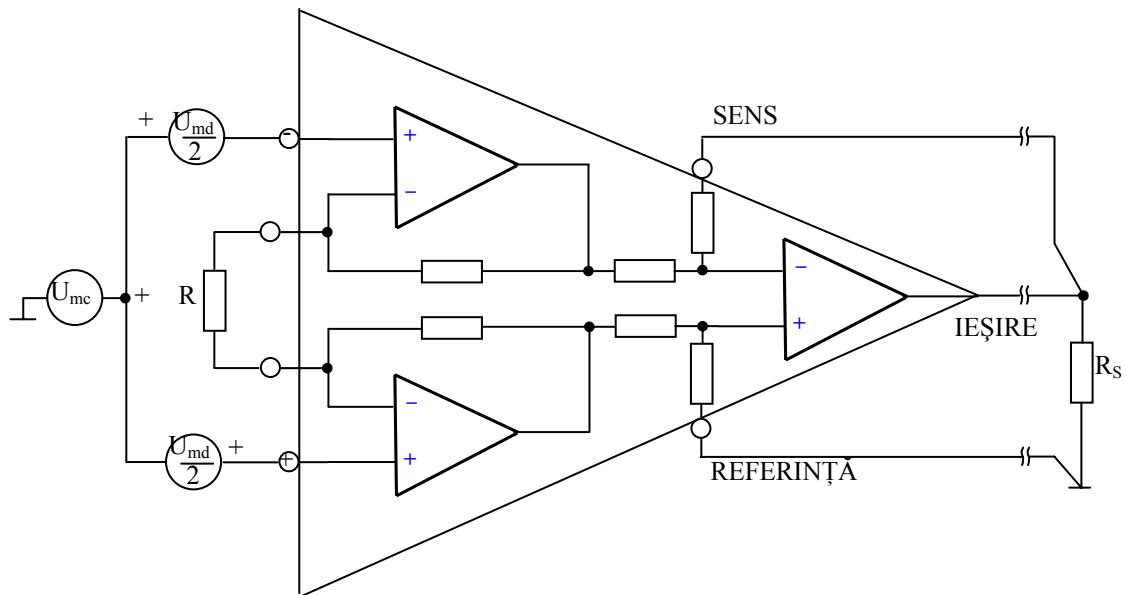


Fig.4.17. Amplificator instrumental integrat și modul de conectare a acestuia

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.

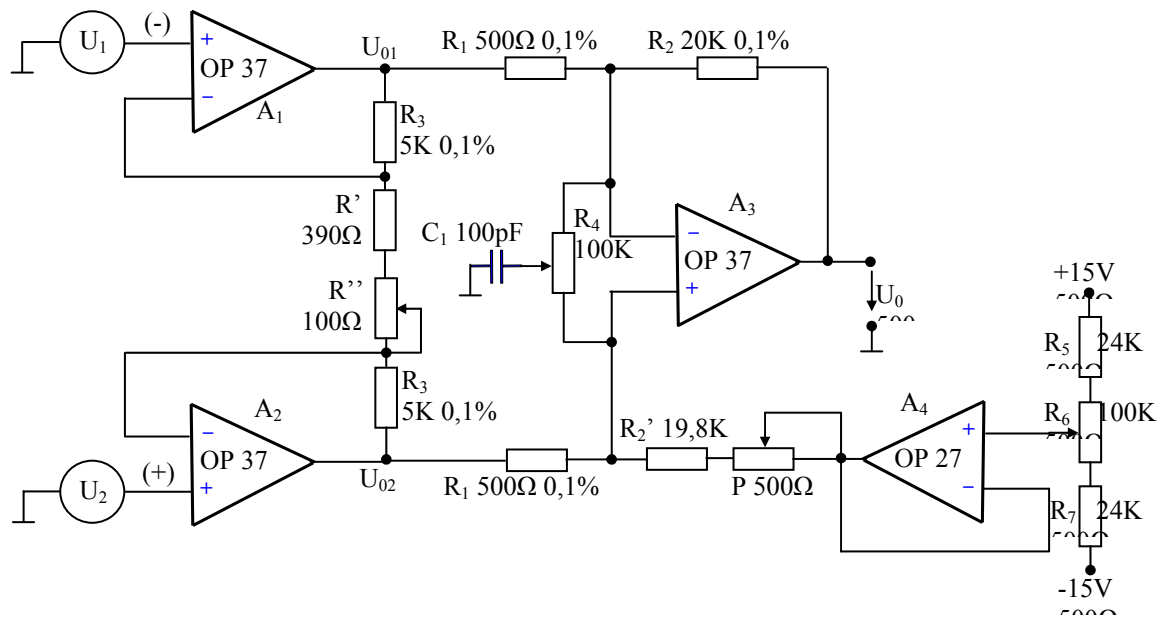


Fig.4.18. Schemă practică de amplificator instrumental cu $A = 1000$

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 :

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

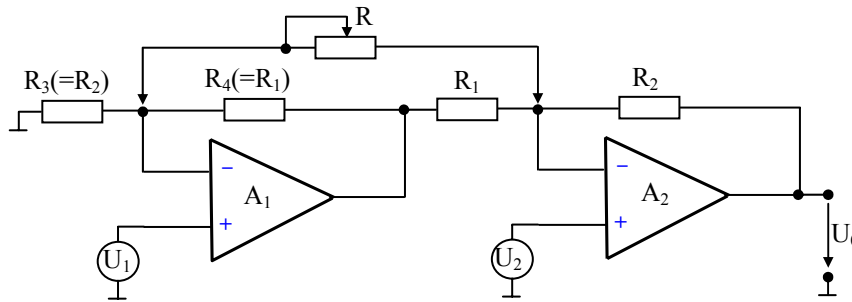


Fig.4.19. Amplificator instrumental realizat cu două AO

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.

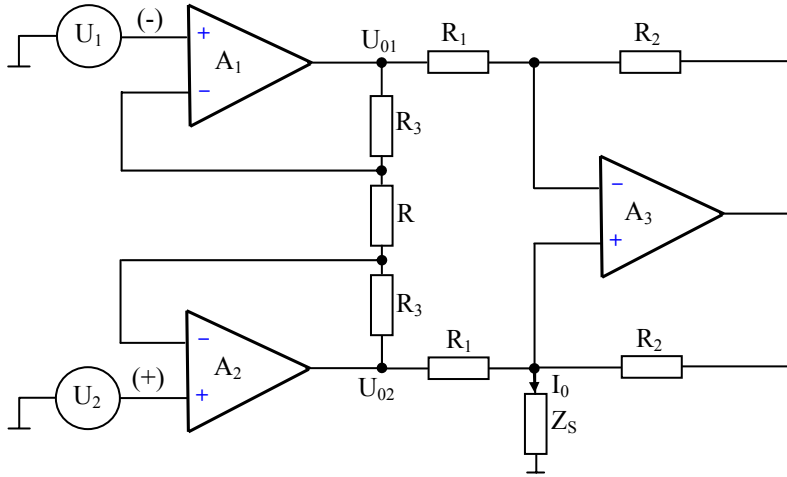


Fig.4.20. Amplificator instrumental de transconductanță

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:

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

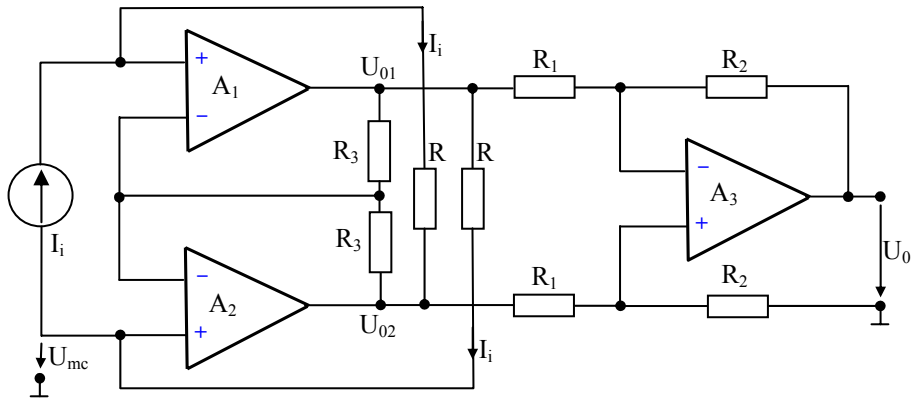


Fig.4.21. Amplificator instrumental de transimpedanță

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.

