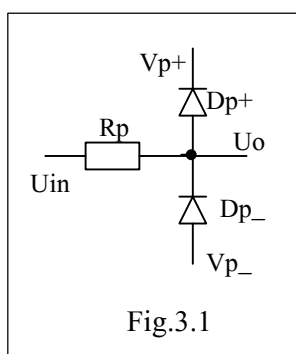


Etaje de protecție

Cele mai simple circuite de protecție utilizate în structurile electronice de măsurare sunt limitatoarele de tensiune cu diode. Aceste circuite sunt realizate în structura R-D (rezistor de limitare - diode), unul din cele mai răspândite și eficiente modele de protecție bipolară la suprasarcini accidentale pe calea semnalului util fiind reprezentat în fig.3.1. Diodele D_{p+} și D_{p-} sunt diode picoamperice și se potențializează cu tensiunile de prag V_{p+} și V_{p-} , permițând trecerea semnalului de intrare cu formă de undă nealterată cât timp valoarea sa instantanee se menține în domeniul $(V_{p+} + V_d; V_{p-} - V_d)$. Avantajul principal al variantei este independența factorului de transfer de caracteristica neliniară a diodelor (în regim normal de funcționare).

Pentru valori U_{in} din afara domeniului de trecere, circuitul limitează amplitudinea semnalului la valorile extreme ale intervalului, diferența dintre această amplitudine și limitele de protecție fiind căderea de tensiune pe rezistența de protecție R_p .



Viteza de operare a protecției depinde de performanțele de regim dinamic ale diodelor utilizate. Sistemul se regăsește în structura etajelor de intrare a multor circuite dedicate prelucrării semnalelor analogice (multiplexoare, amplificatoare operaționale, etc.), cu specificația că V_{p+} și V_{p-} sunt chiar tensiunile de alimentare.

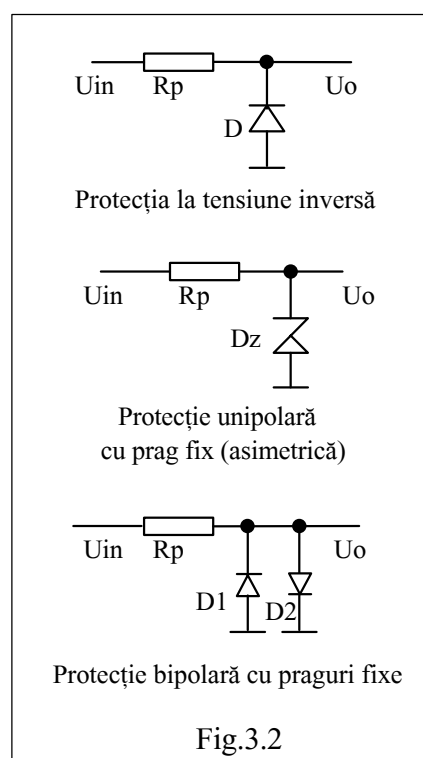
Observații:

1) Tensiunile de potențializare V_{p+} și V_{p-} trebuie să provină din surse care pot absorbi, respectiv debita curent prin R_p , astfel încât să producă pe aceasta o cădere de tensiune corespunzătoare. Cele mai simple astfel de surse sunt stabilizatoarele parametrice;

2) Valorile pragurilor de tensiune V_{p+} și V_{p-} se dimensionează în funcție de nivelul de intrare admis la intrarea blocurilor de prelucrare analogică, caracterizat prin valoarea nominală și factorul de creastă ale semnalului de intrare;

3) Rezistorul de limitare R_p poate reprezenta o sursă suplimentară de eroare prin căderea de tensiune pe care o produce pe calea semnalului util datorată curentului de intrare în blocul de prelucrare următor. Eroarea de transfer este minimă dacă impedanța de intrare în blocul respectiv este mult mai mare decât valoarea R_p .

Protecția unipolară sau bipolară a circuitelor din structura instrumentelor electronice se poate realiza și în variante mai simple, atunci când nu se impun restricții severe privind liniaritatea. În fig.3.2 sunt reprezentate soluții constructive pentru aceste variante, la care pragurile de protecție sunt fixe, determinate de caracteristicile statice și dinamice ale diodelor semiconductoare. Protecțiile se realizează împotriva polarizării inverse și a tensiunilor superioare celei nominale, indiferent de durata.



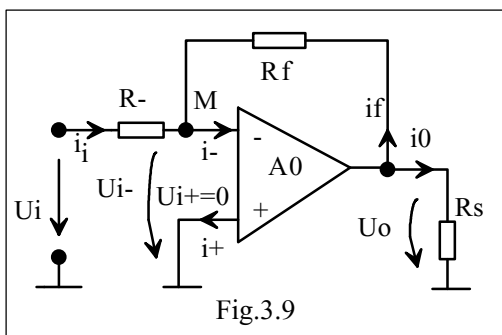
Protecția intrărilor de curent se realizează cu siguranțe fuzibile rapide.

Amplificatoare elementare de măsurare

În sistemele de achiziția datelor și în instrumentele numerice de tip multimetru, condiționarea semnalelor analogice (amplificare, filtrare, conversie în tensiune) se realizează cu circuite cu amplificatoare operaționale de uz curent sau speciale. Din acest motiv s-a considerat binevenită trecerea în revistă a principalelor scheme elementare de utilizare a amplificatoarelor operaționale.

Amplificatorul inversor

Ipoteze simplificatoare: $A_{d0} = U_o/U_{Id} = \infty \Rightarrow U_{Id} = 0$, adică: $U_{I+} = U_{I-}$ (aproximarea este cu atât mai corectă cu cât A_d este mai mare).



Dacă $U_{I+} = 0$, și $U_{I-} = U_{I+}$, rezultă că punctul M este *punct virtual de masă* (punct izolat al cărui potențial față de masă este nul).

Curenții I_- și I_+ sunt nuli.

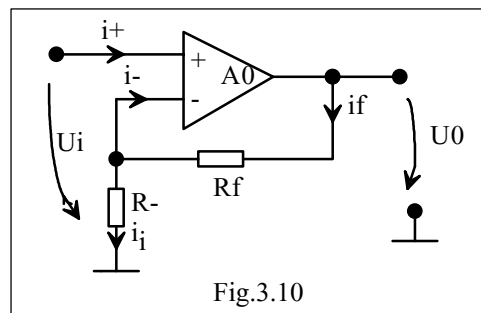
Fie R_f - rezistența de reacție, I_f - curentul de reacție și M - punctul virtual de masă:

$$I_I = -I_f \Rightarrow U_I/R_- = -U_o/R_f \Rightarrow$$

$$U_o/U_I = A_U = -R_f/R_-.$$

Amplificarea conexiunii inversoare este determinată doar de raportul a două componente exterioare: R_f (rezistența de reacție) și R_- (rezistența de intrare). Deoarece M este punct virtual de masă, rezultă $R_I = R_-$. Semnul "--" din relația amplificării sugerează inversarea fazei semnalului, relația fiind cu atât mai conformă cu realitatea cu cât A_0 este mai mare.

Amplificatorul neinversor



Aproximații simplificatoare:

$$U_{I-} = U_{I+}; \quad I_- = I_+ = 0; \quad I_f = \frac{U_o - U_I}{R_f};$$

$$I_I = U_I/R_-; \quad I_f = I_I;$$

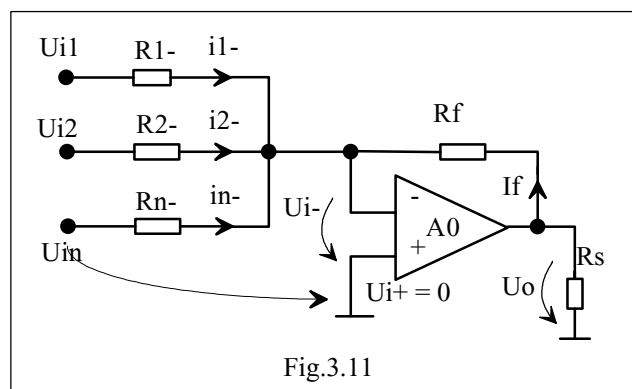
$$\frac{U_o - U_I}{R_f} = \frac{U_I}{R_-} \Rightarrow \frac{U_o - U_I}{U_I} = \frac{R_f}{R_-} = \frac{U_o}{U_I} - 1$$

$$\text{de unde:} \quad A_U = 1 + \frac{R_f}{R_-}$$

Impedanța de intrare, cu ipotezele simplificatoare de mai sus, este infinită. În realitate impedanța de intrare este foarte mare ($\times 10\text{M}\Omega$). Semnalul de ieșire urmărește, ca sens de variație, semnalul de intrare.

Reacția amplificatorului neinversor este identică reacției amplificatorului operațional inversor (între ieșire și intrare inversoare, deci o reacție negativă). Amplificarea conexiunii neinversoare este puțin superioară celei a conexiunii inversoare, avantajul esențial constând în impedanța de intrare foarte mare.

Amplificatorul sumator



În ansamblu, conexiunea este inversoare:

$$\sum_{k=1}^n I_{k-} = -I_f$$

(considerând aceleași aproximații ca mai sus).

$U_{I-} = U_{I+} = 0$; $\sum_{k=1}^n \frac{U_{Ik}}{R_{k-}} = -\frac{U_0}{R_f}$, rezultând dependența intrare ieșire:

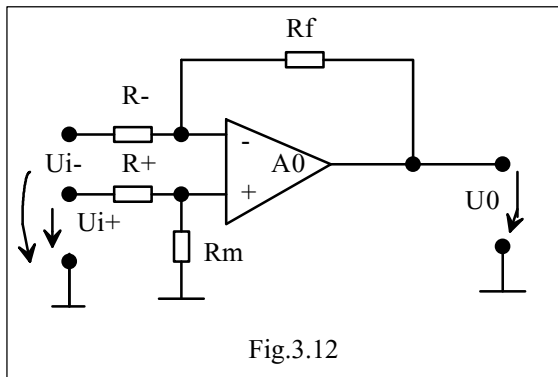
$$U_0 = -R_f \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_{k-}} U_{Ik}$$

Particularizare:

$$R_{Ik} = R_I = \text{const.} \Rightarrow U_0 = -\frac{R_f}{R_I} \sum_{k=1}^n U_{Ik}$$

Relația anterioară corespunde sumatorului echiponderal (pondera U_{Ik} în U_0 este aceeași, indiferent de k). În general, ponderea fiecărei tensiuni U_{Ik} în U_0 este diferită ($-R_f/R_{k-}$).

Amplificatorul diferențial



Dependența intrare-ieșire se găsește prin aplicarea principiului superpoziției:

$$U_0(U_{I+}, U_{I-}) = U_0(U_{I+})|_{U_{I-}=0} + U_0(U_{I-})|_{U_{I+}=0} =$$

$$= \left(1 + \frac{R_f}{R_-}\right) \frac{R_m}{R_+ + R_m} U_{I+} - \frac{R_f}{R_-} U_{I-}$$

Deoarece $1 + \frac{R_f}{R_-} > \frac{R_f}{R_-}$ (amplificarea conexiunilor inversoare și neinversoare diferă) intrarea neinversoare primește tensiunea de intrare nu direct, ci prin intermediul divizorului (R_+ și R_m). Pentru ca dependența: $U_0(U_{I+}, U_{I-})$ să fie de forma: $U_0 = A_r(U_{I+} - U_{I-})$ este necesar ca:

$$\left(1 + \frac{R_f}{R_-}\right) \frac{R_m}{R_+ + R_m} = \frac{R_f}{R_-} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{R_m}{R_m + R_+} = \frac{R_f}{R_-} \left(1 - \frac{R_m}{R_m + R_+}\right) \Rightarrow$$

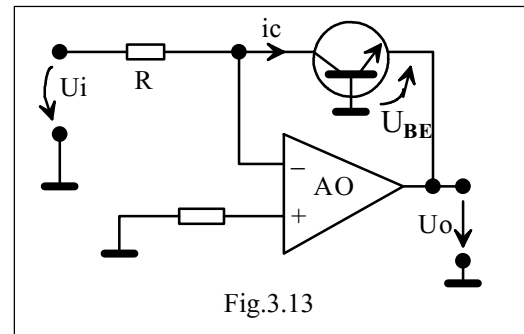
$$\Rightarrow \frac{R_m}{R_m + R_+} = \frac{R_f}{R_-} \frac{R_+}{R_m + R_+} \Rightarrow R_m R_- = R_f R_+.$$

Valoarea R_- este impusă de impedanța de intrare; R_f rezultă imediat, pentru asigurarea amplificării necesare; $R_m + R_+$ rezultă din egalitatea $R_m + R_+ = R_-$, pentru asigurarea egalizării impedanțelor de intrare pe cele două intrări.

Din condițiile:

$R_m / R_+ = R_f / R_-$ și: $R_m + R_+ = R_-$ rezultă R_m și R_+ , deci modificarea amplificării presupune două rezistențe variabile.

Amplificatorul logaritmic



$$I_C = I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \Rightarrow \frac{I_C}{I_{CS}} + 1 = e^{\frac{U_{BE}}{U_T}};$$

$U_0 = -U_{BE}$; la temperatura de 27°C (300K), tensiunea termică are valoarea:

$$U_T = kT/e^- = \frac{1,38 \times 10^{-19} \times 300}{1,6 \times 10^{-23}} \approx 26\text{mV};$$

unde e^- este sarcina electronului.

$$\ln \left(\frac{I_C}{I_{CS}} + 1 \right) = \frac{U_{BE}}{U_T} \Rightarrow -U_{BE} = U_0 =$$

$$= -U_T \ln \left(\frac{I_C}{I_{CS}} + 1 \right) = -U_T \ln \left(\frac{U_I}{R I_{CS}} + 1 \right)$$

Deoarece I_{CS} are o valoare foarte mică, $\frac{U_I}{R I_{CS}} \gg 1$,

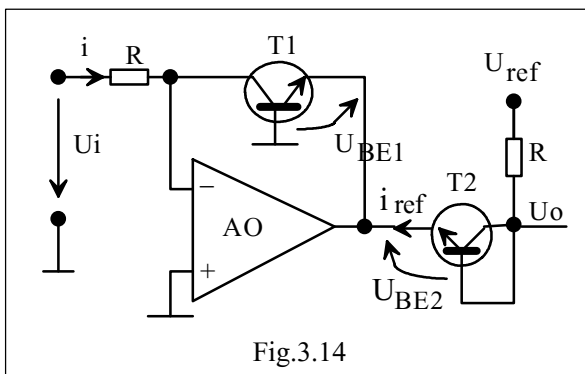
și atunci:

$$U_0 = -U_T \ln \frac{U_I}{R I_{CS}} = -U_T \ln U_I + U_T \ln R I_{CS} =$$

$$= -U_T \ln U_I + V_o;$$

în care $U_T \ln R I_{CS}$ este constant iar V_o reprezintă tensiunea de decalaj la ieșire.