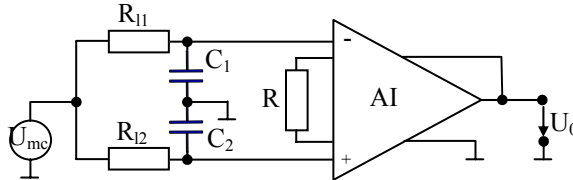


Fig.4.22. Efectul firelor de legătură între sursă și AI asupra CMRR

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 :

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

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.

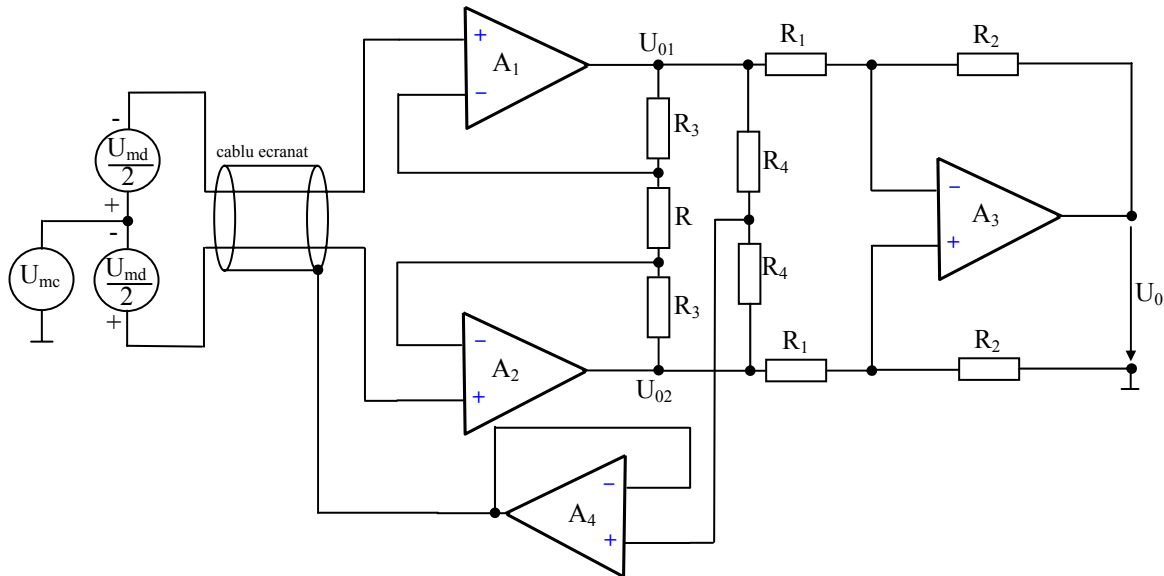


Fig.4.23. Amplificator instrumental cu gardă activă

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 :

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

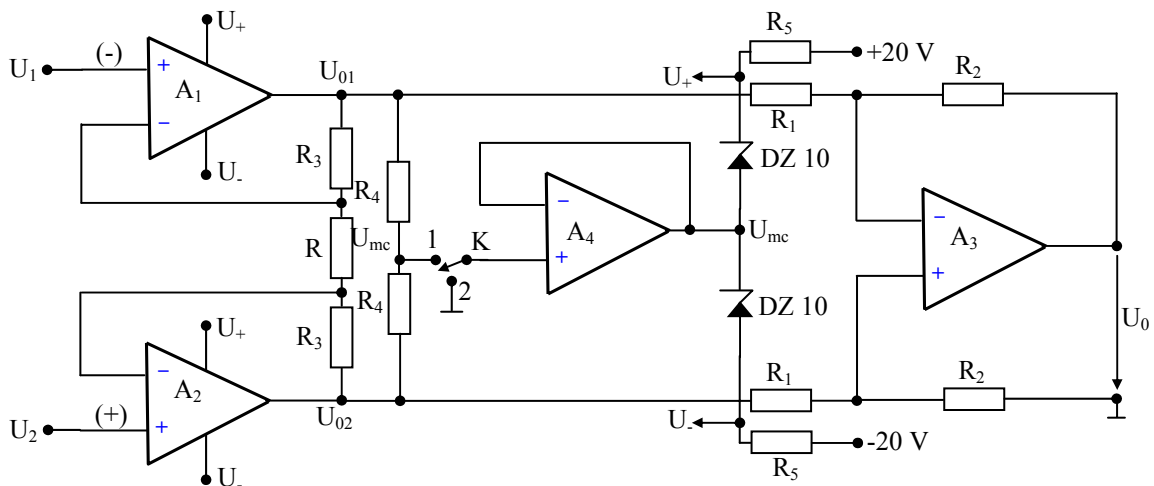


Fig.4.24. Amplificator instrumental cu CMRR mare

Datorită acestui mod de alimentare, toate căderile de tensiune pe condensatorii paraziți 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 mărire, 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 δ 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°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°C .

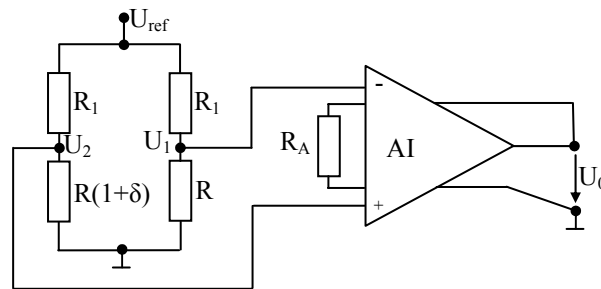


Fig.4.25. Conectarea AI la o punte rezistivă

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°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.

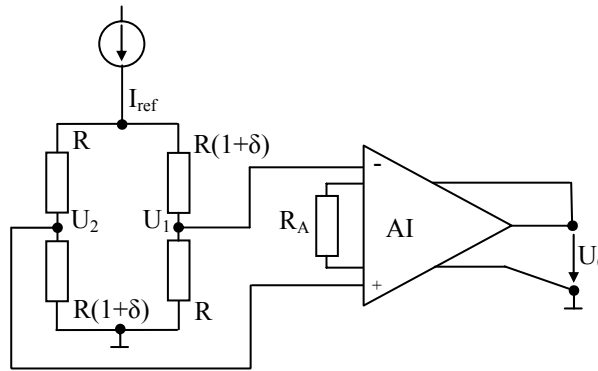


Fig.4.26. Liniarizarea punții rezistive cu AI

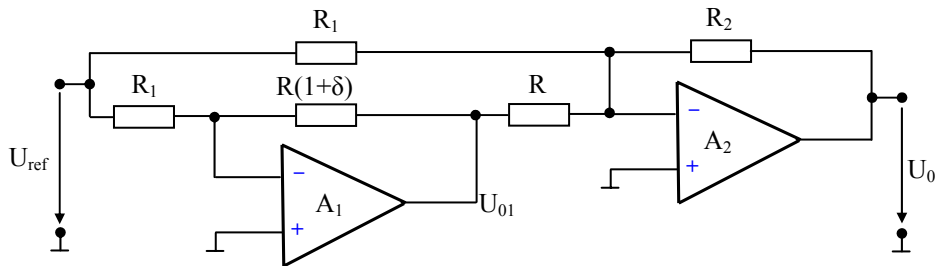


Fig.4.27. Traductor cu relația U_0 liniară

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.

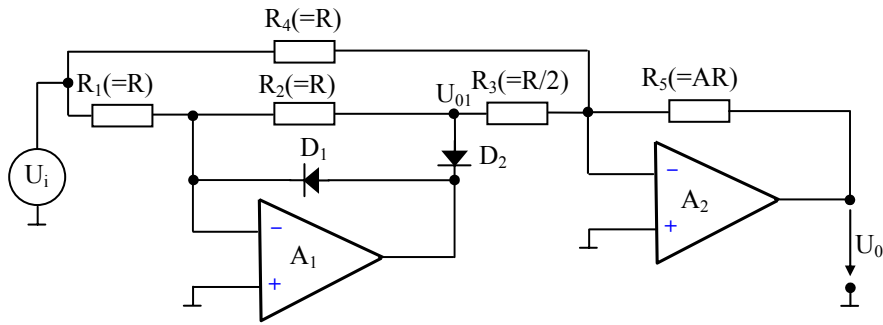


Fig.4.28. Redresor dublă alternanță de precizie

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_0 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 φ , tensiunea de ieșire U_0 are forme de variație în timp, dependente de unghiul φ (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 $1/f_{ref}$.

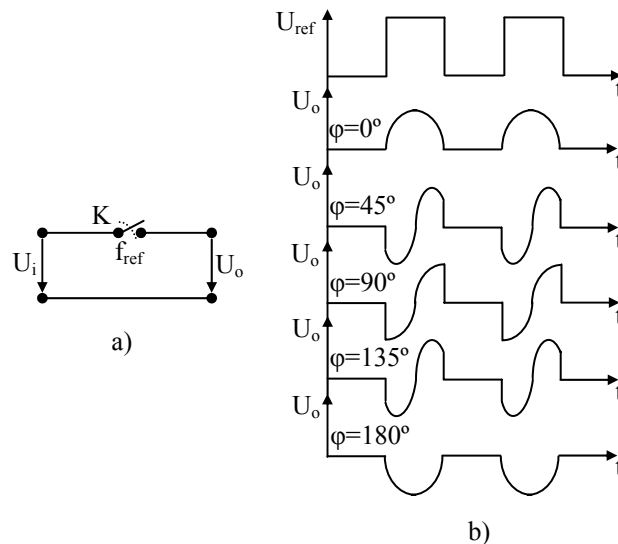


Fig.4.29. Principiul redresorului sensibil la fază

Se observă că, funcție de φ , 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 φ_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.

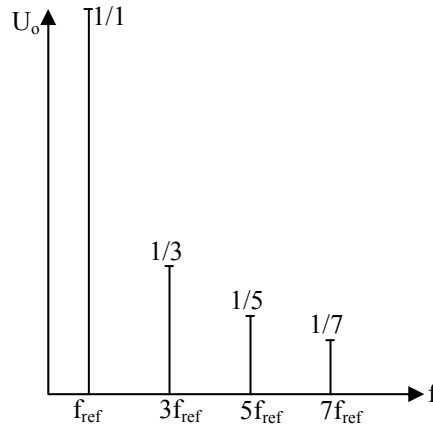


Fig.4.30. Spectrul semnalului la ieșirea unui redresor sensibil la fază

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 τ 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 $U_{ref} \gg U_i$.

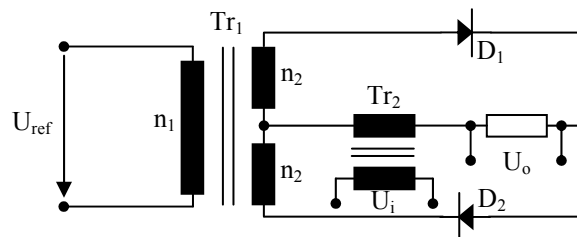


Fig.4.31. Redresor semialternanță, sensibil la fază

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 $U_{01} = -U_{02}$.

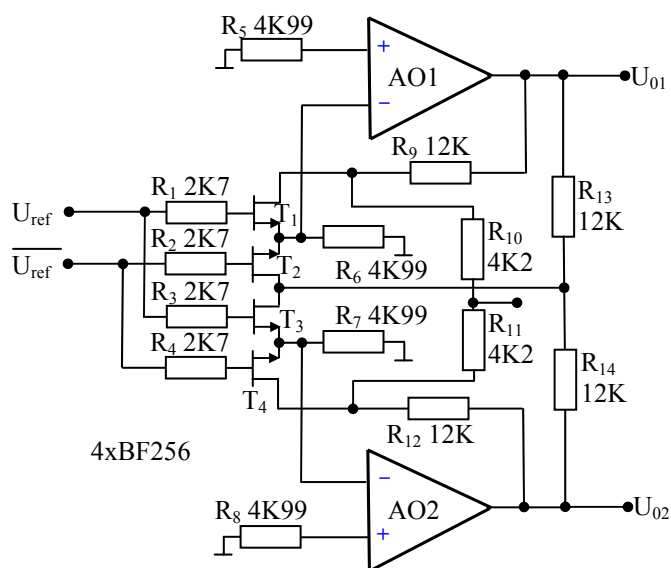


Fig.4.32. Redresor sensibil la fază din nanovoltmetrul UNIPAN 232

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.