Amplificatorul logaritmîc are tensiunea de ieșire proporțională cu logaritmul natural al tensiunii de intrare. Dezavantajul schemei anterioare este prezența tensiunii de offset la ieșire, care este constantă doar la temperatura de calibrare, și pentru un anumit tranzistor (I_{CS} este variabil de la un tranzistor la altul). Variantele practice de amplificatoare logaritmice au circuite auxiliare de eliminare a influenței temperaturii (fig.3.14).



$$U_o = U_{BE2} - U_{BE1}; \quad I_{ref} = V_{ref} / R;$$

$$U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{CS2}}; \quad U_{BE1} = U_T \ln \frac{I}{I_{CS1}};$$

$$U_o = U_T \ln \frac{\frac{I_{ref}}{I_{CS2}}}{\frac{I}{I_{CS1}}} = U_T \ln \left(\frac{I_{ref}}{I} \frac{I_{CS1}}{I_{CS2}} \right)$$

Dacă T_1 este identic cu T_2 (prin aplicarea procesului tehnologic asupra aceluiași cristal în care se realizează ambele tranzistoare, cu capsulă comună, alcătuind un *tranzistor dual*), atunci $I_{CS1} = I_{CS2}$ și rezultă:

$$\begin{aligned} U_o &= U_T \ln \frac{I_{ref}}{I} = -U_T \ln \frac{I}{I_{ref}} = \\ &= -U_T \ln \frac{U_I}{R} + U_T \ln I_{ref} \end{aligned}$$

Utilizarea amplificatorului logaritmîc vizează toate aplicațiile în care U_I variază într-un domeniu foarte larg.

Amplificatoare de măsurare

Amplificatorul de instrumentație

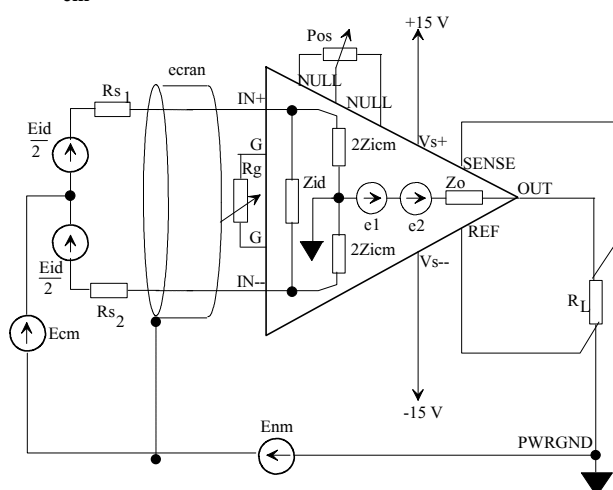
Acest tip de amplificator de măsurare se definește ca fiind un circuit destinat detectării și amplificării cu mare acuratețe a unor semnale utile ce i se oferă ca diferență de potențial între terminalele de intrare. Amplificarea sa poate lua valori (uzual) în gama 1...1000 și poate fi ajustată prin modificarea valorii unui singur rezistor exterior.

Un amplificator de instrumentație ideal răspunde doar la tensiunea de intrare diferențială, atât timp cât tensiunea de mod comun V_{cm} (ce afectează în egală măsură ambele intrări) nu depășește nivelul tensiunii de alimentare.

Prin urmare, aplicațiile practice ale amplificatorului de instrumentație se referă la situațiile în care semnalul util este afectat de tensiuni de mod comun ce nu depășesc domeniul tensiunilor de alimentare ale amplificatorului

$$(-V_s, +V_s).$$

Schema bloc generică a unui amplificator de instrumentație însoțit de sursa de semnal afectată de V_{cm} este cea de mai jos:



Față de tensiunea de intrare diferențială E_{id} (semnalul util) amplificatorul de instrumentație prezintă impedanța de intrare diferențială Z_{id} (cu caracter preponderent rezistiv), iar față de tensiunea de intrare de mod comun V_{cm} - impedanța de intrare de mod comun Z_{icm} .

Z_{id} se măsoară între pinii de intrare, iar Z_{icm} între ambii pini de intrare (legați împreună) și masa sursei de alimentare.

Pentru un amplificator de instrumentație ideal, atât Z_{id} cât și Z_{icm} sunt infinite. În situațiile reale, aceste valori, deși foarte mari, sunt finite, fapt ce se răsfrânge asupra funcționării amplificatorului prin apariția unor erori.

Eroarea globală de funcționare a unui amplificator de instrumentație se prezintă ca o sumă de erori parțiale, fiecare fiind generată de câte o cauză distinctă.

Principalele cauze ce produc erori de măsurare cu amplificatorul de instrumentație sunt:

- valoarea finită a impedanțelor diferențială și de mod comun
- dezechilibrul impedanței sursei de semnal
- drift-ul (deriva) tensiunii de offset
- curenții de intrare de polarizare și de offset și drift-ul acestora

Eroarea potențială ce ar putea fi generată de valoarea nenulă a impedanței de ieșire este anulată constructiv prin terminalul SENSE dedicat preluării tensiunii de reacție chiar din borna "caldă" a impedanței de sarcină.

Eroarea generată de valoarea finită a impedanței de intrare

Faptul că atât Z_{id} cât și Z_{icm} au valori finite conduce la apariția unei erori de câștig datorate căderilor de tensiune pe rezistența internă a sursei de semnal (R_{s1}, R_{s2}).

Această eroare nu este întotdeauna neglijabilă, valoarea sa calculându-se după relația:

$$\Delta G = 1 - \frac{Z_i}{Z_i + R_s} = \frac{R_s}{Z_i + R_s} \sim \frac{R_s}{Z_i}$$

în care se consideră $Z_i \gg R_s$

Exemplu: Dacă $R_s = 10 \text{ k}\Omega$ iar $Z_i = 10 \text{ M}\Omega$, rezultă $\Delta G = 10^{-3}$ și $\gamma_G\% = 0,1 \%$

Observație: Dacă Z_{icm} nu este afectată de valoarea prescrisă a câștigului, Z_{id} depinde de câștig, fapt ce a impus ca specificațiile de catalog să ofere valoarea Z_{id} în situația cea mai defavorabilă.

Eroarea generată de dezechilibrul impedanței sursei de semnal

Această eroare se manifestă prin apariția unei tensiuni diferențiale de intrare parazite de valoare:

$$\Delta E_{id} = (E_{cm} + E_{nm}) \frac{\Delta R_s}{R_{icm} + R_s} =$$

$$= (E_{cm} + E_{nm}) \frac{R_{s1} - R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2} + R_{icm}}$$

Această tensiune va fi amplificată de amplificatorul de instrumentație la fel ca și semnalul util E_{id} , fiind o tensiune parazită de mod normal ce nu poate fi separată de semnal, producând o eroare care nu poate fi eliminată.

Valoarea tipică a dezechilibrului impedanței sursei de semnal pentru care sunt oferite specificațiile electrice în majoritatea cataloagelor este $1\text{ k}\Omega$.

Exemplu: Pentru $R_{s1}=1\text{ k}\Omega$, $R_{s2}=0$, $E_{cm}+E_{nm}=10\text{ V}$, $R_{icm}=100\text{ M}\Omega$ rezultă:

$$\Delta E_{id} = 10 \frac{10^8}{10^8 + 10^3} = \frac{10^4}{10^8 + 10^3} \sim 10^{-4} = 0,1\text{ mV}$$

Dacă presupunem că sursa de semnal util este un termocuplu, a cărui tensiune de ieșire nu depășește nivelul zecilor de milivolți, atunci, considerând o valoare de 20 mV pentru limita superioară a nivelului semnalului util, eroarea la capăt de scală va fi:

$$\gamma_{\%} = (0,1 / 20) \cdot 100 = 0,5\%$$

Această valoare este destul de mare, ținând seama că ea se produce la capăt de scală; în prima jumătate a domeniului de funcționare, eroarea va fi substanțială, atingând valori inacceptabile chiar pentru cele mai puțin pretențioase structuri de măsurare.

Eroarea generată de drift-ul tensiunii de offset

Amplificatorul de instrumentație este constituit, de regulă, din două blocuri funcționale distincte:

- un etaj de intrare, cu câștig reglabil și tensiunea de offset V_{osi} ;
- un etaj de ieșire, cu câștig fix (unitar) și tensiunea de offset V_{oso} ;

Valoarea tensiunii de offset globale (totale) raportată la intrare este: $E_{osi}=V_{osi}+V_{oso}/G$ iar valoarea offset-ului total raportat la ieșire este:

$$E_{oso} = V_{oso} + G V_{osi}$$

Observație: Valoarea inițială a tensiunii de offset nu este semnificativă, deoarece toate amplificatoarele de instrumentație sunt dotate cu posibilitatea anulării valorii inițiale a offset-ului. Foarte importantă este însă valoarea drift-ului tensiunii de offset, precizată în specificațiile de catalog prin limita maximă, ($\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ sau $\text{nV}/^{\circ}\text{C}$).

Drift-ul (deriva) tensiunii de offset poate avea mai multe cauze, cele care produc efecte sensibile fiind:

- variația temperaturii mediului ambiant;
- perioada de funcționare.

Efectul cel mai pronunțat îl are drift-ul termic.

Deriva tensiunii de offset are de asemenea două componente:

- o componentă corespunzătoare etajului de intrare (cu câștig reglabil);
- o componentă corespunzătoare etajului de ieșire (cu câștig fix).

Din relațiile de calcul pentru tensiunea de offset globală se poate observa că, în cazul valorilor reduse ale câștigului, drift-ul etajului de ieșire va fi predominant, iar la valori mari ale câștigului, va fi determinant drift-ul etajului de intrare.

Referind drift-ul total de ieșire la intrare, drift-ul efectiv al intrării va fi mai mare pentru valori mici ale lui G . Drift-ul ieșirii este minim pentru câștiguri mici.

Exemplu: Fie un amplificator de instrumentație cu următoarele valori ale drift-urilor tensiunilor de offset:

$$\frac{\Delta V_{osi}}{\Delta \theta} = 2 \frac{\mu\text{V}}{^{\circ}\text{C}} \quad \text{și} \quad \frac{\Delta V_{oso}}{\Delta \theta} = 500 \frac{\mu\text{V}}{^{\circ}\text{C}}$$

câștigul fiind ajustat la valoarea $G = 1000$. Dacă potențiometrul de anulare a offset-ului inițial se ajustează la temperatura ambiantă $\theta_a=25^{\circ}\text{C}$, atunci, la temperatura de funcționare de 75°C , tensiunea de offset raportată la intrare va fi:

$E_{osi}(75^{\circ}\text{C}) = (75-25) (2 + 500 / 1000) = 125\text{ mV}$
Pentru un semnal util cu valoarea de capăt de scală 10 mV , această tensiune perturbatoare va produce o eroare relativă: $\gamma_{\%} = (0,125 / 10) \cdot 100 = 1,25\%$, destul de mare, având în vedere faptul că se manifestă asupra unei valori de capăt de scală, spre începutul scalei valoarea sa devenind inacceptabilă.

Eroarea generată de curenții de intrare de polarizare și de offset

Curenții de intrare de polarizare (bias) circulă spre sau dinspre cele două intrări ale amplificatorului de instrumentație și reprezintă curenții de bază ai tranzistoarelor bipolare sau

curenții de scurgere ai tranzistoarelor cu efect de câmp din etajul de intrare al amplificatorului.

Curentul de offset reprezintă dezechilibrul (diferența) curenților de intrare de polarizare. Circulând prin rezistența internă a sursei de semnal, curenții de polarizare vor produce o cădere de tensiune ce va avea efectul unui offset la intrare:

$$E_{os+} = R_{s1} I_{b+} ; \quad E_{os-} = R_{s2} I_{b-}$$

Dacă presupunem că: $R_{s1} = R_{s2} = R_s / 2$, atunci offset ul echivalent la intrare va fi:

$$E_{osi} = 0,5 R_s (I_{b+} - I_{b-}) = 0,5 R_s I_{os}$$

Eroarea relativă procentuală se obține prin referirea directă a E_{osi} la E_{id} .

Observație: Dacă sursa de semnal nu are masa comună cu sursa de alimentare, atunci nu există nici o cale de închidere a curenților de polarizare ($R_{s1}=R_{s2}=\infty$) și amplificatorul se va satura.

Așa cum se observă din schema generică a amplificatorului de instrumentație, tensiunea de ieșire are două componente:

- una proporțională cu tensiunea diferențială de intrare: $e_1 = A_d E_{id}$

- una proporțională cu tensiunea de mod comun:

$$e_2 = A_{cm} (E_{cm} + E_{nm})$$

Amplificarea diferențială A_d este chiar valoarea prescrisă a câștigului (G). Amplificarea pe modul comun, A_{cm} , se definește ca raport între G și factorul de rejecție a modului comun:

$$A_{cm} = G / CMR$$

Ideal, $CMRR = \infty$. În realitate, $CMRR < \infty$ de aceea tensiunile de mod comun afectează, într-o oarecare măsură, tensiunea de ieșire. Condiționarea amplificatorului de instrumentație constă în limitarea acestei influențe la valori inferioare rezoluției de măsurare.

Mărimi caracteristice ale amplificatorului de instrumentație

Impedanța de mod comun reprezintă impedanța măsurată între intrări și masă, fiind oferită în forma: $R_{icm} // C_{icm}$.

Rejecția modului comun

Amplificatorul de instrumentație ideal are tensiunea de ieșire nulă atunci când nu există semnal diferențial la intrare, ambele intrări fiind afectate de aceeași tensiune de mod comun. CMR este raportul dintre tensiunea de mod comun de la intrare și efectul său la ieșire, exprimat sub formă logaritmică:

$$CMR = 20 \log \frac{E_{icm}}{E_{cm o}} \text{ [dB]}$$

Exemplu: pentru un amplificator de instrumentație cu $CMR = 80 \text{ dB}$, o tensiune de intrare de mod comun cu valoarea $E_{icm} = 1 \text{ V}$ va produce o tensiune de ieșire $E_{cmo} = 0,1 \text{ mV}$

Raportul rejecției modului comun este raportul dintre amplificarea sa diferențială și cea de mod comun:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}}$$

Tensiunea de mod comun se definește ca medie aritmetică a tensiunilor de intrare:

$$E_{cm} = \frac{E_{in+} + E_{in-}}{2}$$

Răspunsul în frecvență la funcționarea nominală este frecvența maximă a unui semnal sinusoidal pentru care amplificatorul de instrumentație poate livra la ieșire valorile de vârf nominale de tensiune și curent, fără a introduce distorsiuni semnificative.

Neliniaritatea este abaterea caracteristicii de transfer de la linia dreaptă, exprimată în procente din $V_{omax \text{ v-v'}}$.

Timpul de revenire din suprasarcină este timpul necesar unui amplificator de instrumentație pentru a reveni din saturație în funcționarea normală.

Timpul de stabilizare (settling time) este timpul scurs între momentul aplicării unui semnal treaptă la intrare și momentul intrării tensiunii de ieșire în zona de liniștire corespunzătoare valorii finale.