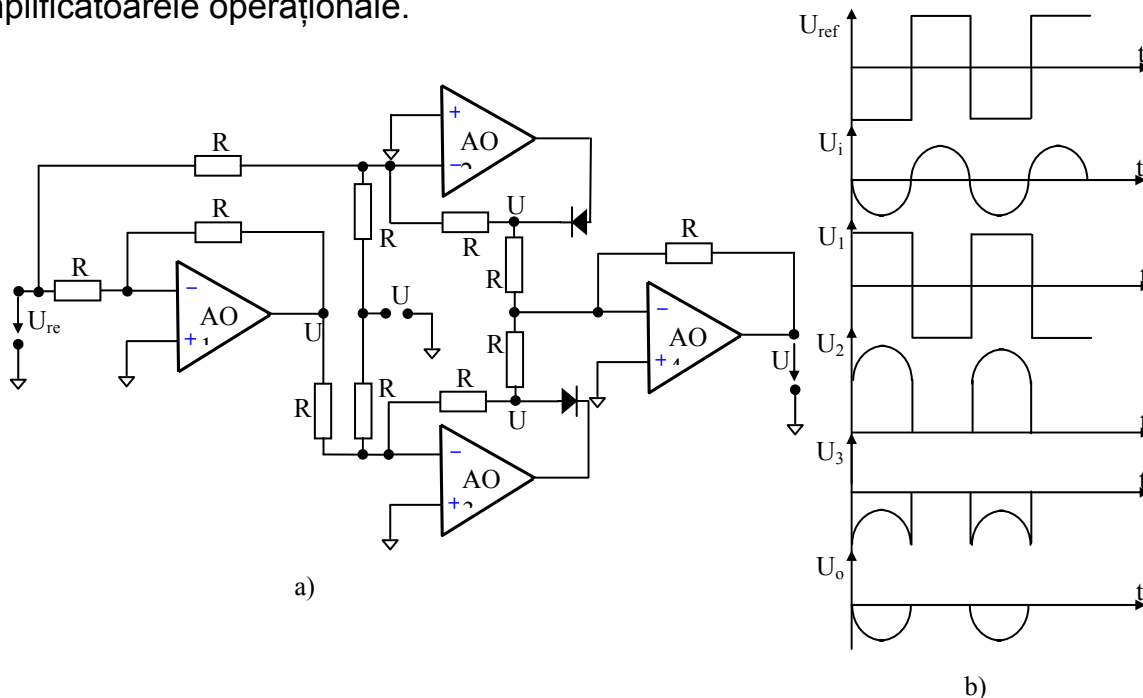


Fig.4.33. Redresor sensibil la fază performant-schemă de principiu

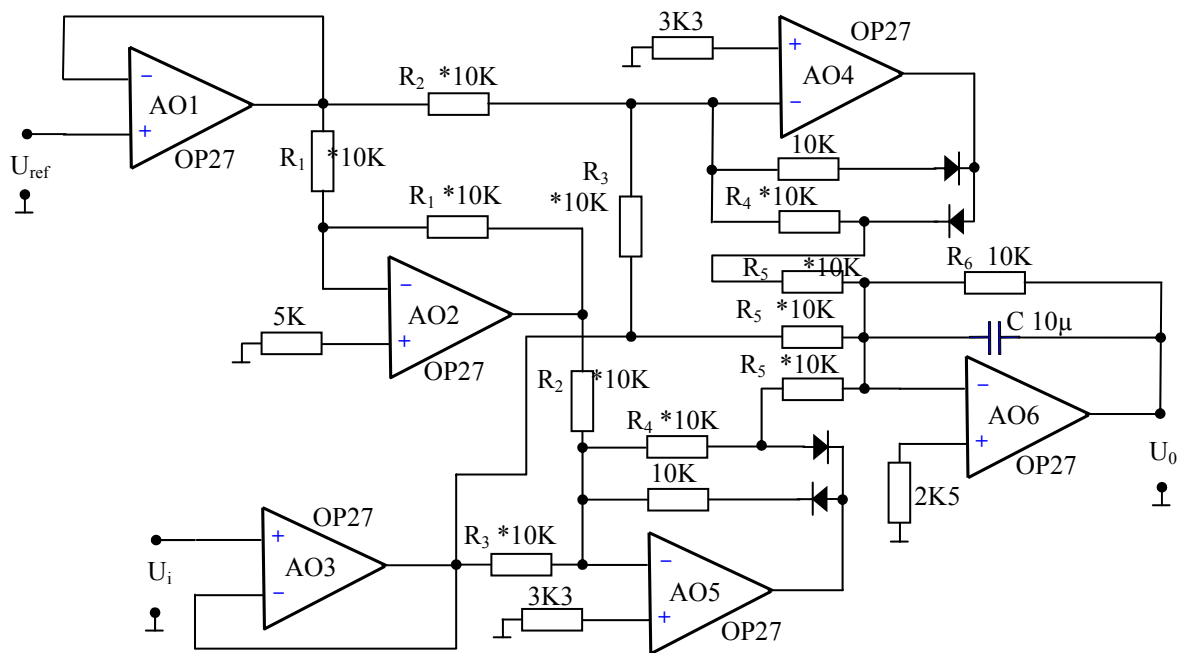


Fig.4.34. Schema practică a unui redresor sensibil la fază de performanță

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_0 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_{0-} și U_{0+} 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.

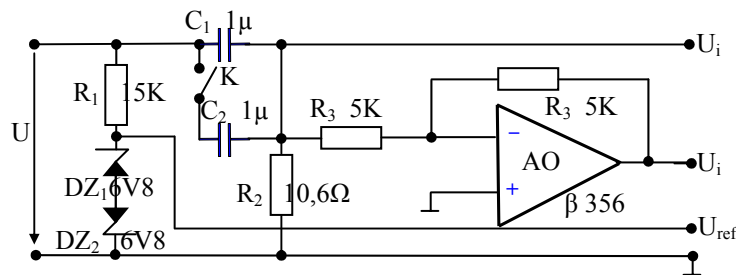


Fig.4.35. Schemă pentru determinarea sensibilității la detectarea cuadraturii

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° față de U_1 . Fie α_1 unghiul de defazaj pentru K_1 închis și α_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° , 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.

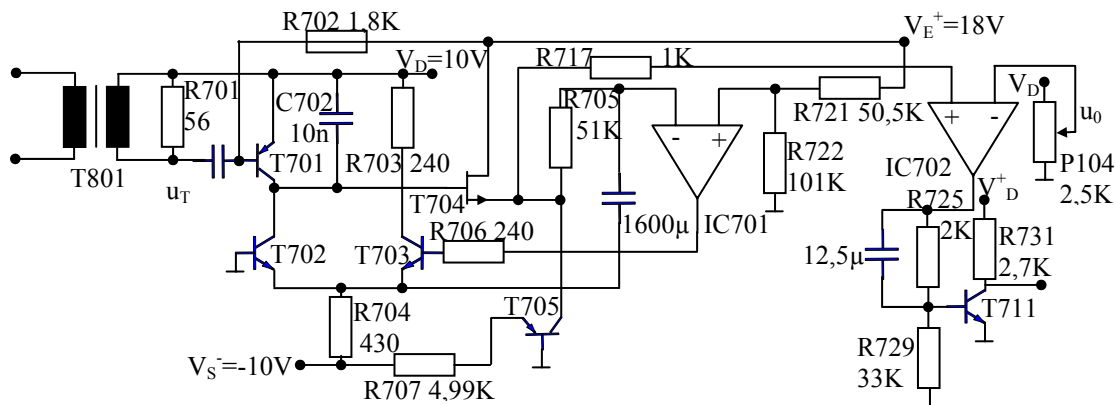


Fig.4.36. Circuit de defazare a tensiunii de referință pentru RSF

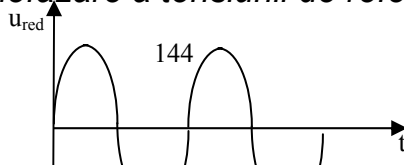


Fig.4.37. Diagramele de timp explicative pentru circuitul din figura 4.36

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 μF) 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 2π . 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 π 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 π .

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 .

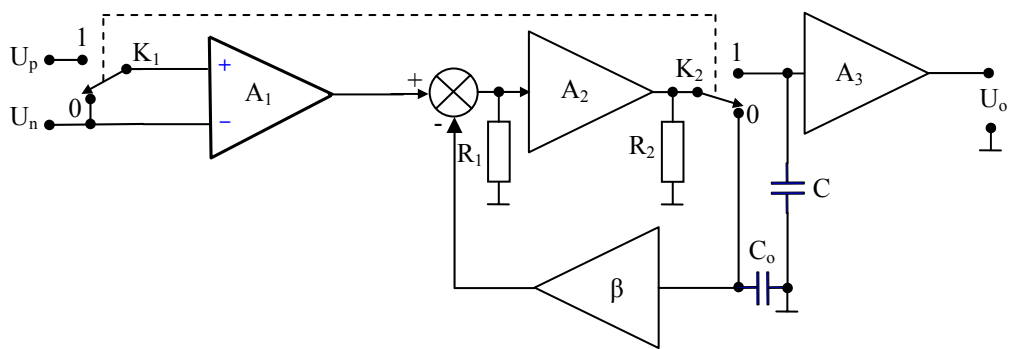


Fig.4.38. Principiul amplificatorului cu chopper

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.

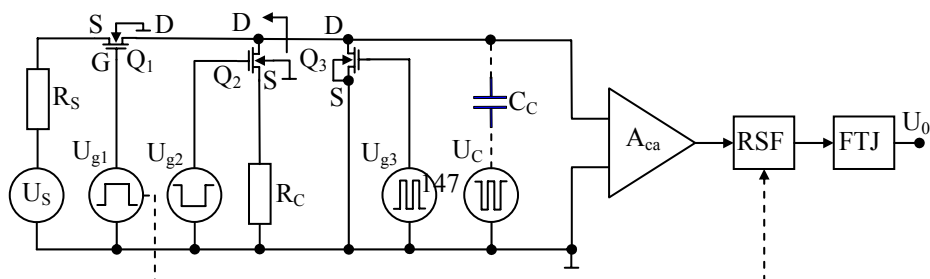


Fig.4.39. Amplificator cu chopper cu derivă mică a tensiunii de decalaj la intrare

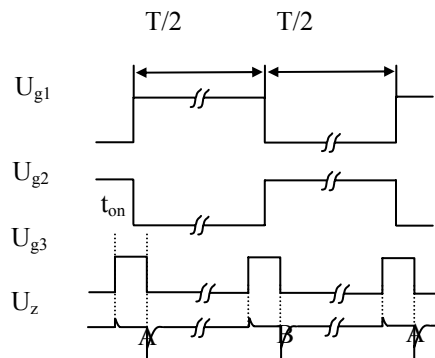


Fig.4.40. Diagramele de timp pentru tensiunile de comandă a cheilor de la intrarea amplificatorului cu chopper

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.

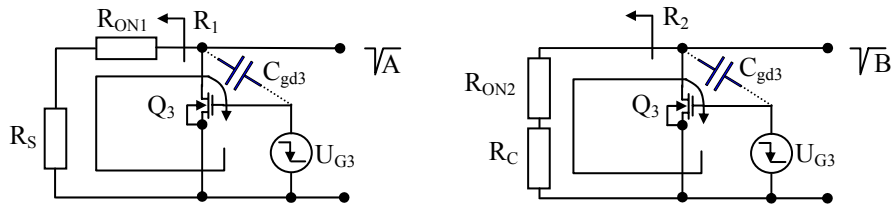


Fig.4.41. Circuitul de descărcare a lui C_{gd3} pentru cazurile a) Q_1 conduce Q_2 blocat
b) Q_1 blocat Q_2 conduce

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 μs , 12 μs înainte și 12 μs 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 Ω 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.