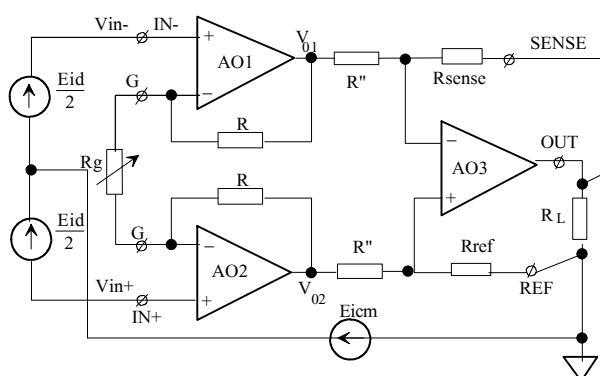
Viteza de variație (slew rate) este viteza maximă de variație a tensiunii nominale de ieșire.

Drift-ul tensiunii de offset și al curenților de polarizare și de offset se definește ca dependență a acestora de temperatură sau de timp.

Varianta clasică a amplificatorului de instrumentație

Așa-numita "variantă clasică" a amplificatorului de instrumentație este reprezentată de un circuit cu trei amplificatoare operaționale, structurat pe două etaje distincte:

- un etaj de intrare cu câștig reglabil prin modificarea unui singur rezistor extern;
- un etaj de ieșire cu câștig fix, unitar, a cărei funcție este rejectia tensiunilor de mod comun.



Pentru determinarea dependenței intrare-ieșire vom aplica principiul superpoziției:

$$V_{01} = V_{01}(in+) |_{in-=0} + V_{01}(in-) |_{in+=0}$$

$$V_{02} = V_{02}(in+) |_{in-=0} + V_{02}(in-) |_{in+=0}$$

$$V_{01} = \left(1 + \frac{R}{R_g}\right) \left(E_{icm} - \frac{E_{id}}{2}\right) + \left(-\frac{R}{R_g}\right) \left(E_{icm} + \frac{E_{id}}{2}\right) = E_{icm} - \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \frac{E_{id}}{2}$$

$$V_{02} = -\frac{R}{R_g} \left(E_{icm} - \frac{E_{id}}{2}\right) + \left(1 + \frac{R}{R_g}\right) \left(E_{icm} + \frac{E_{id}}{2}\right) = E_{icm} + \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \frac{E_{id}}{2}$$

$$V_o = -\frac{R_{sense}}{R''} V_{01} + \frac{R_{ref}}{R_{ref} + R''} V_{02} \left(1 + \frac{R_{sense}}{R''}\right)$$

$$\begin{aligned} V_o &= -\frac{R_{sense}}{R''} \left[E_{icm} - \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \frac{E_{id}}{2} \right] + \frac{R_{ref}}{R_{ref} + R''} \left(1 + \frac{R_{sense}}{R''}\right) \left[E_{icm} + \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \frac{E_{id}}{2} \right] = \\ &= E_{icm} \left[-\frac{R_{sense}}{R''} + \frac{R_{ref}}{R_{ref} + R''} \left(1 + \frac{R_{sense}}{R''}\right) \right] \end{aligned}$$

$$+ \frac{E_{id}}{2} \left[\frac{R_{sense}}{R''} \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) + \frac{R_{ref}}{R_{ref} + R''} \left(1 + \frac{R_{sense}}{R''}\right) \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \right]$$

Observație: Tensiunea de mod comun la intrarea lui AO₃ are valoarea:

$$E_{cm \text{ AO3}} = 0,5 (V_{01} + V_{02}) = E_{icm}$$

Prin urmare, AO₃ suportă integral tensiunea de intrare de mod comun, revenindu-i în exclusivitate rolul rejectiei acestei tensiuni.

Pentru ca AO₃ să lucreze cu CMRR maxim, este necesar să aibă câștig unitar, condiție care impune dimensionarea: $R_{sense} = R_{ref} = R''$

În aceste condiții, dependența intrare-ieșire devine:

$$\begin{aligned} V_o &= E_{icm} \left(-1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\right) + \\ &+ \frac{E_{id}}{2} \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\right) = \left(1 + \frac{2R}{R_g}\right) E_{id} \end{aligned}$$

Faptul ca valoarea CMRR nu este infinită își găsește justificarea în imperfecta împerechere a rezistoarelor R_{sense} , R_{ref} și R'' .

Aplicațiile amplificatorului de instrumentație

acoperă toate situațiile în care semnalele utile de nivel redus sunt afectate de tensiuni de mod comun ce nu depășesc domeniul (-10, +10) V:

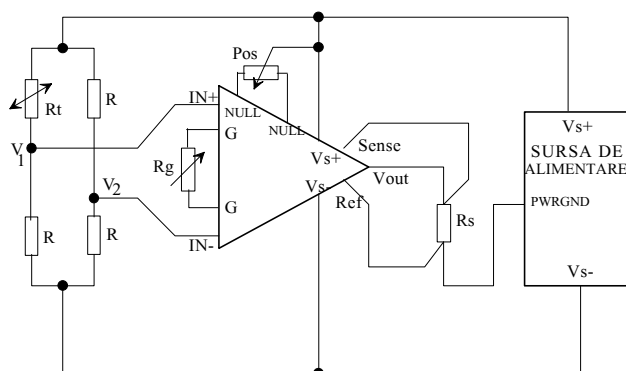
- scheme de măsurare în punte cu traductoare tensometrice rezistive sau termorezistive
- scheme de măsurare a temperaturii cu termocuple
- scheme de măsurare a curentului cu șunturi în brațe ce au ambele extremități potențializate
- pentru condiționarea semnalelor în aparatura medicală și /sau în sistemele de măsurare automată.

Schema de măsurare cu traductor rezistiv în punte simplă

$$E_{id} = V_1 - V_2; \quad V_1 = \frac{R}{R + R_T} V_{s+};$$

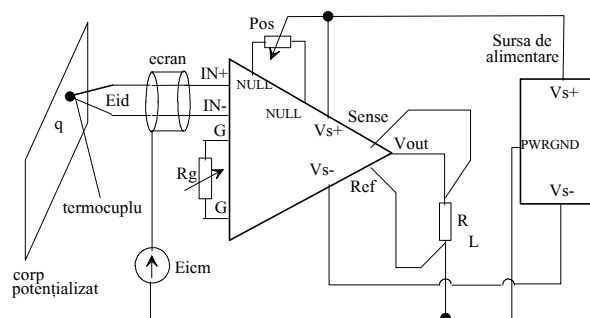
$$V_2 = \frac{1}{2} V_{s+}; \quad E_{icm} = \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

Pentru a afla funcția de transfer: $V_o = V_o(\Delta R)$, în care ΔR reprezintă variația rezistenței traductorului corespunzătoare unei variații Δm a mărimii măsurate, se înlocuiește valoarea R_T cu valoarea $R_T + \Delta R$, rezultând $E_{id}(\Delta R)$ și $E_{icm}(\Delta R)$.



Deoarece atât E_{id} cât și E_{icm} depind de ΔR , este necesar ca E_{icm} să fie complet rejectată la nivelul amplificatorului de instrumentație.

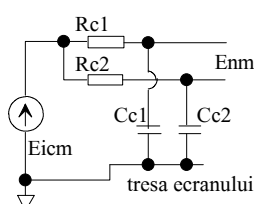
Schema de măsurare a temperaturii cu termocuplu



Metode suplimentare de eliminare a influențelor perturbatoare

Aceste metode au în vedere eliminarea, sau cel puțin diminuarea până la valori acceptabile, a influențelor câmpurilor electrice și magnetice perturbatoare ce își manifestă efectul asupra semnalului util.

Influențele acestor câmpuri apar sub forma unor cuplaje capacitive și / sau inductive asupra cablurilor ce aduc semnalul util la intrarea amplificatorului de instrumentație, cuplaje care induc în acestea semnale parazite de mod normal ce nu vor fi rejectate de amplificator, acesta neputându-le decela de semnalul util.



Pentru aceasta este necesară protecția cablurilor de intrare împotriva câmpurilor perturbatoare.

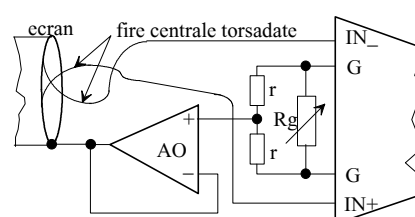
Torsadarea (răsucirea) conductoarelor "calde" reprezintă o metodă de protecție împotriva cuplajelor inductive.

Ecranarea este o metodă de eliminare a influențelor manifestate prin cuplaj capacitiv sau prin curenți de scurgere. Dacă tresa ce ecranează cablul este conectată la masa sursei de alimentare, mai ales în cazul cablurilor lungi, apare o tensiune de intrare diferențială de mod normal datorată distribuției inegale a tensiunii de mod comun pe capacitățile dintre firele "calde" și tresa cablului. Acest fapt se datorează diferențelor inerente ce apar între rezistențele celor două conductoare ca și între capacitățile acestora față de tresa. Eliminarea acestui efect (care face ca, în aparență, ecranarea să nu aibă nici un efect benefic) se realizează prin potențializarea tresei cablului ecranat cu tensiunea de mod comun. În acest fel se anulează, practic, tensiunile cu care se încarcă C_{c1} și C_{c2} , anulându-se astfel și tensiunea perturbatoare de mod normal.

Tensiunea de mod comun, E_{icm} , nu este întotdeauna accesibilă, fiind necesară reconstituirea sa la nivelul amplificatorului de instrumentație. Analizând schema variantei clasice a amplificatorului de instrumentație, se observă că E_{icm} se regăsește, dublată, la bornele rezistenței R_G (de ajustare a câștigului).

Reconstituirea E_{icm} se face preluând diferența de potențial ($U_{g1} - U_{g2}$) prin intermediul unui divizor format din două rezistențe egale. Tensiunea rezultantă va reprezenta semnalul de intrare într-un repetor realizat cu un AO uzual care, având o impedanță mică de ieșire, va putea potențializa tresa cablului ecranat (care reprezintă o sarcină capacitivă a cărei mărime depinde de lungimea și capacitatea specifică a cablului).

Un alt avantaj este și acela că, în acest caz, ecranul se conectează într-un punct ușor accesibil (lângă amplificatorul de instrumentație).



Amplificatoare cu câștig programabil

Amplificatoarele cu câștig programabil (PGA) sunt blocuri funcționale din structura oricărui sistem de măsurare automată la care este implementată autoscalarea (AUTORANGE).

Autoscalarea - funcție obișnuită a instrumentației moderne, presupune optimizarea domeniului de măsurare al instrumentului de măsurare în funcție de mărimea de măsurat, astfel încât să fie asigurată rezoluția maximă.

Reglarea amplificării se realizează în trepte. Reglajul continuu se face destul de rar, acest gen de reglare fiind utilizat mai des în aparatura casnică (audio-video) sau sistemele de reglare a debitului sau temperaturii. În aproape toată instrumentația (casnică sau profesională) de fabricație recentă există tendința de a discretiza toate comenzile, indiferent dacă mărimea controlată este analogică sau numerică, prin utilizarea convertoarelor numeric-analogice și, de aceea, cea mai frecvent întâlnită modalitate de reglare a amplificării (câștigului) este reglarea în trepte (cu valori fixe aflate în rapoarte prestabilite, în funcție de valorile nominale ale domeniilor de măsurare).

Reglarea în trepte a amplificării, utilizată frecvent la amplificatoarele de măsurare, se realizează relativ ușor. La majoritatea circuitelor de amplificare, valoarea câștigului se stabilește prin ajustarea unei singure rezistențe.

În locul rezistorului care determină câștigul se conectează o rețea rezistivă comutată cu chei electronice, pentru fiecare treaptă de amplificare fiind introdus în circuit rezistorul care determină câștigul dorit.

Cheile cu care se comută rețeaua rezistivă sunt de tip analogic, comandate numeric prin intermediul unor decodificatoare al căror cuvânt de comandă poate avea 2, 3 sau 4 biți (un cuvânt de comandă de 4 biți, de exemplu, oferă posibilitatea reglării câștigului în 16 trepte) cuvinte mai lungi, corespunzătoare mai multor trepte de amplificare, utilizându-se doar în cazuri speciale.

Considerentele principale în alegerea variantei (configurației) sunt:

- influența rezistenței cheii în conducție (r_{on}) asupra rezistenței care determină câștigul;

- influența drift-ului rezistenței cheii în conducție asupra amplificării;
- valoarea maxim admisibilă a diferenței de potențial la bornele cheii în stare blocată;
- curentul de scurgere prin cheia blocată și drift-ul său în funcție de temperatură (de menționat că, în condițiile relizării majorității cheilor analogice în structura CMOS, drift-ul cu temperatura al curentului de scurgere al cheii produce dublarea acestui curent la orice creștere a temperaturii cu 10°C).

Primele două considerente impun conectarea cheilor pe căile de curenți slabi (de obicei, cheile se dispun spre intrările AO sau se utilizează pentru comutarea unor rezistoare de valori mari), astfel ca ponderea rezistenței în conducție a cheii să fie neesențială în rezistența totală comutată.

O primă variantă, recomandată *pentru tensiuni de intrare mici*, este reprezentată în fig.2.1.

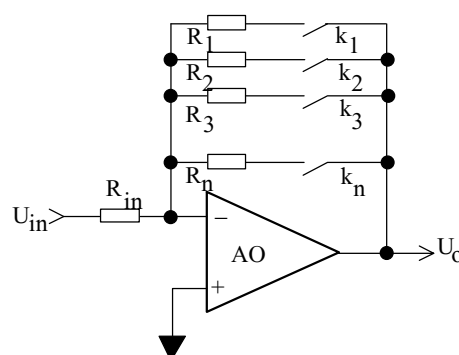


Fig.2.1

Pentru fiecare treaptă, valoarea câștigului este:

$$A = -\frac{R_i + r_{on i}}{R_{in}}$$

Datorită drift-ului cu temperatura al rezistenței cheilor în conducție, amplificarea va avea o abatere de la valoarea prescrisă, abatere care, pe întreg domeniul de temperatură de funcționare impus, nu trebuie să conducă la o eroare asupra tensiunii de ieșire care să fie comparabilă cu valoarea rezoluției de măsurare:

$$U_{in} \left(\frac{\Delta A}{\Delta \theta} D_{\theta \text{ impus}} \right) \leq \frac{1}{2^N} U_o$$

Dezavantajul schemei de mai sus constă în variația curentului de decalaj la intrare odată cu

variația rezistenței totale de pe calea de reacție, R_i , $i=1\dots n$ (prin ponderarea $R_i \parallel R_{in}$), ceea care are ca efect tensiune de offset diferită pe fiecare treaptă de amplificare.

Varianta se utilizează mai ales în cazurile în care cheile k_i sunt electromecanice (relee).

Tensiunile de intrare nu pot depăși valorile corespunzătoare tensiunilor de alimentare ale AO nici chiar accidental, de aceea utilizarea acestei variante presupune asocierea cu circuite de protecție pe intrare.

O a doua modalitate, utilizată tot pentru situațiile în care tensiunea de intrare este relativ mică, este descrisă în fig.2.2; cheile sunt introduse pe calea bornei inversoare a AO, influența lor fiind minimă, deoarece rezistența cheilor în conducție (ordinul său de mărime este $r_{on}=20\dots200\Omega$) apare înseriată cu intrarea inversoare a AO, a cărei impedanță are valori apreciable, în comparație cu care r_{on} este practic neglijabilă.