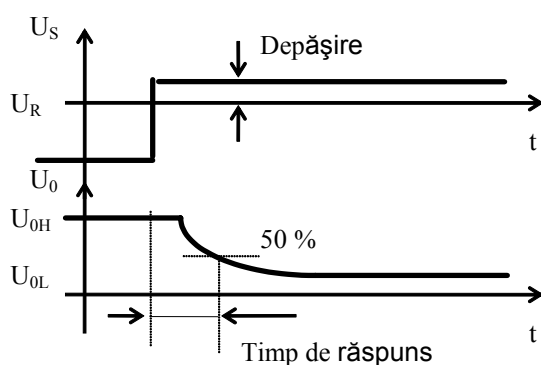


Fig. 4.42. Definirea timpului de răspuns

Circuitul integrat βA 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 μs 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 μV , 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.

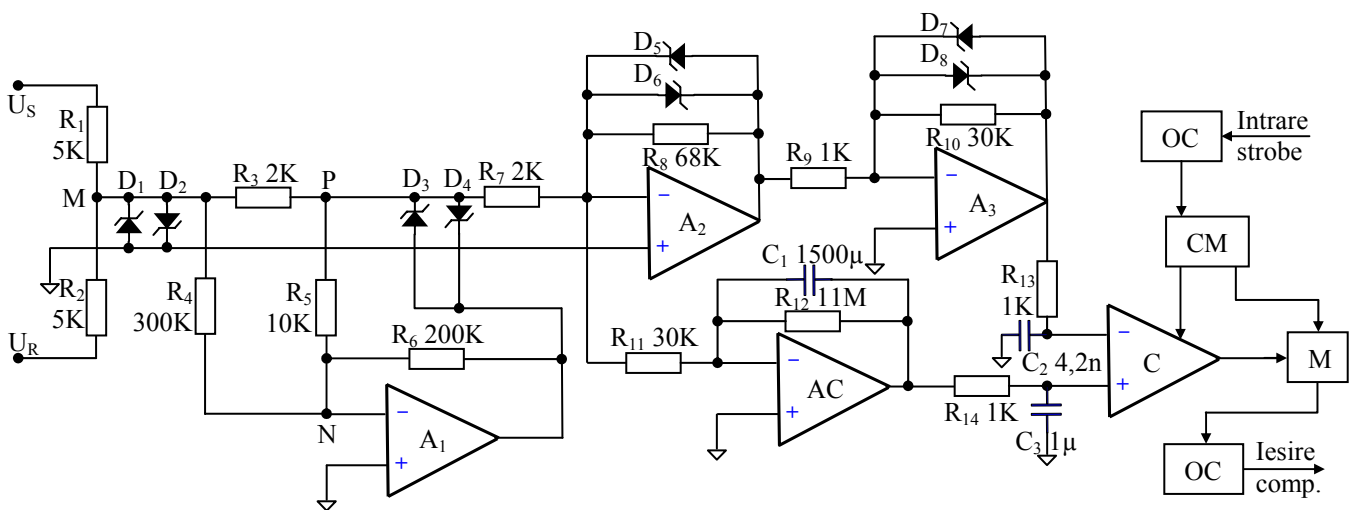


Fig.4.43 Comparator cu compromis sensibilitate - timp de răspuns bun

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 Ω , 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 μ 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 ÷ D_8 , au rezistența de semnal mic de aproximativ 0,7 M Ω , 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 ± 6 mV.

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

Schema prezentată în figura 4.43 are o sensibilitate de 1,5 μ V, un timp de răspuns de 30 μ s la o depășire cu 10 μ 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 μ V/°C și în condițiile dinamice cele mai grele se modifică cu mai puțin de ± 5 μ V.

Zgomotul raportat la intrare este de 8 μ 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 AO₁ și AO₂ împreună cu diodele D₁ și D₂ și cu rezistențele R₁, R₂, R₃, R₄, R₅ și R₁₀ realizează un circuit redresor dublă alternanță, de precizie. Amplificatorul operațional AO₃ împreună cu rezistențele R₇, R₈ și tranzistorul T₂ formează un convertor tensiune - curent, iar amplificatorul operațional AO₄, rezistența R și condensatorul C, un circuit de mediere.

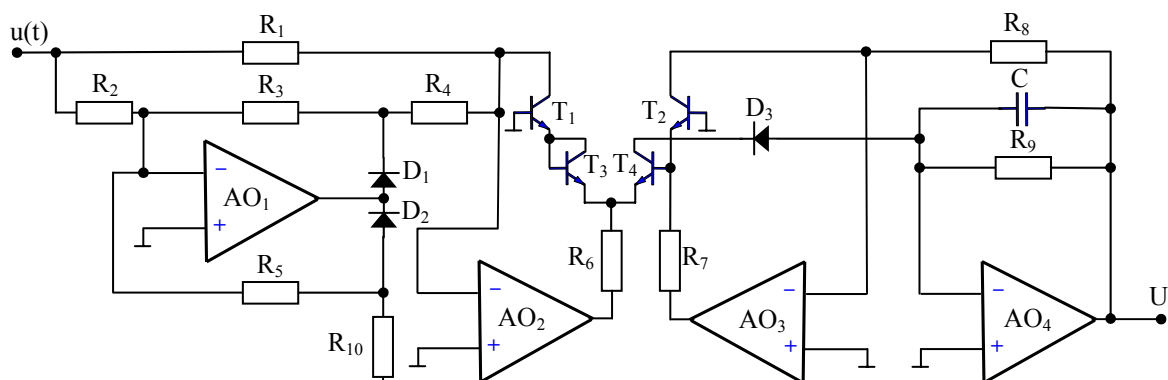


Fig.4.44. Schema simplificată a convertorului ca-cc de valori efective

Referitor la tranzistorii T₁, T₂, T₃, T₄ 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_{BE}, tensiunea termică V_T, și curentul de saturație I_S, 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_{BE}:

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

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 βA 726 termostatate 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 βA 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).

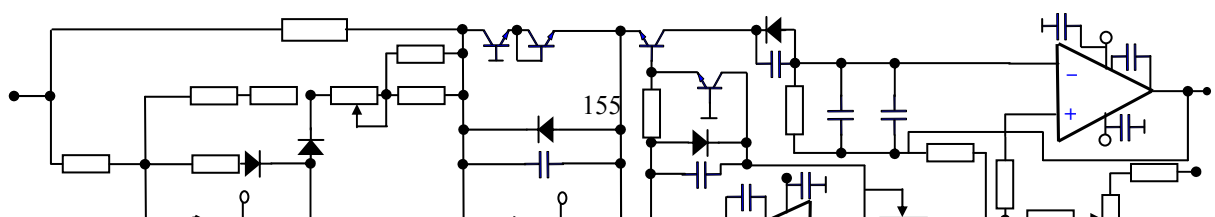


Fig.4.45 Schema convertorului ac-cc de valoare efectivă

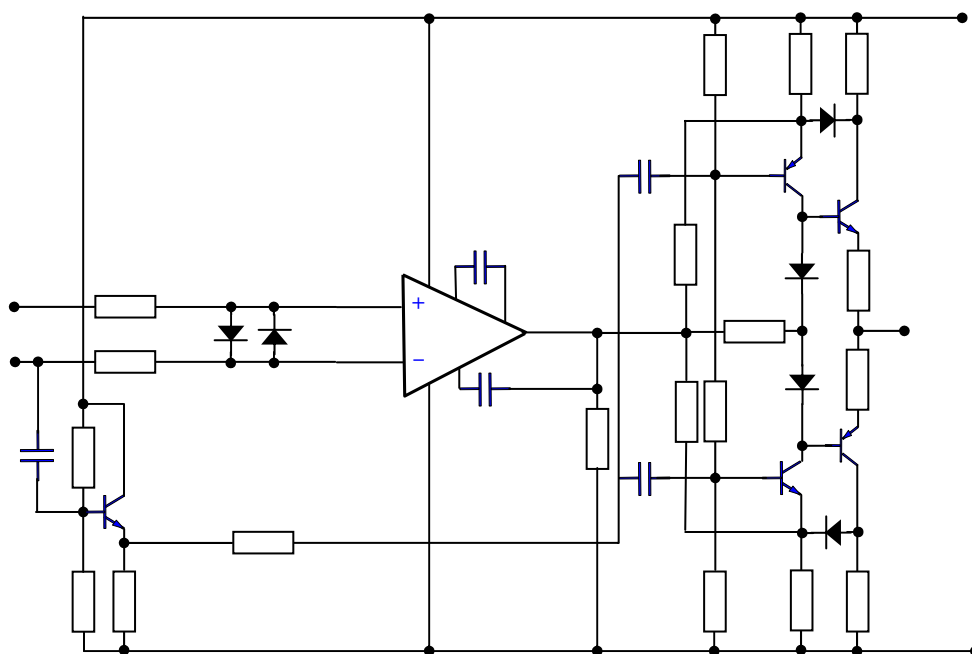


Fig.4.46. Schema AO folosite la realizare redresorului de precizie

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 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-cc, 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 100V - 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.

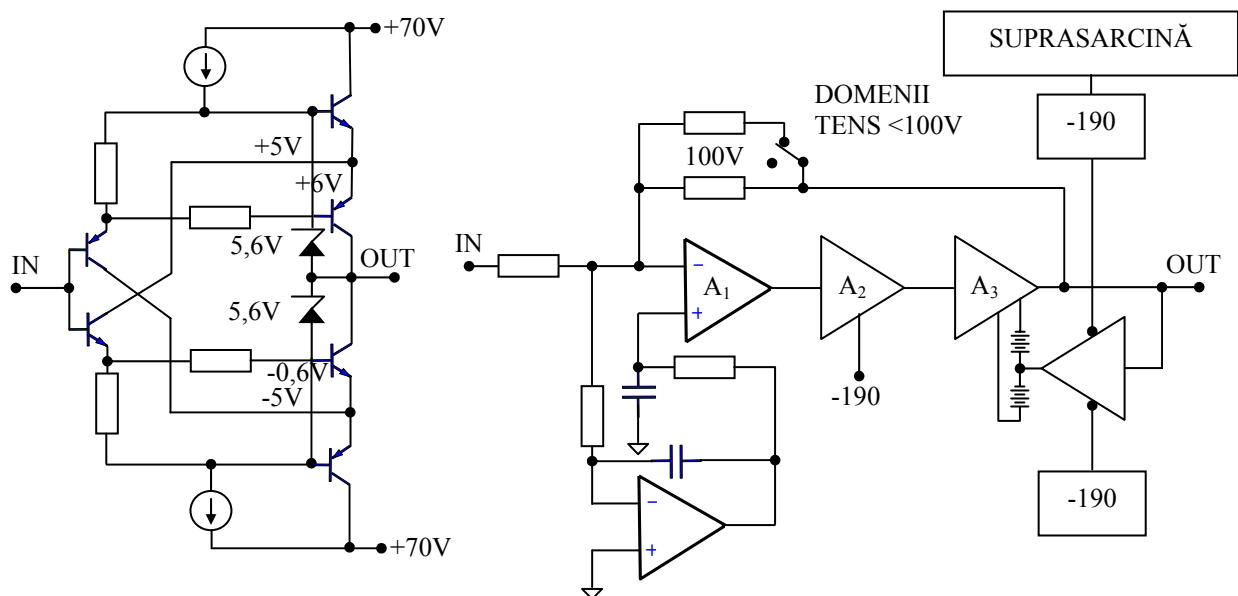


Fig. 4.47 Amplificatoare de tensiune

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

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

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.

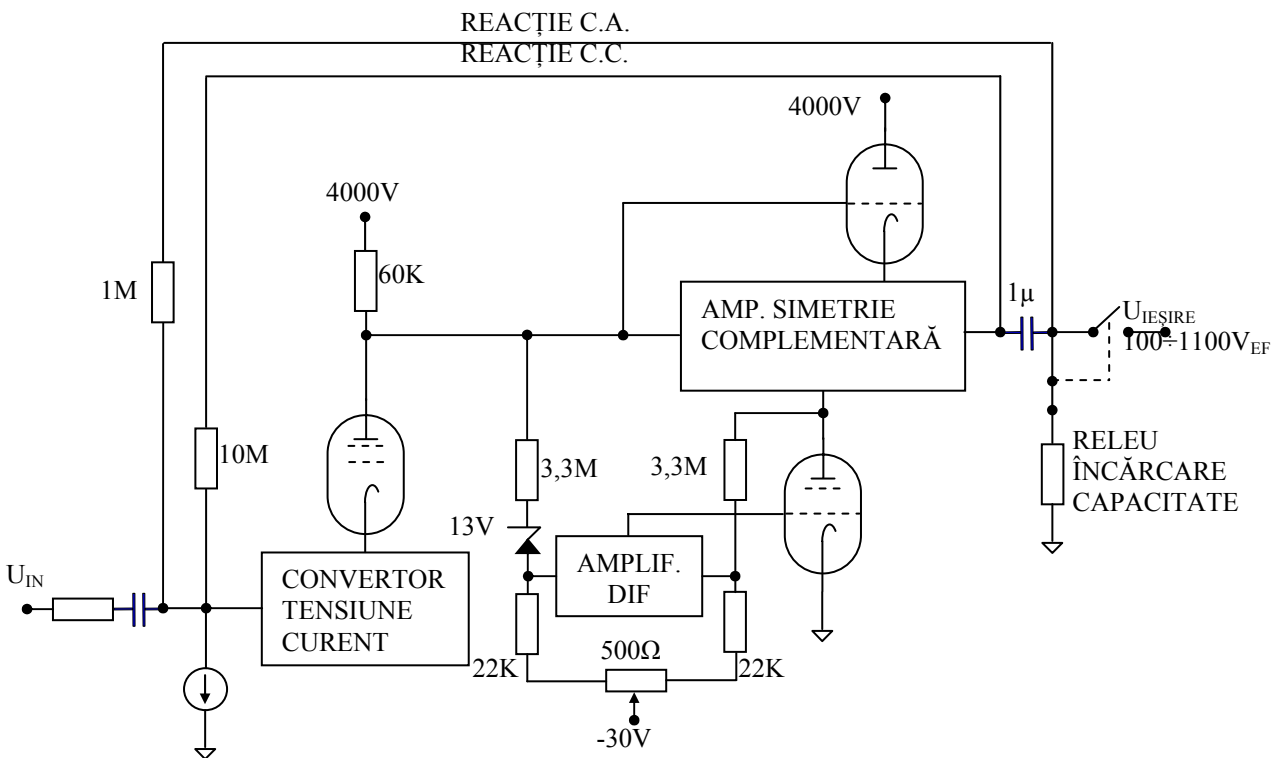


Fig. 4.48 Amplificator de înaltă tensiune

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_{eff} (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 Q₂ și Q₄ au rolul de a realiza rezistențe comandate în drena tranzistoarelor Q₁ și Q₃, comanda fiind în antifază datorită separatorului de polaritate. Amplificarea mare în buclă deschisă, dublată de o reacție globală realizată prin rezistențele R₂ și R₁ determină ca tensiunea de la ieșire să aibă aceeași formă de variație cu cea de la intrare.