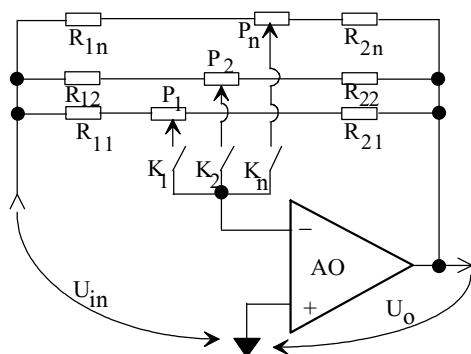


Fig.2.2

Cheile nu sunt parcurse decât de curentul de polarizare, I_b , putând fi chei de tensiune (în structura CMOS).

Potențiometrele $P_1\dots P_n$ asigură reglaje continue, independente, pentru calibrarea inițială pe fiecare treaptă de amplificare. *Dezavantajele* schemei sunt: numărul relativ mare de rezistoare, de necesitatea utilizării unor chei cu curenți de scurgere foarte mici și de impedanța de intrare redusă care impune asocierea cu un repetor cu AO la intrare.

Pentru tensiuni de intrare mari ($\times 100V$) pot fi utilizate variante derivate din schemele de mai sus, cărora li se asociază circuite de protecție la supratensiuni.

Varianta cu dublete de chei sincronizate are câte două chei pentru fiecare treaptă de amplificare (fig.2.3).

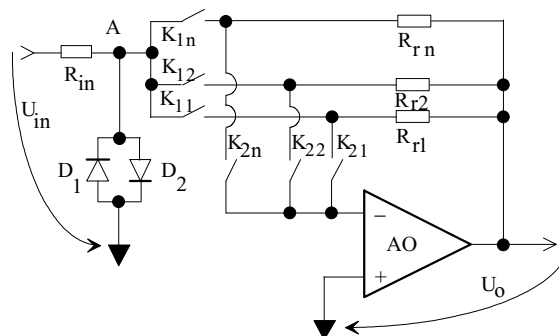


Fig.2.3

Singura condiționare a schemei este ca rezistența de intrare să fie mult mai mare decât rezistența cheilor în conducție: $R_{in} \gg r_{on}$. Această condiție se îndeplinește, de obicei, în mod automat, deoarece există întotdeauna tendința (la proiectare) de a realiza o impedanță de intrare cât mai mare a amplificatorului.

Deoarece impedanța de intrare este egală cu R_{in} (potențialul punctului A este potențialul masei), o valoare mare pentru R_{in} va conduce la o impedanță mare de intrare în amplificator. Cele două diode conectate antiparalel limitează potențialul punctului A la valoarea $\pm 0,7 V$ pe perioada în care toate cheile sunt blocate.

Observație: Pentru păstrarea acurateții măsurării este necesar să se țină seama de căderea de tensiune pe R_{in} datorată curenților de scurgere prin diodele D_1 și D_2 în regim normal de funcționare, când nu sunt deschise complet.

Caracteristica reală a diodelor nu are ca origine (în cadranul I) punctul de coordonate (0,7;0) ci chiar originea sistemului de axe (fig.2.4). La tensiuni de polarizare în sens direct situate sub nivelul "de deschidere" (0,7V) diodele nu sunt complet blocate. Pentru măsurări de precizie este necesar să se facă o estimare a căderii de tensiune pe R_{in} produsă de curenții de polarizare directă a diodelor. Această cădere de tensiune apare ca o eroare de mod normal la intrarea amplificatorului, provocând la ieșire o eroare egală cu eroarea de la intrare multiplicată cu câștigul amplificatorului.

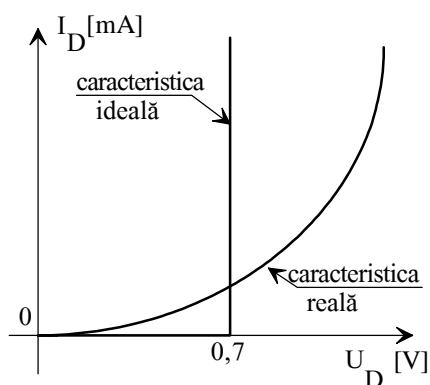


Fig.2.4

Pentru ca măsurarea să-și păstreze acuratețea este necesar ca eroarea de la ieșire să fie mult mai mică decât rezoluția de măsurare "r", relația de dimensionare total acoperitoare fiind:

$$(\Delta U_o)_{\max} = 0,1 r$$

Amplificatoarele cu câștig programabil sunt disponibile și în variantă integrată, fiind fabricate de multe firme producătoare de circuite integrate analogice (ex.: Analog Devices, Burr-Brown, Fairchild, etc.) într-o varietate largă, care poate răspunde oricăror cerințe de proiectare.

O schema bloc principală, valabilă pentru aproape toate PGA, este cea din fig.2.5, incluzând un amplificator de instrumentație căruia i s-a asociat o structură comutabilă pentru reglarea câștigului. Rețeaua rezistivă conține, de regulă, și divizorul cu care se reconstituie tensiunea de mod comun, necesară potențializării ecranului cablului prin care semnalul util este adus la intrarea PGA.

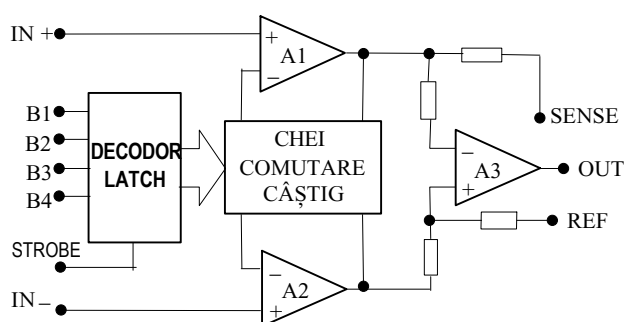


Fig.2.5

Comanda schimbării factorului de transfer (a câștigului) este transmisă numeric, pe 4 biți, fiind decodificată pentru activarea cheilor corespunzătoare.

Rețeaua rezistivă este dimensionată, de obicei, pentru o progresie binară a factorilor de amplificare care pot fi programați (de exp.: 1; 2; 4; 8;...ș.a.m.d.).

Decodorul este prevăzut (prin proiectare) cu circuite "latch" (cu memorare), comanda de modificare a valorii câștigului poate să fie dată pe o durată scurtă, simultan cu activarea semnalului STROBE.

Circuitul integrat PGA poate să mai conțină, pe lângă structura minimală din schema de mai sus, și alte circuite anexe (buffer de ieșire cu câștig programabil, driver pentru potențializarea ecranului, ș. a.).

Noțiuni elementare despre sisteme de măsurare cu autoscalare

Sistemele de măsurare cu autoscalare sunt sisteme cu posibilitatea ajustării automate a factorului de scară în scopul măsurării oricărei mărimi de intrare cu maximă rezoluție.

Modalitatea în care este abordată problema implementării acestei funcții în structurile de măsurare depinde direct de tipul respectivelor structuri; în majoritatea cazurilor, funcția de autoscalare (AUTORANGE) este realizată la structuri de măsurare electronice, analogice sau numerice, care condiționează semnalul de intrare utilizând PGA.

Amplificarea PGA este controlată, la structurile analogice, prin intermediul unor comparatoare cu fereastră, a căror mărime de ieșire controlează circuitele de comutare a treptelor de amplificare. Lărgimea ferestrei comparatoarelor se alege astfel încât comutarea de pe o treaptă inferioară de amplificare pe una superioară să fie făcută atunci când mărimea de intrare scade la valoarea $0,1X_N$ (X_N reprezentând domeniul nominal pe care era scalată structura de măsurare înainte de comutarea treptei de amplificare).

Comutarea inversă, de la o treaptă superioară de amplificare către una inferioară va fi declanșată atunci când mărimea de intrare (de măsurat) depășește valoarea de capăt de scară a domeniului pe care era scalată structura de măsurare.

Poziția blocului comparator poate fi în partea de intrare sau într-o buclă de reacție care să includă amplificatorul cu câștig programabil.

Forma bloc pentru structuri de măsurare analogice cu autoscalare

În primul caz, mărimea de intrare se compară direct cu nivele de prag prestabilite a căror deschidere (egală cu lățimea ferestrei) este:

$$U_s - U_j = 0,9 X_{Ni},$$

în care:

- U_s - valoarea nivelului pragului superior (de obicei $U_s = X_{Ni}$)
- U_j - valoarea nivelului pragului inferior (de obicei $U_j = 0,1 X_{Ni}$)
- X_{Ni} - deschiderea domeniului nominal "i" (pe care se face măsurarea și în care mărimea de intrare poate evolua fără să producă schimbarea treptei de amplificare).

Avantajul acestei variante este viteza mare de răspuns, conferită de posibilitatea ca amplificarea PGA să fie comandată direct la nivelul corespunzător măsurării cu maximă rezoluție, fără a fi parcurse faze intermediare.

O schemă bloc pentru această variantă este cea din fig.2.6.

Din punct de vedere funcțional, rețeaua de prescriere a nivelelor pragurilor și rețeaua de comparatoare formează o structură de convertor analog numeric tip flash (cu comparare directă) beneficiind de toate avantajele acestuia.

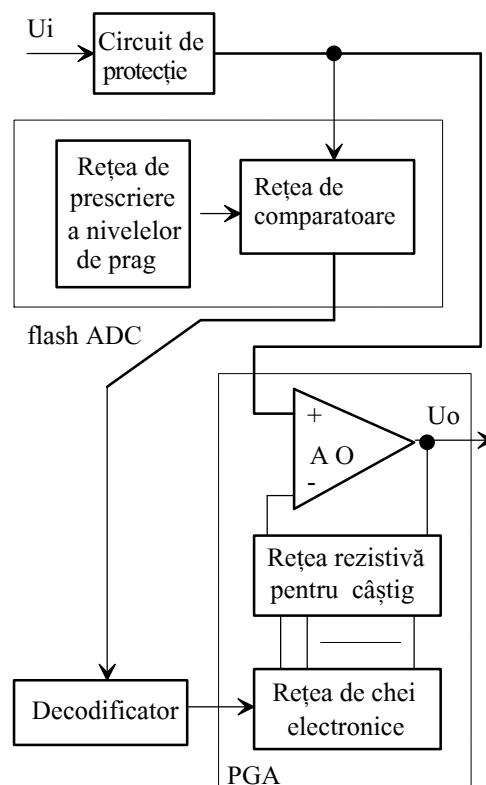


Fig.2.6

Dezavantajul care restrânge aria aplicațiilor ADC de tip flash (numărul mare de comparatoare) nu apare în acest caz, numărul comparatoarelor fiind inferior cu 1 numărului domeniilor nominale ale structurii de măsurare cu autoscalare.

În al doilea caz, controlul se face în funcție de mărimea de ieșire din amplificator, structura presupunând aceleași blocuri funcționale (fig.2.7).

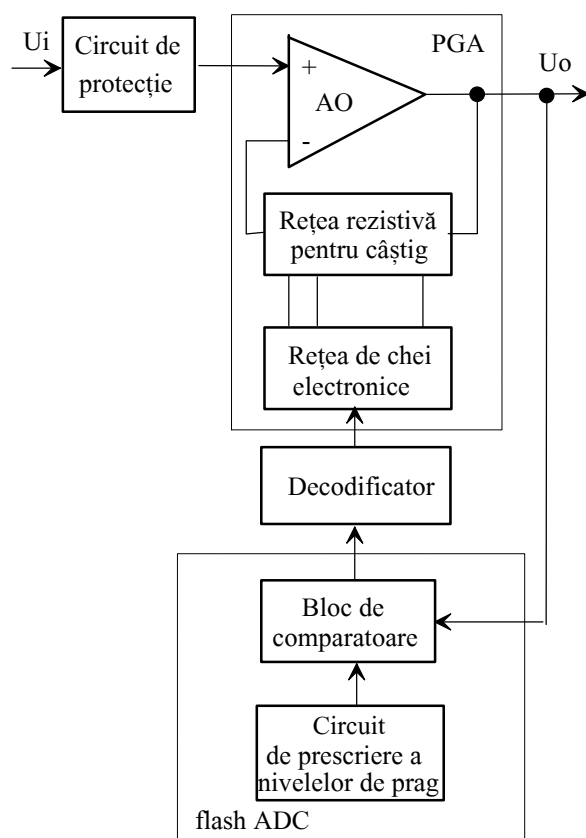


Fig.2.7

Deosebirea funcțională față de varianta descrisă anterior constă în timpul de răspuns mai lung și suprareglajul mai mare, datorită faptului că se face controlul mărimii de ieșire (U_o) după ea însăși, prin intermediul unor blocuri de prelucrare cu timp de răspuns nenul.

Observație: Dacă rețeaua de chei electronice are comenzi separate pentru fiecare cale, atunci singurul bloc numeric (decodificatorul) se reduce la un circuit combinațional cu tabela de adevăr de mai jos:

Intrări						Ieșiri					
1	2	3	4	...	n	1	2	3	4	...	n
1	0	0	0	...	0	1	0	0	0	...	0
1	1	0	0	...	0	0	1	0	0	...	0
1	1	1	0	...	0	0	0	1	0	...	0
...
1	1	1	1	...	1	0	0	0	0	...	1

Dacă rețeaua de chei electronice are o structură tip multiplexor-demultiplexor cu control în cod binar (natural) pe un număr oarecare de biți (de

obicei 2, 3 sau 4), atunci decodificatorul trebuie să realizeze o corespondență intrare-ieșire corespunzătoare codului binar (natural) pentru mărimea de ieșire, asigurând astfel comutarea treptei de amplificare a amplificatorului cu câștig programabil prin închiderea căii corespunzătoare din circuitul de reacție negativă a AO.

Comenzile cheilor electronice trebuie să fie *exclusive* pentru a evita combinații care să ducă la închiderea simultană a două sau mai multe chei. În caz contrar se pierde controlul amplificării, iar structura de măsurare va oferi o mărime de ieșire total eronată. Într-o buclă de reglare, un asemenea defect poate duce până la distrugerea sistemului supervizat.

2. Forma bloc pentru structuri de măsurare numerice cu autoscalare

În cazul structurilor de măsurare numerice, care conțin întotdeauna în structura lor funcțională un convertor analog-numeric (ADC), informația necesară comutării treptei de amplificare adecvate este preluată de la ieșirea convertorului, fiind testați unul sau mai mulți biți ai numărului binar corespunzător mărimii analogice de intrare.

ADC convertește biunivoc mărimea de intrare analogică (de obicei o tensiune) într-un număr binar definit într-unul din codurile: natural, complement față de 1, complement față de 2, binar offset-at, s.a., în funcție de caracterul mărimii de intrare (unipolară sau bipolară) și de necesitățile funcționale ale structurii de măsurare. Prin analiza numărului binar de ieșire se poate face o apreciere cantitativă a mărimii de intrare, existând astfel posibilitatea scalării corecte a structurii de măsurare pe domeniul nominal cel mai potrivit pentru măsurarea respectivei mărimi de intrare cu maxima rezoluție disponibilă. (În acest caz, rezoluția structurii de măsurare depinde în primul rând de rezoluția ADC și, în al doilea rând, de acuratețea funcțională a blocurilor de condiționare a mărimii analogice de intrare).