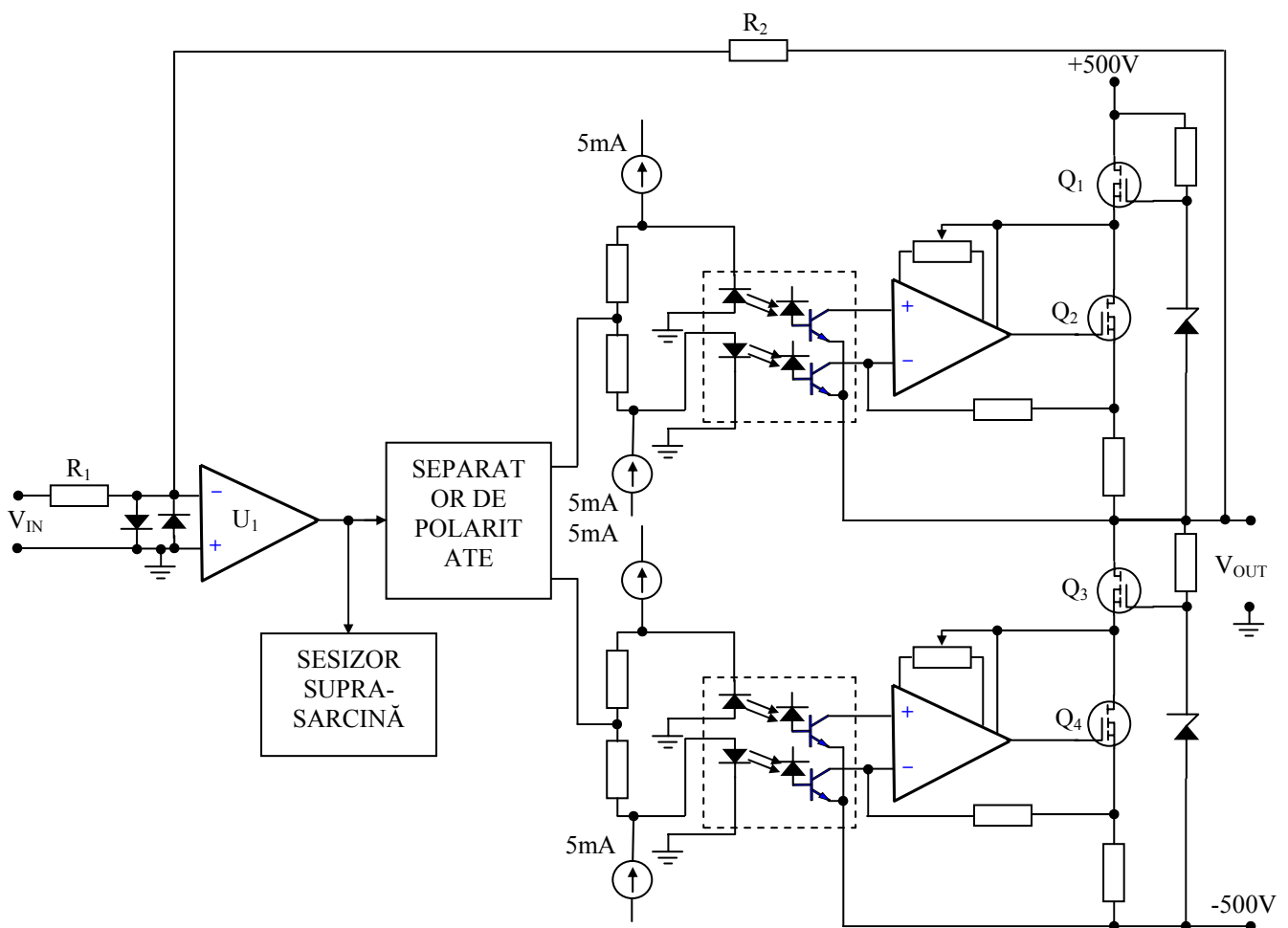


Fig. 4.49 Amplificator de înaltă tensiune având tranzistoare VMOS în etajul final.

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.

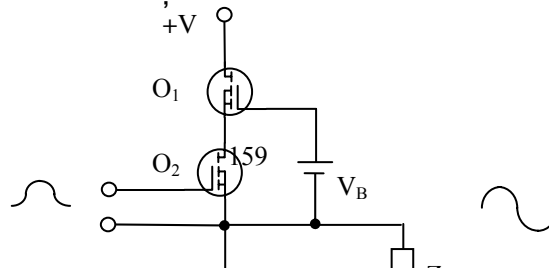


Fig. 4.50 Principiul etajului de ieșire al amplificatorului de tensiune

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).

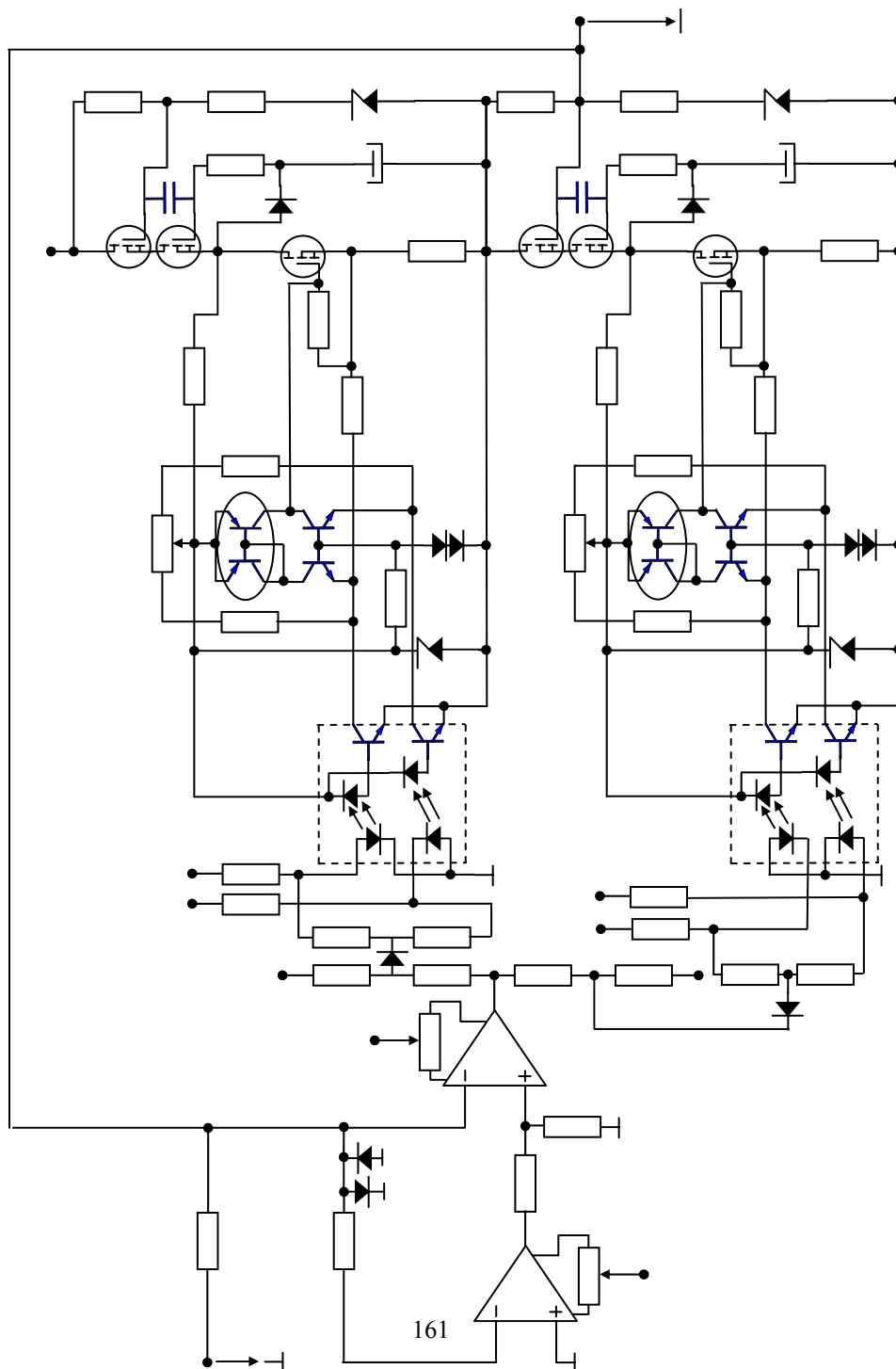


Fig. 4.51. Schema amplificatorului de tensiune.

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 (τ_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 β 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 Ω .

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 împerechiați 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 D₂ este blocată și nu apare semnal luminos diferențial care să comande etajul driver al semialternanței negative.

În semialternanța negativă dioda D₂ conduce iar dioda D₁ 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 R₂₄ respectiv R₃₁, iar tranzistorii Q₂ respectiv Q₄ își micșorează amplificarea. Datorită reacției negative, această scădere a amplificării în etajul final tinde să fie compensată prin creșterea tensiunii de ieșire a AO₁. 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 R₁ și R₂ 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: A₀ este amplificarea în buclă deschisă a lui AO₁,

G_m este transconductanța etajului final,

A_r este amplificarea cu reacție (R₂/R₁) iar,

R'_L este rezistența echivalentă de ieșire.

Pentru valorile tipice AO₁ = 10⁵, G_m = 0,02, A_r = 40, iar R_L = 200V/50mA = 4 kΩ rezultă ε_U = 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.