Exemplu:

Dacă structura de măsurare conține un ADC cu mărimea de intrare-tensiune unipolară și mărimea de ieșire în cod binar natural, atât timp cât MSB (cel mai semnificativ bit) este 0, înseamnă că

mărimea de intrare este mai mică decât jumătatea domeniului pe care se face măsurarea, convertorul oferind informații cantitative asupra mărimii măsurate doar pe $(n - 1)$ biți; în acest caz se poate reveni la rezoluția de n biți a convertorului prin comutarea treptei de amplificare a PGA la o valoare dublă față de cea curentă; mărimea de intrare în ADC va avea o valoare situată în a doua jumătate a scalei, iar informația de mărime de la ieșirea sa va fi descrisă printr-un număr binar de n biți.

Trecerea inversă, de pe un domeniu inferior pe unul superior, se face atunci când toți biții numărului binar de la ieșirea ADC sunt 1, semn că mărimea de intrare depășește valoarea de capăt de scală a ADC, fiind necesară micșorarea amplificării.

O formă bloc pentru asemenea structuri este reprezentată în fig.2.8.

Și în acest caz există mai multe variante constructiv-funcționale care diferă între ele prin structura blocului de testare și prelucrare numerică a mărimii de ieșire din ADC, locul lui și funcțiile pe care le îndeplinește.

Astfel, la sistemele de măsurare relativ simple, acest bloc funcțional este constituit de o structură hardware compusă din circuite combinaționale, (sau de un circuit comparator specializat) care controlează circuitul de comandă a cheilor în funcție de starea logică a biților testați ai numărului binar de ieșire.

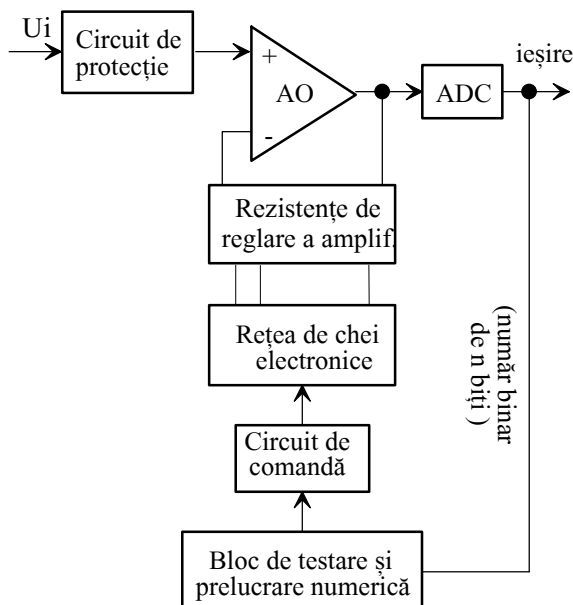


Fig.2.8

La structurile de măsurare performante, funcția de autoscalare (autorange) reprezintă doar una din funcțiile unității de prelucrare numerică a mărimii de ieșire din ADC. În acest caz, blocul de testare și prelucrare este constituit dintr-o structură cu microprocesor (μP), analiza și prelucrarea datelor (numerelor binare oferite de ADC) presupunând un aport software de cele mai multe ori substanțial din punct de vedere cantitativ și calitativ.

Important: Structurile de măsurare numerice cu μP oferă și facilitatea includerii funcțiilor de *autozero* și *autocalibrare* prin metode software.

Procedul de realizare a funcției "autozero" constă în offset-are automată a mărimii de ieșire din ADC cu valoarea (binară) corespunzătoare erorii statice globale (de c.c.) a tuturor blocurilor analogice de condiționare a mărimii de măsurat afectate de perturbații de c.c..

Autocalibrarea constă în actualizarea (cu o rată oarecare, sau numai la orice schimbare a treptei de amplificare) valorii câștigului PGA, prin înlocuirea mărimii de măsurat cu o mărime etalon, conversia sa numerică și calculul raportului real dintre numerele binare corespunzătoare U_o și U_i .

O formă bloc posibilă pentru o astfel de structură de măsurare este reprezentată în fig.2.9.

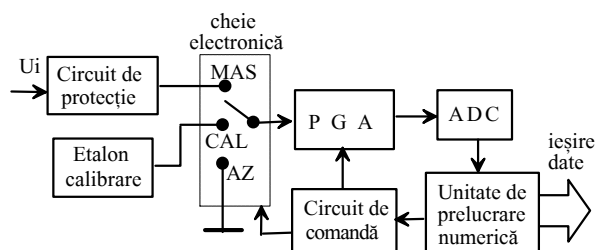


Fig.2.9. Sistem de măsurare cu autoscalare și autozero

Funcționarea structurii din fig.2.9 presupune următoarele *etape*:

1- comutarea cheii electronice în poziția AZ (anularea mărimii de intrare în PGA). La ieșirea PGA va apare, eventual, tensiunea de offset, care va fi convertită numeric de ADC, asociindu-i-se un număr binar care va fi memorat de unitatea de prelucrare numerică; acest număr va fi scăzut algebric din toate valorile numerice ulterioare ale mărimii de măsurat;

2- comutarea cheii electronice în poziția CAL, intrarea PGA fiind conectată la o sursă de tensiune de referință (etalon) foarte precis cunoscută și de înaltă stabilitate. În finalul acestei etape, mărimea de ieșire a ADC va fi un număr binar care va fi împărțit la numărul corespunzător valorii tensiunii etalonului, aflat în memoria unității de prelucrare rezultând astfel valoarea reală a factorului de transfer al PGA (care reprezintă chiar factorul de scară al structurii).

3- comutarea cheii electronice în poziția MAS și prelucrarea mărimii de măsurat în condițiile în care influențele erorilor aditive și multiplicative (de offset și, respectiv, de câștig) vor fi anulate prin calcul numeric la nivelul unității de prelucrare cu μP . Singurele erori care vor afecta în continuare rezultatele măsurărilor vor fi neliniaritățile PGA și ADC care pot fi aduse la valori suficient de mici prin proiectare.

Amplificatoare cu izolare

Amplificatoarele cu izolare sunt amplificatoare de măsurare destinate aplicațiilor în care tensiunile de mod comun depășesc nivelul de 10V, admis ca limită convențională a E_{icm} pentru amplificatorul de instrumentație, atingând valori de ordinul $\times 100 \dots \times 1000V$. Realizarea unor asemenea performanțe privind rejectia tensiunilor de mod comun presupune întreruperea continuității galvanice între intrarea și ieșirea amplificatorului printr-o barieră de izolare optică, electromagnetică sau capacitivă. Barierea de izolare trebuie să fie transparentă pentru semnalul util și opacă pentru tensiunea de izolare.

Structura internă obișnuită a unui amplificator cu izolare (fig.3.2) conține un etaj de intrare, format dintr-un amplificator cu câștig reglabil, și un etaj de ieșire cu câștig unitar, al cărui unic rol este cel de a prelua informația transmisă prin bariera de izolare, condiționând-o pentru prelucrări ulterioare, fără a introduce atenuări sau distorsiuni. Intrarea Aiso este complet flotantă față de ieșire.

Bariera de izolare se prezintă ca o impedanță de izolare, $Z_{iso} = C_{iso} || R_{iso}$ fiind distribuită atât la nivelul amplificatorului cât și la nivelul sursei de alimentare cu izolare.

Din acest punct de vedere, este necesar ca performanțele privind izolarea ale sursei cu izolare să nu fie în nici un caz inferioare performanțelor amplificatorului.

Câștigul unitar al etajului de ieșire este impus din necesitatea ca prin bariera de izolare să treacă un semnal util de nivel mare, față de care nivelul perturbațiilor introduse de barieră să fie foarte redus (ponderea perturbațiilor introduse de bariera de izolare în semnalul de ieșire va fi foarte mică numai dacă aceste perturbații se manifestă asupra unui semnal de nivel mare).

Dependența intrare-ieșire a unui amplificator cu izolare are forma de mai jos:

$$V_o = \frac{R_f}{R_1} \left(E_{id} + \frac{E_{cm}}{CMRR} \right) + \frac{E_{iso}}{IMRR} \quad (3.13)$$

Tensiunea de izolare apare între masa etajului de intrare (a sursei de semnal afectată, eventual, de tensiunea perturbatoare de mod comun) și masa

etajului de ieșire (a sursei de alimentare, masă comună cu cea a structurii de măsurare în care este integrat amplificatorul cu izolare) și poate proveni din diferența de potențial determinată de amplasamentul sursei de semnal util față de structura de măsurare sau din căderi de tensiune apărute pe bucle de masă inerente.

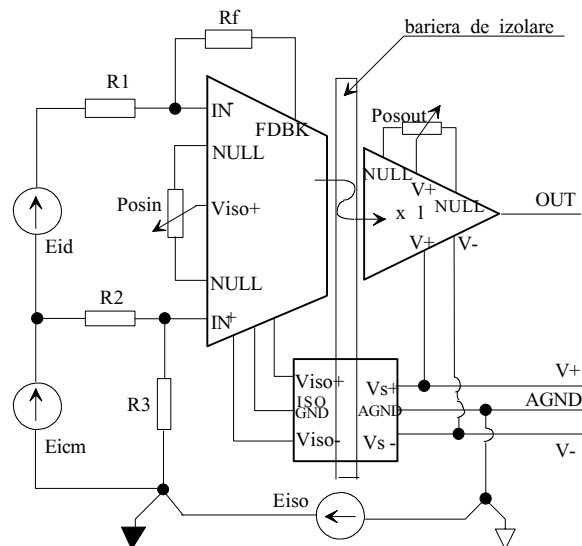


Fig.3.1

Mărimi caracteristice

- *tensiunea de mod comun* (E_{cm}) este tensiunea ce afectează ambele intrări, fiind raportată la masa etajului de intrare. Această tensiune are aceeași semnificație ca la amplificatorul de instrumentație și nu poate depăși domeniul convențional $[-10V \dots +10V]$. Valorile limită absolută ale acestei tensiuni sunt: $-V_{iso}$, $+V_{iso}$;

- *tensiunea de izolare* (E_{iso}) este diferența de potențial dintre masa intrării și masa ieșirii, pentru care bariera de izolare rămâne intactă din punct de vedere funcțional. Dacă tensiunea de mod comun depășește valoarea permisă, intrarea va fi flotantă față de masa etajului de intrare, E_{cm} urmând să fie rejectată împreună cu E_{iso} la nivelul barierei de izolare.

Amplificatorul cu izolare se utilizează în două situații distincte:

- când tensiunea de mod comun este foarte mare;
- pentru întreruperea buclelor de masă ce nu pot fi evitate în alt mod.
- *rejectia modului comun* (CMR) este proprietatea etajului de intrare de a ignora tensiunile de mod comun ce afectează semnalul util (referite la masa

intrării), amplificând numai semnalul de intrare diferențial util;

- *rejecția prin izolare* (IMR) este măsura în care un amplificator cu izolare poate ignora semnale de mod comun referite la masa ieșirii, atunci când transferă semnalul util prin bariera de izolare;

IMR atinge valori mult mai mari decât CMR, ajungând la 120...140 dB.

- *impedanța de izolare* (Z_{iso}) caracterizează calitatea barierei de izolare și se exprimă sub forma unor parametri concentrați $R_{iso} \parallel C_{iso}$, măsurați între pinii de intrare și pinii de ieșire ai amplificatorului;

- *curentul de scurgere prin bariera de izolare* (uneori neglijabil prin R_{iso} , preponderent fiind cel prin capacitatea barierei de izolare C_{iso}) se specifică prin valoarea sa maximă care apare când bariera de izolare este solicitată la nivelul maxim al tensiunii de izolare specificate.

Tipuri constructive

Tipurile constructive de amplificatoare cu izolare se definesc în funcție de natura barierei de izolare și de modul în care se face transmisia semnalului util prin bariera de izolare:

- *amplificatoare cu cuplaj optic*, dedicate aplicațiilor de bandă largă, la care precizia și liniaritatea se situează în jurul unor valori medii;

- *amplificatoare cu cuplaj electromagnetic*, caracterizate printr-o bandă de frecvență mai redusă dar prin performanțe excelente privind precizia și liniaritatea;

- *amplificatoare cu cuplaj capacitiv*, la care banda de frecvență are o limită superioară ridicată, performanțele privind prelucrarea analogică sunt bune, dar sfera de aplicație se reduce la cazurile în care tensiunea de mod comun ce trebuie rejectată prin izolare este continuă sau de frecvență foarte redusă.

La *amplificatoarele cu cuplaj optic* (fig.3.2), informația este transferată prin bariera de izolare ca un semnal optic modulat în intensitate de semnalul de intrare. Lumina este din spectrul vizibil sau invizibil (infraroșu, ultraviolet). Fotodiodele FD_1 și FD_2 sunt identice, asigurând liniaritate maximă pentru transferul informației prin bariera de izolare.

Aceasta este transparentă pentru fluxul luminos emis de dioda luminiscentă (LED).

Prin construcție, factorii de transmisie a radiației luminoase către cele două fotodiode sunt riguros egali ($\lambda_1 = \lambda_2$) astfel încât: $I_1 = I_2$ (3.14)

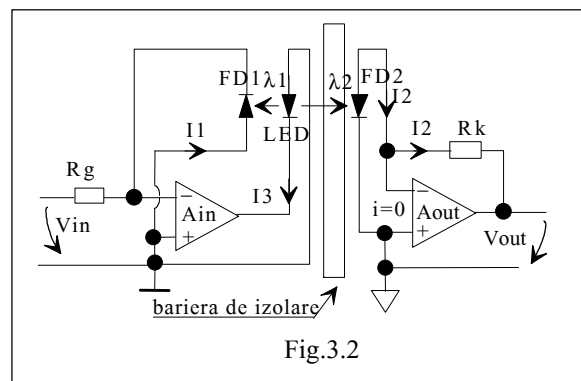


Fig.3.2

A_{in} are configurație de amplificator cu reacție, rezultând:

$$I_1 = V_{in} / R_g = I_{in}$$

Etajul de ieșire are configurație de convertor curent-tensiune, cu mărimea de ieșire:

$$V_o = I_2 R_k \quad (3.15)$$

Dimensionând: $R_k = 1M\Omega$, funcția de transfer va avea forma :

$$V_o = V_{in} R_k / R_g = 10^6 V_{in} / R_g \quad (3.16)$$

valoarea rezistenței R_g fiind exprimată în Ω .

Cât timp FD_1 și FD_2 au caracteristici identice ($\lambda_1 = \lambda_2$ prin construcție) degradarea în timp sau din motive termice a eficienței luminoase a LED nu va afecta în nici un fel transmisia informației utile prin bariera optică, singurul efect negativ fiind o eventuală limitare a excursiei semnalului de ieșire.

Alimentarea A_{iso} cu cuplaj optic se face cu un convertor c.c.-c.c., care asigură energia necesară etajului de intrare, eventual și pentru structura generatoare de semnal util (de exemplu o punte conținând traductorul care furnizează semnalul de transmis prin bariera de izolare).

În cazul A_{iso} aparținând ultimelor două tipuri, ca și în cazul unor variante aparținând primului tip, transmisia informației conținute în semnalul util prin bariera de izolare presupune un

proces de modulare - demodulare: în etajul de intrare al Aiso, semnalul util modulează o purtătoare ce traversează bariera de izolare, suferind o demodulare în etajul de ieșire; se reconstituie astfel spectrul semnalului inițial.

Amplificatorul cu cuplaj electromagnetic (fig.3.3) conține un transformator cu miezul realizat dintr-un material magnetic izolant (de exemplu ferită de înaltă calitate, cu mare permeabilitate și liniaritate a caracteristicii în domeniul util). Transmisia informației utile prin bariera de izolare se face prin modulare - demodulare, reconstituirea spectrului semnalului util făcându-se prin detecție sincronă (cu protecția antialiasing).

Frecvența purtătoarei este în jur de 100 kHz, suficientă, în marea majoritate a cazurilor, pentru transmisia semnalelor utile din aplicațiile tipice (a căror bandă de frecvență nu depășește 10 kHz). Sistemul de alimentare permite atât izolarea intrării față de ieșire cât și a ambelor etaje față de sursa de alimentare, permițând orice configurație de izolare.

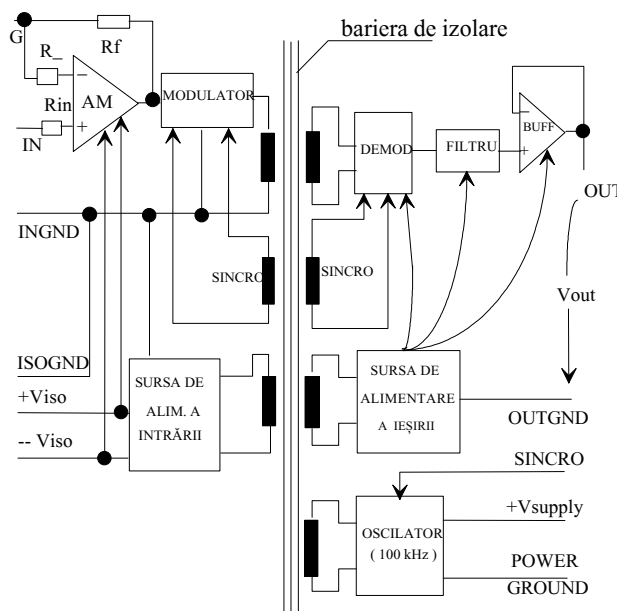
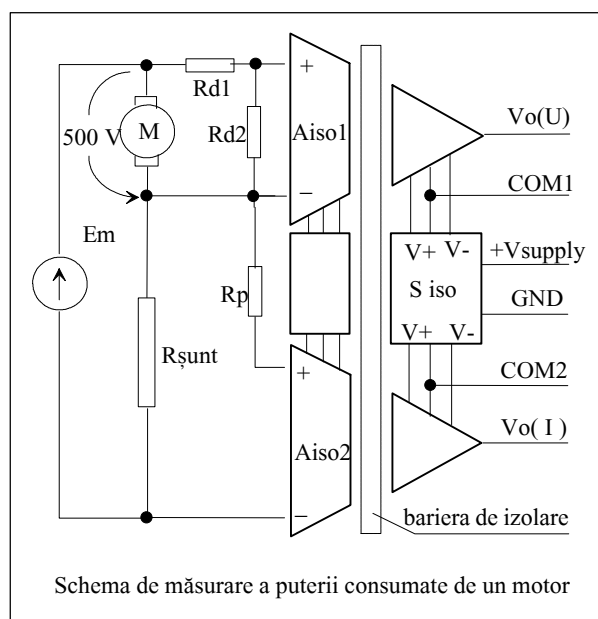
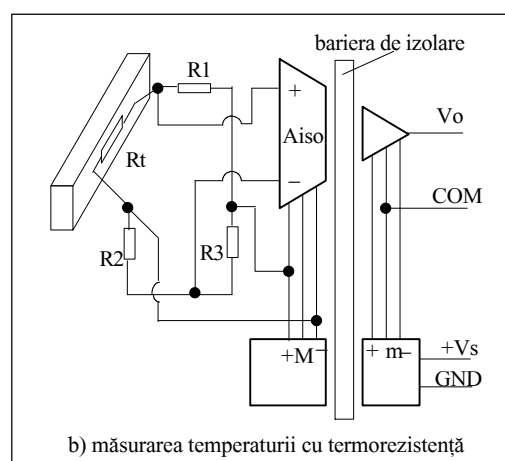
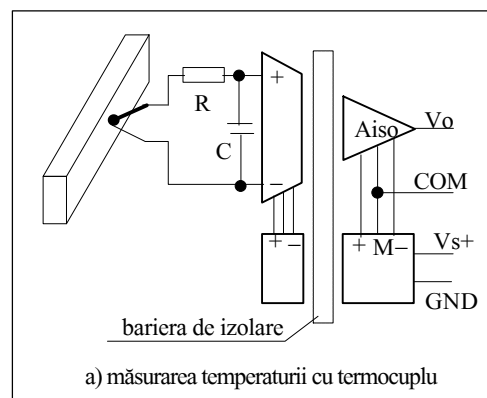


Fig.3.3

Aplicații uzuale ale amplificatoarelor cu izolare

Amplificatoarele cu izolare sunt utilizate cu precădere în instrumentația medicală. Există însă multe scheme de uz industrial, pentru măsurarea temperaturii corpurilor potențializate sau pentru măsurarea curentului și/sau a puterii în conductoare potențializate.



Amplificatoare cu modulare-demodulare

Acest tip de amplificator este destinat amplificării semnalelor de curent continuu sau de frecvență relativ joasă. Destinația primordială a amplificatorului cu modulare-demodulare este prelucrarea semnalelor cu un nivel foarte redus, care pun probleme deosebite datorită perturbațiilor proprii de c.c. ale unui amplificator de măsurare uzual.

Principiul de funcționare al amplificatorului cu modulare-demodulare (AMD) constă în separarea funcțiilor de amplificare și de reducere a nivelului perturbațiilor proprii de curent continuu. Funcționarea AMD presupune transformarea semnalului de intrare într-un semnal de c. a. de frecvență mult mai mare decât a originalului, amplificarea acestui semnal-imagie cu ajutorul unui amplificator de c. a. și reconstituirea, la ieșire, a spectrului semnalului util de intrare, cu ajutorul unui detector sensibil la fază (DSF). Avantajul acestei modalități de prelucrare a semnalului util constă în faptul că blocul de amplificare nu mai trebuie condiționat în ceea ce privește nivelul perturbațiilor de curent continuu, singurele cerințe impuse acestui amplificator fiind legate de nivelul cât mai redus al distorsiunilor și de minimizarea erorii de fază. Schema bloc generică a AMD arată ca în fig.3.7.

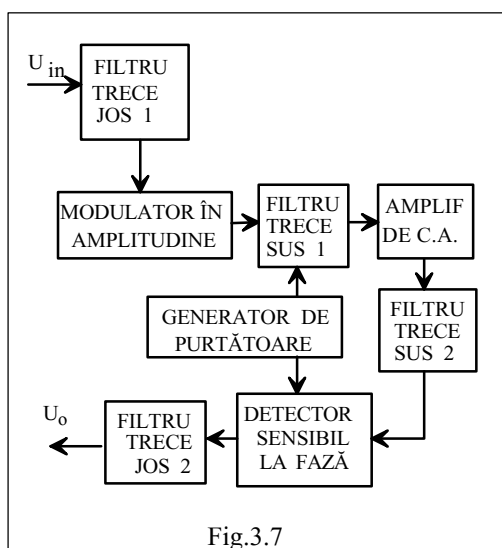


Fig.3.7

Funcționarea amplificatorului constă în eșantionarea semnalului util de intrare la nivelul modulatorului în amplitudine, motiv din care AMD se mai numește "cu choppare" (decupare),

urmată de reconstituirea, la o scară mărită, a semnalului util, în demodulator (DSF).

Eșantionarea se face cu frecvența purtătoare, f_p , condiția de îndeplinit fiind ca toate componentele spectrale ale semnalului eșantionat să aibă frecvența mult inferioară frecvenței purtătoare:

$$f_p \gg f_{in}$$

Această condiție constituie una din condițiile de dimensionare a generatorului de purtătoare. Filtrul trece-jos de la intrarea amplificatorului (FTJ1) permite trecerea spre lanțul de amplificare doar a componentelor spectrale din semnalul util pentru care este îndeplinită condiția de mai sus.

Pe lângă avantajele amintite mai sus, tehnica de eșantionare-amplificare-reconstituire, pe care o implementează AMD, are și dezavantajul de a putea fi afectată de fenomenul ALIASING.

Acest fenomen constă în plierea, în faza de reconstituire, a unor componente spectrale de înaltă frecvență ale semnalului de intrare (pentru care nu este îndeplinită condiția Shannon: $(f_p > 2f_{in})$ în zona frecvențelor joase, fapt ce va face ca valoarea semnalului de ieșire să fie afectată de o eroare proporțională cu amplitudinea componentelor spectrale respective. Semnalul reconstituit corespunzător componentei spectrale pentru care nu este îndeplinită condiția Shannon poate fi, în unele cazuri, un semnal de curent continuu, dar, în general, este un semnal periodic cu o formă de undă nesinusoidală (fig.3.8).

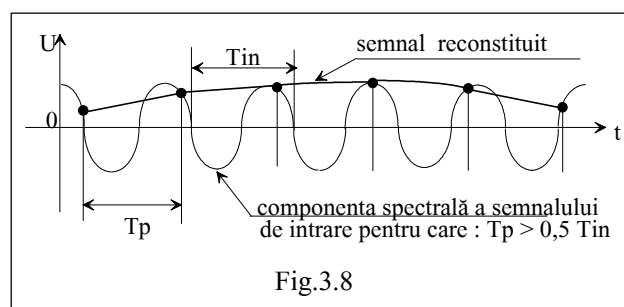


Fig.3.8

De aceea, spectrul semnalului de intrare va fi limitat strict la domeniul de interes prin intermediul unui filtru trece-jos (FTJ) cu o caracteristică puternic căzătoare.

Componentele spectrale de frecvență înaltă vor fi tratate ca semnale parazite și, în consecință, puternic rejectate, până la nivelul la care influența lor la ieșire, în urma reconstituirii (prin pliere), va deveni neglijabilă în raport de rezoluția de măsurare adoptată. Acest procedeu constituie

protecția anti-aliasing a AMD și, ca urmare, primului filtru trece-jos, care îndeplinește această funcție, va trebui să i se acorde întotdeauna o atenție deosebită la dimensionare.

Pentru a asigura o caracteristică puternic căzătoare (cu mai mulți poli) dincolo de frecvența de tăiere, este necesar ca acest filtru să aibă mai multe celule. Condiționarea severă privind nivelul perturbațiilor de c. c. pe intrare impune ca filtrul de intrare să fie unul pasiv.

Pentru dimensionarea unui filtru anti-aliasing pentru cazul concret în care semnalul util are amplitudine redusă (provenind, de exemplu, de la un traductor generator), fie: $U_{in\ util}=10\text{ mV}_{fs}$, $U_{out\ util}=1\text{ V}_{fs}$, $f_{in\ util\ max}=100\text{ Hz}$, $f_{parazit\ min}=1\text{ kHz}$, $r=1\text{ mV}$, amplitudinea semnalului parazit fiind egală cu cea a semnalului util: $U_{in\ parazit}=10\text{ mV}$.

Cunoscând rezoluția de măsurare $r=1\text{ mV}$, vom impune ca nivelul semnalului parazit reconstituit prin pliere să nu depășească o zecime din rezoluția de măsurare, adică $0,1\text{ mV}$, astfel încât influența sa asupra tensiunii de ieșire să fie insesizabilă.

Ținând seama că eroarea admisibilă de $0,1\text{ mV}$ se manifestă asupra semnalului amplificat, condiția de dimensionare este:

$$A \times U_{in\ parazit} \frac{1}{NMR} \leq 0,1\text{ r}$$

A-reprezintă câștigul AMD;

NMR-atenuarea FTJ1, privită ca o rejecție a semnalelor parazite de mod normal.

Din relația de mai sus se determină atenuarea minimă a filtrului:

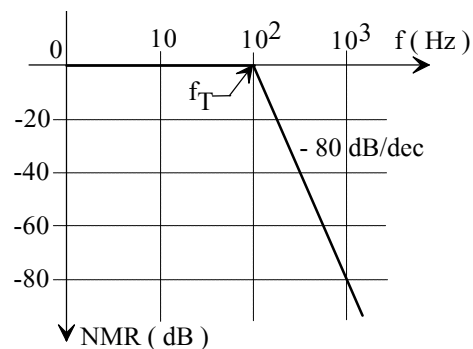
$$NMR \geq \frac{1}{0,1\text{ r}} A U_{in\ parazit}$$

În cazul propus: $A=100$, $U_{in\ parazit}=10\text{ mV}$, $r=1\text{ mV}$, rezultând: $NMR_{min}=10000$. Pentru a deduce numărul celulelor de filtrare este necesar ca NMR să fie exprimat în dB:

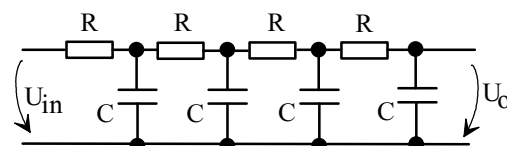
$$NMR\text{ (dB)} = 20 \lg 10000 = 80\text{ dB}$$

Raportul $\frac{f_{in\ util}}{f_{in\ parazit}} = 10$ (o decadă), deci FTJ1

trebuie să aibă o caracteristică a cărei pantă căzătoare să fie de -80 dB/decadă . Fiecare celulă de filtrare produce o atenuare de 20 dB/decadă ; rezultă că sunt necesare 4 celule de filtrare (fig.3.9.b) caracteristica filtrului având 4 poli de aceleași coordonate: ($f_T=100\text{ Hz}$, $A=0$) ca în fig.3.9.a.



a) Caracteristica filtrului antialiasing



b) Filtrul pasiv trece-jos cu 4 poli

Fig.3.9

Modulatorul în amplitudine este un multiplicator analogic cu mărimile de intrare:

- semnalul purtător, de frecvență f_p , amplitudine K și factor de umplere $f_u=0,5$;

- semnalul util, de frecvență f_{in} și amplitudine U_{in}

Dependența intrare-ieșire a modulatorului este de forma:

$$U_{oMA} = -K U_{in} \quad \forall \quad t \in [kT_p; 0,5(2k+1)T_p];$$

$$U_{oMA} = -K U_{in} \quad \forall \quad t \in [0,5(2k+1)T_p; (k+1)T_p]$$

Cele mai simple variante de modulare în amplitudine sunt cele cu chei analogice comandate cu frecvența purtătoare.

Filtrele trece-sus sunt destinate rejecției totale a componentelor de c.c. ce ar putea apărea la intrările AMD și DSF

Filtrul trece-jos de la ieșire (FTJ₂) este un integrator cu care se reconstituie spectrul de joasă frecvență al semnalului de intrare. Asupra acestui filtru se pun condiții privind ripple-ul maxim admisibil, care nu trebuie să fie sesizabil de blocurile de prelucrare ulterioară a semnalului. Amplitudinea ripple-ului la ieșirea filtrului FTJ₂ nu va depăși o zecime din rezoluția blocului ce utilizează ca mărime de intrare-mărimea de ieșire din AMD.