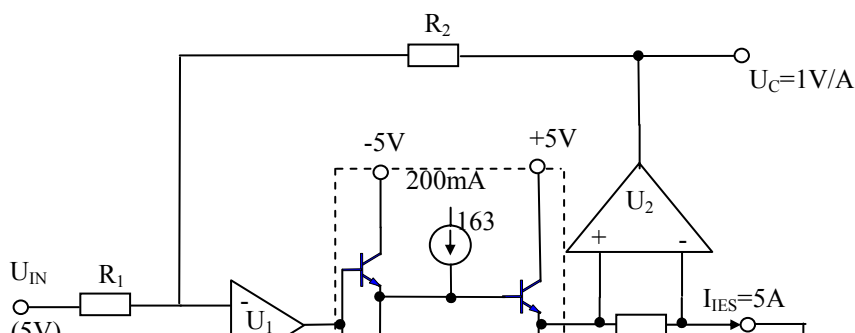


Fig. 4.52 Schema de principiu a amplificatorului de transconductanță

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.

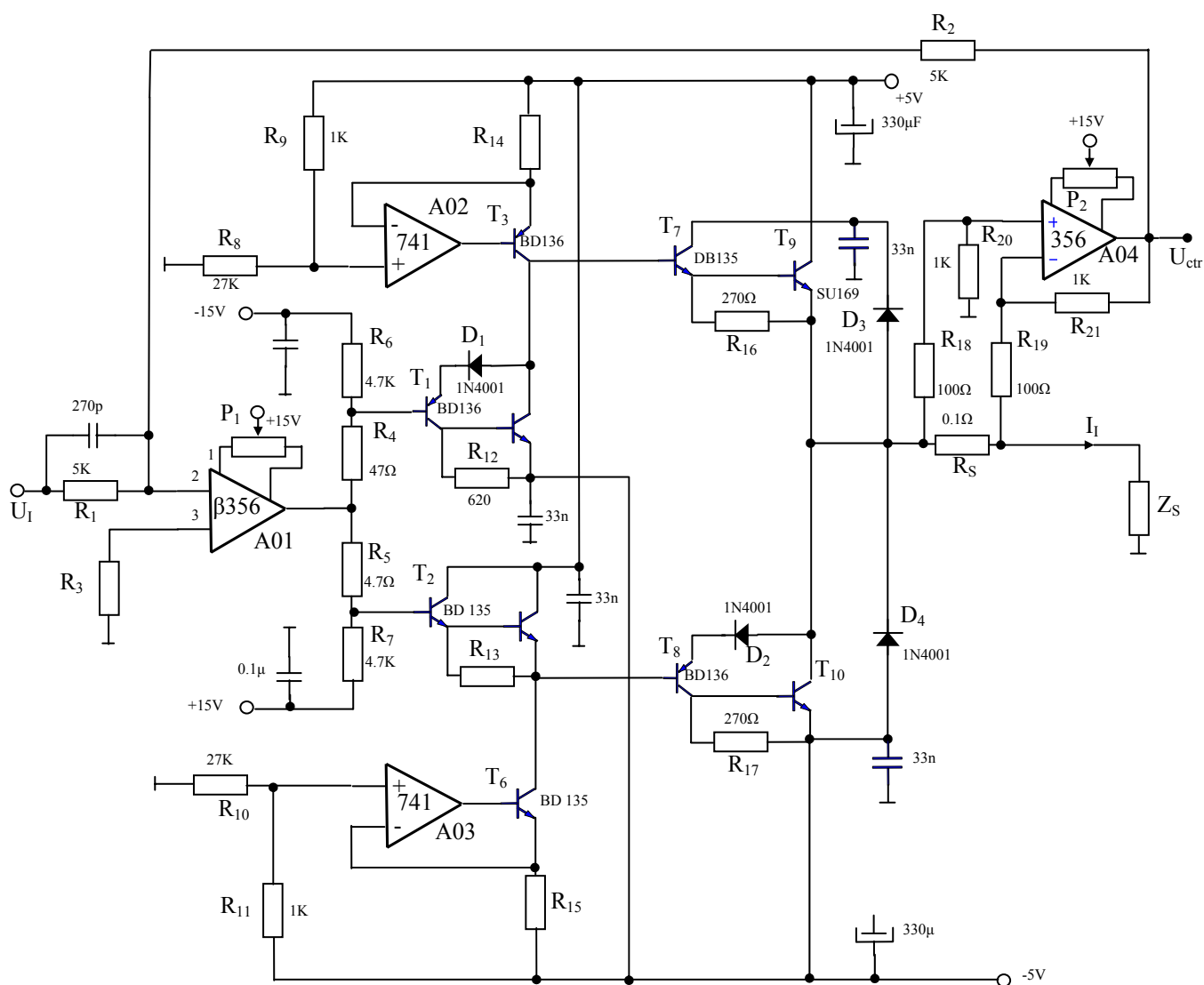


Fig. 4.53. Amplificator de transductanță

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 17cm 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 $2,2\ \Omega/\text{m}$, 27cm 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_{OUT} a circuitului urmărește tensiunea de intrare U_{IN} , iar în a doua fază, numită “memorare”, U_{OUT} rămâne constantă și la valoarea avută în momentul trecerii din “eșantionare” în “memorare”. Printre sursele de erori ce afectează U_{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”.

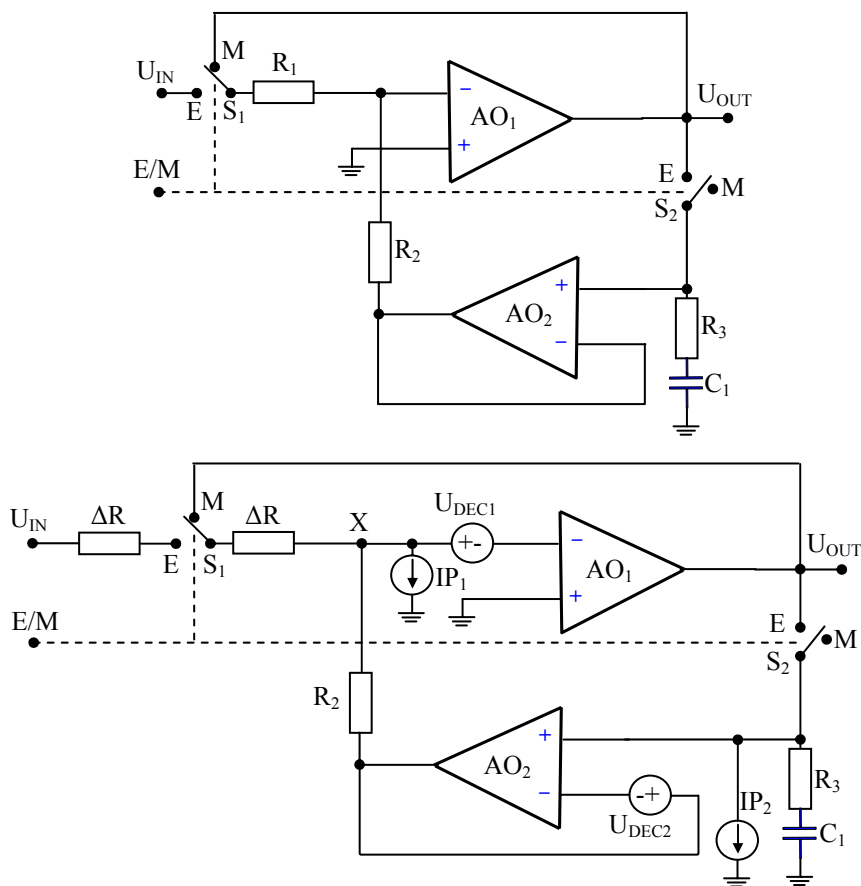


Fig.4.54 Circuit de eșantionare și memorare

În faza E amplificatorul AO₂ este repetor pentru U_{OUT}, iar OA₁ este în montaj de amplificator inversor cu amplificarea R₂/R₁. Prin urmare, tensiunea pe condensatorul de memorare C este U_{MEMORAT} = -U_{IN}·R₂/R₁.

În faza M, tensiunea memorată este repetată de AO₂, iar la ieșirea amplificatorului inversor realizat cu OA₁, se obține U_{OUT} = -U_{MEMORAT}·R₁/R₂ = U_{IN}.

În figura 4.54.b s-au considerat tensiunile de decalaj U_{DEC1} la intrarea inversoare a lui OA₁, U_{DEC2} la intrarea inversoare a lui AO₂ și s-a notat cu I_{p1} și I_{p2} curenții de polarizare la intrările de interes ale amplificatoarelor operaționale. Cu ΔR s-a notat diferența dintre valoarea rezistenței cheii S₁ 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 ΔR .

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 Δt 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.