Generatorul de purtătoare este un oscilator cu factor de umplere $1/2$, care furnizează semnalul modulat de amplitudine K (stabilizată) și frecvență f_p (necesar stabilă doar "în mic", adică pe o singură perioadă sau pe câteva perioade succesive).

Amplificatorul cu autozero

Amplificatoarele cu autozero au efectele derivelor perturbațiilor proprii de curent continuu (curenți și tensiuni de offset) reduse cu câteva ordine de mărime. Principiul de funcționare al acestor amplificatoare presupune două etape repetate periodic:

- etapa de autozero: preluarea și memorarea tensiunii de offset cu un condensator;
- amplificarea semnalului util și sumarea tensiunii de offset memorate cu semn schimbat.

Schema generică a unui amplificator cu autozero este reprezentată în fig.4.1.

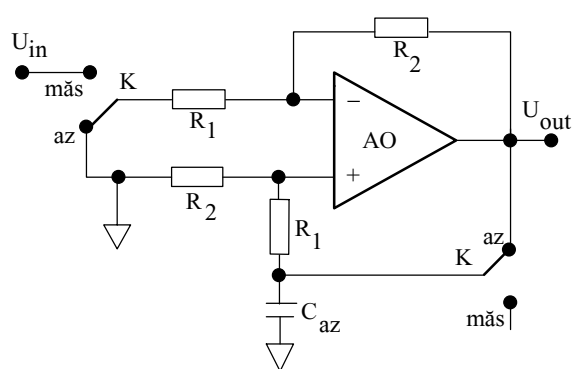


Fig.4.1

Comutatorul K este unul bipolar cu două poziții. Când K este pe poziția "az" are loc etapa de autozero, în care intrarea amplificatorului este scurtcircuitată la masă. Tensiunea de ieșire va fi tensiunea de offset a amplificatorului operațional, memorată de condensatorul C_{az} .

$$|U_{offs\ out}| = |U_{C_{az}}| = \frac{R_2}{R_1} |U_{offs\ in}|$$

În etapa de amplificare a semnalului util, K va fi pe poziția "măs", pe intrarea inversoare fiind aplicată mărimea de intrare, iar pe cea neinversoare-tensiunea de offset memorată de condensatorul C_{az} . AO funcționează ca sumator având la intrare tensiunea de intrare și tensiunea de decalaj cu semn schimbat, ieșirea pierzând astfel componenta datorată offset-ului:

$$U_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \left(U_{in} + |U_{offs\ in}| \right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) |U_{C_{az}}| \frac{R_1}{R_1 + R_2} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} U_{in} - \frac{R_2}{R_1} |U_{offs\ in}| + |U_{C_{az}}| = \frac{R_2}{R_1} U_i$$

Acest tip de amplificator de măsurare este utilizat pentru măsurarea tensiunilor mici, asupra cărora nivelul perturbațiilor proprii ale amplificatoarelor de bandă largă ar avea efecte negative. Exemplu: structura internă a convertoarelor analog-numerice cu integrare, având, ca efect vizibil, indicația nulă pentru mărime de intrare nulă, indiferent de temperatura ambiantă (în domeniul nominal de temperatură).

O schemă de principiu pentru amplificatorul cu autozero este în fig.4.2, în care A_1 este amplificator de bandă largă, cu nivel relativ mare al perturbațiilor proprii de curent continuu, iar A_2 este un amplificator de joasă frecvență cu tensiune de offset și derivă reduse.

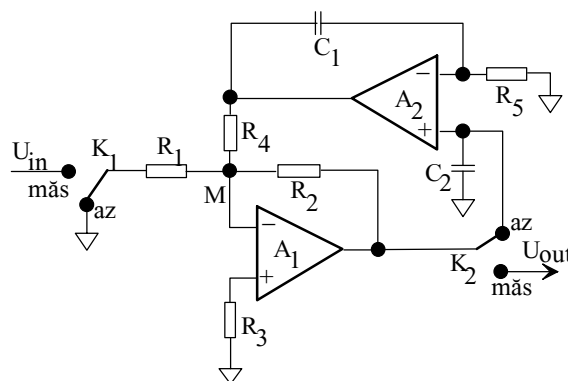


Fig.4.2

Cheile K_1 și K_2 sunt chei de tensiune realizate în varianta integrată, comandate de un circuit astabil cu factor de umplere ajustabil.

Etapa de autozero presupune închiderea cheilor K_1 și K_2 pe poziția "az". Tensiunea de offset a amplificatorului A_1 este amplificată de $(-R_2/R_1)$ ori, fiind memorată de C_2 .

$$U_{C_2} = -\frac{R_2}{R_1} U_{offs\ in\ A_1}$$

A_2 va prelua această tensiune de la bornele lui C_2 , o va amplifica mult (corespunzător amplificării sale în buclă deschisă), aducând-o la intrarea inversoare a lui A_1 prin mijlocirea

rezistenței R_4 . Schema echivalentă pentru etapa de autozero este în fig.4.3.

Tensiunea de offset echivalentă la intrarea lui A_1 este:

$$U_{\text{offs in 1 ech}} = U_{\text{offs in 1}} + I_{\text{offs 1}} R_3$$

unde $I_{\text{offs 1}}$ reprezintă curentul de offset la intrarea amplificatorului A_1 .

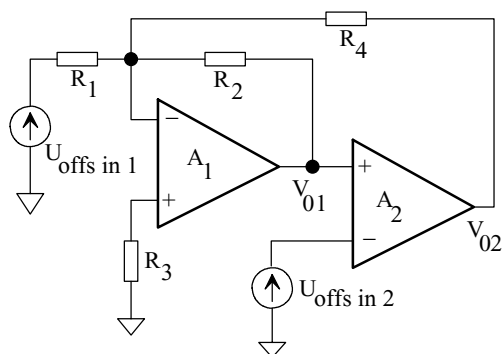


Fig.4.3

Pentru minimizarea derivei acestei tensiuni este necesar să fie îndeplinită condiția: $R_3 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_4$. Aplicând principiul superpoziției obținem:

$$V_{01} = U_{\text{offs in 2}} - \frac{R_4}{R_1} \frac{U_{\text{offs in 1 ech}}}{A_{02}}$$

unde A_{02} reprezintă amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului A_2 .

Deoarece A_{02} este foarte mare, al doilea termen din relația care descrie V_{01} poate fi considerat nul, și atunci:

$$V_{01} = U_{\text{offs in 2}},$$

iar tensiunea de offset echivalentă la intrarea lui A_1 reprezintă chiar tensiunea de offset a amplificatorului cu autozero:

$$U_{\text{offs az}} = -V_{01} \frac{R_1}{R_2} = U_{\text{offs in 2}} \frac{R_1}{R_2}$$

A_2 este un amplificator cu performanțe deosebite privind nivelul perturbațiilor proprii pe intrare, iar câștigul R_2/R_1 al amplificatorului de

bandă largă A_1 este suficient de mare, deci $U_{\text{offs az}}$ poate scădea sub rezoluția de măsurare.

Funcționarea schemei în etapa de amplificare a semnalului util presupune trecerea cheilor K_1 și K_2 în poziția "măs".

Condensatorul C_2 menține la intrarea lui A_2 tensiunea de offset a amplificatorului A_1 , memorată în etapa anterioară și, ca urmare, punctul "M" va avea potențialul corespunzător corecției acestei tensiuni. Amplificatorul A_1 va amplifica semnalul util de R_2/R_1 ori, tensiunea sa de ieșire fiind afectată de un offset neglijabil.

Fie t_1 durata etapei de autozero și t_2 durata de amplificare propriu-zisă a semnalului util. Pe durata t_1 condensatorul C_2 se încarcă prin intermediul rezistenței de ieșire R_{out1} a amplificatorului A_1 , înseriată cu rezistența în conducție, r_{on} , a cheii de tensiune K_2 cu constanta de timp: $t = (r_{\text{on}} + R_{\text{out1}}) C_2$.

Pentru o funcționare corectă este necesar ca $t_1 > t$.

În intervalul de timp t_2 condensatorul C_2 se descarcă pe rezistența de intrare a amplificatorului A_2 , tensiunea de offset memorată de acesta diminuându-se cu valoarea:

$$\Delta U = I_{\text{offs 2}} t_2 / C_2.$$

Pentru o funcționare corectă este necesar ca această diminuare să fie inferioară cu un ordin de mărime față de valoarea inițială:

$$\Delta U < 0,1 U_{\text{offs in 2}}, \text{ deci } t_2 < \frac{0,1 C_2 U_{\text{offs in 2}}}{I_{\text{offs 2}}}$$

Prin urmare, factorul de umplere al semnalului de comandă a cheilor K_1 , K_2 , va fi dimensionat astfel ca:

$$\frac{t_1}{t_2} \geq \frac{(r_{\text{on}} + R_{\text{out1}}) C_2 I_{\text{offs 2}}}{0,1 C_2 U_{\text{offs in 2}}}$$

semnalul de comandă pentru comutarea cheilor având frecvența:

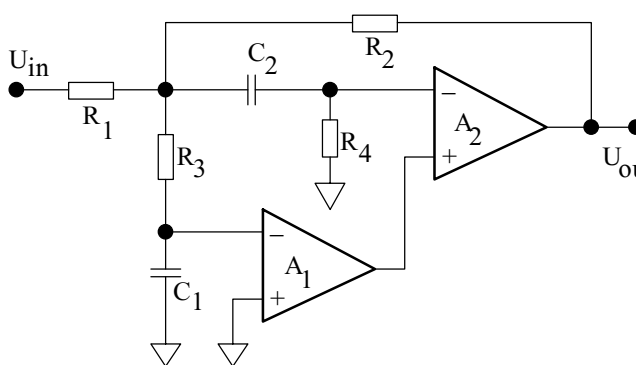
$$f_c = 1 / (t_1 + t_2).$$

Amplificatorul cu canale separate (Goldberg)

Amplificatorul cu canale separate este un amplificator compus din două amplificatoare de tipuri diferite (unul de bandă largă, dar cu performanțe modeste de curent continuu, altul de bandă îngustă, dar cu nivel redus al perturbațiilor de curent continuu), în scopul obținerii performanțelor deosebite privind banda de frecvență și nivelul global al perturbațiilor de curent continuu pe intrare.

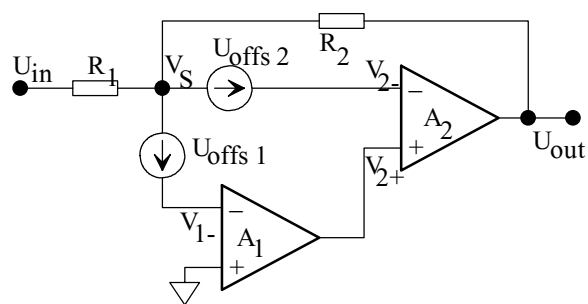
Amplificatoarele cu canale separate sunt utilizate pentru realizarea etajelor de intrare în blocurile de deflexie pe verticală ale osciloscopelor performante.

Varianta Goldberg are schema de mai jos:



În curent continuu, C_1 și C_2 au impedanță infinită, iar funcționarea amplificatorului are loc după principiul descris la schema de studiu. În curent alternativ, la frecvența de lucru, condensatoarele au impedanțe nule. C_1 scurtcircuitază amplificatorul A_1 de bandă îngustă, care nu are nici un rol în amplificarea semnalului util, ci doar în ameliorarea performanțelor lui A_2 . C_2 realizează cuplajul capacitiv al semnalului util la intrarea amplificatorului de bandă largă A_2 , care realizează amplificarea dorită.

Schema de studiu a amplificatorului este reprezentată în figura următoare. Amplificatorul A_1 este de bandă îngustă, ($f_{\max 1}$) cu tensiunea de offset la intrare $U_{\text{offs } 1}$, iar A_2 este amplificatorul de bandă largă ($f_{\max 2}$), caracterizat de nivelul perturbațiilor proprii la intrare $U_{\text{offs } 2}$.



$$f_{\max 1} \ll f_{\max 2} ; U_{\text{offs } 1} \ll U_{\text{offs } 2}$$

$$U_{\text{out}} = A_2 (V_{2+} - V_{2-})$$

$$V_{2+} = A_1 (0 - V_{1-}) = -A_1 (U_{\text{offs } 1} + V_S)$$

$$V_{2-} = U_{\text{offs } 2} + V_S$$

$$U_{\text{out}} = -A_2 [A_1 (U_{\text{offs } 1} + V_S) + U_{\text{offs } 2} + V_S]$$

Considerând că ambele amplificatoare au curenți de intrare neglijabili, putem aproxima: $i_{R1} = i_{R2}$, dar:

$$i_{R1} = \frac{U_{\text{in}} - V_S}{R_1} \quad \text{iar} \quad i_{R2} = \frac{V_S - U_{\text{out}}}{R_2}$$

de unde rezultă:

$$U_{\text{in}} R_2 - V_S R_2 = V_S R_1 - U_{\text{out}} R_1$$

$$U_{\text{in}} R_2 + U_{\text{out}} R_1 = V_S (R_1 + R_2)$$

și atunci:

$$V_S = U_{\text{in}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{\text{out}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$= \left(U_{\text{out}} + U_{\text{in}} \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

prin urmare:

$$U_{\text{out}} = -A_2 (A_1 U_{\text{offs } 1} + U_{\text{offs } 2}) -$$

$$-A_2 (1 + A_1) \frac{U_{\text{out}} + U_{\text{in}} \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$U_{\text{out}} \left| 1 + \frac{A_2 (1 + A_1)}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right| =$$

$$= -A_2 (1 + A_1) \frac{R_2}{R_1} U_{\text{in}} - A_2 (A_1 U_{\text{offs } 1} + U_{\text{offs } 2})$$

de unde rezultă:

$$U_{\text{out}} = -U_{\text{in}} \frac{A_2 (1 + A_1) \frac{R_2}{R_1}}{A_2 (1 + A_1) + 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$-\frac{A_2 (A_1 U_{\text{offs}1} + U_{\text{offs}2})}{1 + \frac{A_2 (1 + A_1)}{1 + \frac{R_2}{R_1}}}$$

ținând seama că $A_1, A_2 \gg 1$, obținem dependența intrare-ieșire:

$$U_{\text{out}} = -U_{\text{in}} \frac{R_2}{R_1} - \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(U_{\text{offs}1} + \frac{1}{A_1} U_{\text{offs}2}\right)}_{U_{\text{di}}} \approx$$

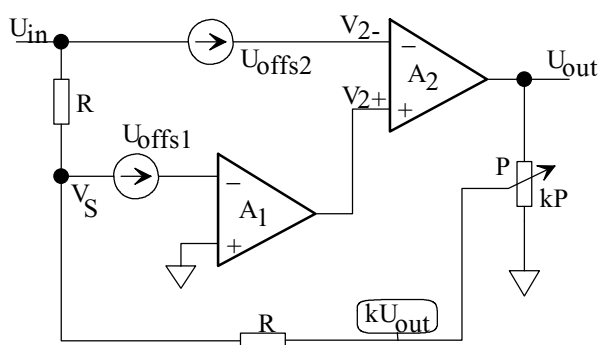
$$\approx -\frac{R_2}{R_1} \left[U_{\text{in}} + U_{\text{di}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \right]$$

U_{di} reprezentând tensiunea globală de decalaj (offset) la intrare.

Pentru o valoare mare a amplificării în buclă deschisă a lui A_1 (așa cum se și întâmplă, A_1 fiind un amplificator performant în c.c.) tensiunea de offset totală la intrare este chiar tensiunea de offset a lui A_1 , de o valoare foarte redusă. În curent alternativ, performanțele vor fi cele ale lui A_2 (adică B_f mare).

Observație: Pentru această variantă, tensiunea de decalaj la intrare reprezintă o perturbație de mod normal, prezentă la intrarea amplificatorului la fel ca și semnalul util, de care nu poate fi separată.

b) Variantă ajustabilă este realizată cu două amplificatoare:



A_1 -amplificator de bandă îngustă;

A_2 -amplificator de bandă largă.

Curenții de intrare ai ambelor amplificatoare se consideră neglijabili, astfel ca, prin dimensionarea corespunzătoare a rezistențelor R să fie asigurată funcționarea practic în gol a potențiometruului P (adică $R \gg P$), astfel încât tensiunea de pe cursorul său să fie proporțională cu poziția cursorului ("k" reprezintă raportul dintre rezistența potențiometruului cuprinsă între

cursor și masă, și întreaga valoare a rezistenței potențiometruului, P , și poate lua valori în domeniul 0...1; poziției kP a cursorului potențiometruului îi corespunde tensiunea kU_{out} pe cursor):

$$U_{\text{out}} = A_2 (V_{2+} - V_{2-})$$

$$\text{Dar: } V_{2+} = -A_1 (U_{\text{offs}1} + V_S)$$

$$\text{iar } V_{2-} = U_{\text{offs}2} + U_{\text{in}}; \quad V_S = 0,5 (U_{\text{in}} + kU_{\text{out}})$$

Rezultă că:

$$U_{\text{out}} = -A_1 A_2 [U_{\text{offs}1} + 0,5 (U_{\text{in}} + kU_{\text{out}})] - A_2 (U_{\text{offs}2} + U_{\text{in}}),$$

și atunci:

$$U_{\text{out}} (1 + 0,5 A_1 k A_2) =$$

$$= -A_2 (1 + 0,5 A_1) U_{\text{in}} - A_2 (U_{\text{offs}2} + A_1 U_{\text{offs}1}).$$

Condiționând poziționarea potențiometruului astfel încât să se realizeze egalitatea:

$$kA_2 = 1 \quad (4.*)$$

se obține:

$$U_{\text{out}} = -A_2 U_{\text{in}} - \frac{A_2}{1 + \frac{A_1}{2}} (U_{\text{offs}2} + A_1 U_{\text{offs}1}).$$

Dacă $A_1 \gg 2$, atunci:

$$U_{\text{out}} = -A_2 U_{\text{in}} - A_2 (2 U_{\text{offs}2} / A_1 + 2 U_{\text{offs}1}) =$$

$$= -A_2 U_{\text{in}} - A_2 U_{\text{di}}$$

Rezultă, prin identificare, că tensiunea de decalaj echivalentă la intrare este:

$$U_{\text{di}} = 2 (U_{\text{offs}1} + U_{\text{offs}2} / A_1)$$

Din această relație rezultă că, prin controlul amplificării A_1 , se poate reduce influența tensiunii de offset a amplificatorului A_2 , ($U_{\text{offs}2}$) până la o valoare neglijabilă în raport cu $U_{\text{offs}1}$, astfel ca tensiunea globală de decalaj la intrare a amplificatorului compus să fie, practic, tensiunea de offset a amplificatorului A_1 , ($U_{\text{offs}1}$) de valoare foarte redusă, având în vedere că A_1 este un amplificator cu bune performanțe de curent continuu.

Observație: Factorul global de amplificare a semnalului util corespunde câștigului amplificatorului A_2 , prin urmare acesta trebuie să aibă o reacție negativă proprie; poziționarea cursorului potențiometruului devine restrictivă, îndeplinirea condiției (4.*) trebuind să aibă loc pentru valoarea dorită a amplificării.

1.5. Convertoare c.a. - c.c.

Măsurarea tensiunilor alternative cu structuri de măsurare electronice se poate face direct, prin eșantionarea formei de undă a măsurandului, urmată de prelucrarea numerică a eșantioanelor achiziționate, putându-se determina relativ simplu valorile de vârf, medie sau efectivă. O metodă mai simplă este conversia tensiunii alternative în tensiune continuă, precizia și rezoluția de măsurare a tensiunii continue atingând performanțe deosebite.

Valoarea tensiunii continue ce reprezintă *mărimea de ieșire* din convertorul c.a.-c.c. poate fi egală cu valoarea medie redresată, cu valoarea de vârf sau cu valoarea efectivă a tensiunii alternative măsurate (*mărimea de intrare*); această corespondență determină denumirea tipului de convertor.

Criteriul determinant în alegerea tipului de convertor pentru măsurarea tensiunilor alternative este *forma lor de evoluție în timp (de undă)*. Marea majoritate a voltmetrelor de curent alternativ sunt scalate pentru valoarea efectivă, această valoare exprimând efectele energetice.

Pentru a determina valoarea efectivă a unei mărimi sinusoidale, este mai comod să se măsoare direct alte valori sintetice, cum sunt valoarea de vârf sau valoarea medie (redresată), apoi să se scaleze instrumentul de măsurare în valori efective, ținând seama de dependența liniară dintre valorile sintetice ale mărimilor *sinusoidale*:

$$U_{ef} = K_f U_{med} \quad \text{sau} \quad U_{ef} = (CF)^{-1} U_{vârf} \quad (3.7.1)$$

K_f reprezintă factorul de formă iar CF reprezintă factorul de creastă. În regim sinusoidal, acești coeficienți au valorile 1,111, respectiv $\sqrt{2}$. Orice instrument destinat măsurării mărimilor alternative, dotat cu convertor de valoare medie sau convertor de valoare de vârf, va indica valoarea efectivă cu precizia instrumentală nominală *numai în regim sinusoidal*, pentru care factorii de proporționalitate dintre valorile sintetice sunt cunoscuți cu precizie și constanți, având valorile menționate.

În regim nesinusoidal, atât factorul de formă K_f cât și factorul de creastă CF pot avea orice valori, singura precizare ce se poate face

asupra lor fiind aceea că sunt supraunitari. Utilizarea unui instrument care face conversia c.a.-c.c. folosind un convertor de valoare medie sau de valoare de vârf are ca rezultat obținerea unor rezultate eronate, eroarea de conversie depășind uneori 100%.

În concluzie, instrumentele pentru măsurarea mărimilor alternative dotate cu convertoare de valoare medie sau de valoare de vârf se utilizează numai în regim sinusoidal.

Pentru măsurarea mărimilor alternative în regim nesinusoidal, se utilizează întotdeauna convertoare de valoare efectivă propriu-zise, denumite "convertoare de valoare efectivă adevărată" (RMS-DC, de la inițialele cuvintelor din limba engleză care descriu valoarea efectivă (Root Mean Square-rădăcina (pătrată) din media pătratelor) și curentul continuu (Direct Current)).

Funcționarea convertorului c.a.-c.c. este afectată de erori:

- de liniaritate;
- de câștig;
- de offset;
- produse de deriva (drift) cu temperatura al câștigului și al tensiunii de offset.

Eroarea inițială de offset, ca și eroarea inițială de câștig, pot fi anulate la calibrare, toate circuitele integrate specializate pentru conversia c.a.-c.c. fiind prevăzute cu terminale dedicate, notele de aplicație precizând întotdeauna modalitățile practice de anulare a acestor erori.

Erorile de liniaritate și cele produse de drift, și destinația instrumentelor ce le includ, rămân criterii esențiale după care se alege unul sau altul din tipurile de convertoare disponibile.

Locul convertorului c.a.-c.c. într-o structură electronică de măsurare este întotdeauna după amplificatorul de c.a. din intrare (fig.3.27), erorile amplificatorului fiind întotdeauna mai mici decât ale convertorului; conversia va fi aplicată unui semnal mai puțin afectat de eroare (relativă).

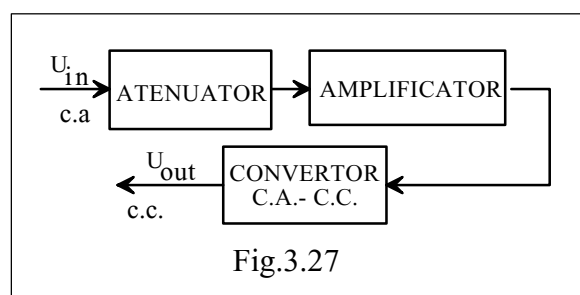


Fig.3.27

Impedanța de intrare a convertoarelor este relativ scăzută, impunând prezența amplificatorului înaintea convertorului pentru o influență minimă a acestuia din urmă asupra sursei de semnal.

1.5.1. Convertorul de valoare medie

Convertoarele c.a.-c.c. de valoare medie sunt circuite electronice care fac parte din clasa transformatoarelor funcționale, având ca mărime de intrare o tensiune alternativă iar ca mărime de ieșire -o tensiune continuă de valoare egală cu valoarea medie redresată a tensiunii alternative de intrare.

Pentru o tensiune de intrare alternativă simetrică de perioadă T :

$$x^+(t) = -x^-(t + 0,5 T) \quad (3.7.1)$$

valoarea medie redresată a acesteia va avea expresia (3.7.2):

$$\begin{aligned} U_{med} &= \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt = \\ &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} u^+(t) dt - \int_{\frac{T}{2}}^T u^-(t) dt \right] = \\ &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u^+(t) dt = \overline{|u(t)|} \end{aligned}$$

Obținerea dependenței $U_{out} = U_{med}$ impune utilizarea unui circuit a cărei schemă bloc este reprezentată în fig.3.28.

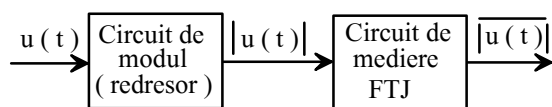


Fig.3.28

Frecvența de tăiere a filtrului trece-jos se alege astfel încât:

$$f_T \ll f_{x_{min}} \quad (3.7.3)$$

unde $f_{x_{min}}$ reprezintă cea mai mică frecvență a tensiunii alternative de intrare.

Timpul de răspuns al unui circuit de mediere este:

$$t_r = (5 \dots 10) T_0 \quad (3.7.4)$$

prin urmare, pentru frecvențe ale semnalului de intrare mai mici decât 20Hz, medierea analogică este destul de lentă, conducând la un timp lung de răspuns al convertorului, ceea ce impune condiții restrictive deosebite privind dinamica măsurării.

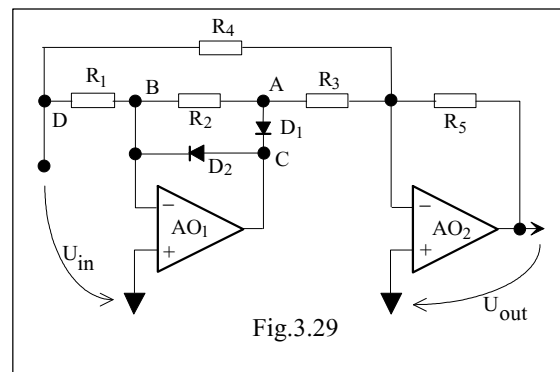


Fig.3.29

Circuitul de modul tipic este redresorul bialternanță cu două AO, reprezentat în fig.3.29. Diodele D_1 și D_2 sunt diode cu siliciu și constituie chei de curent unidirecționale, asigurând închiderea buclei de reacție a primului AO pe una sau alta din căi, în funcție de polaritatea tensiunii de intrare, după cum urmează:

– $U_{in} > 0$: curentul prin R_1 circulă dinspre nodul D spre nodul A, iar dioda D_1 intră în conducție, fiind polarizată în sens direct; prin circuitul de reacție va fi controlat potențialul punctului A (sursa semnalului de reacție):

$$U_A^+ = - \frac{R_2}{R_1} U_{in} \quad (3.7.5)$$

AO_2 va funcționa ca sumator inversor, având ca intrări semnalele din punctele A și D, cu dependența intrare-ieșire:

$$\begin{aligned} U_o^+ &= -R_5 \left(\frac{1}{R_3} U_A^+ + \frac{1}{R_4} U_{in}^+ \right) = \\ &= -R_5 \left(\frac{1}{R_4} - \frac{R_1}{R_2 R_3} \right) U_{in}^+ \quad (3.7.6) \end{aligned}$$

– $U_{in} < 0$ (alternanța negativă): curentul prin R_1 circulă dinspre ieșirea lui AO_1 către sursa de semnal, prin dioda D_2 , care va fi polarizată în sens direct (dioda D_1 fiind blocată). AO_1 va controla potențialul punctului B, cu tendința de realizare în acest punct a unei mase virtuale ($V_B = 0$), iar AO_2 va funcționa, ca și în cazul anterior, ca sumator inversor cu dependența intrare-ieșire:

$$U_0^- = -R_5 \left[\frac{1}{R_4} U_{in}^- + \frac{1}{R_2 + R_3} V_B^- \right] =$$

$$= -\frac{R_5}{R_4} U_{in}^- \quad (3.7.7)$$

Relațiile (3.7.6) și (3.7.7) pot fi utilizate pentru dimensionarea rezistoarelor astfel încât dependența funcțională globală a circuitului analizat să corespundă unui circuit de modul:

$$\frac{R_5}{R_4} = -\frac{R_5}{R_4} + \frac{R_1 R_5}{R_2 R_3} \quad \text{sau}$$

$$\frac{2R_5}{R_4} = \frac{R_1 R_5}{R_2 R_3} \quad (3.7.8)$$

Alegând pentru R_5 o valoare oarecare: $R_5 = R$, valorile celorlalte rezistoare trebuie să îndeplinească relația:

$$R_2 R_4 = 2R_1 R_3 \quad (3.7.9)$$

sub forma:

$$R_1 = R_2 = R_4 = R \quad \text{și} \quad R_3 = 0,5R \quad (3.7.10)$$

Pentru a funcționa ca și convertor c.a.-c.c., circuitul de modul trebuie asociat cu un circuit de mediere (filtru trece-jos), sau poate fi completat cu un condensator montat în derivație cu R_5 , având în vedere că AO_2 funcționează în conexiune sumatoare, putând fi configurat să îndeplinească și funcția de integrator.

Unicul dezavantaj al schemei prezentate este constituit de impedanța de intrare relativ scăzută. Pentru conversia c.a.-c.c. a unui semnal provenind de la o sursă a cărei impedanță de ieșire nu poate fi considerată nulă, este strict necesar ca intrarea în circuitul de modul să fie precedată de un repetor (buffer), care să asigure o impedanță de intrare mare.

Pentru a putea utiliza practic acest montaj ca și convertor c.a.-c.c. este necesară și scalarea sa pentru valoarea efectivă a tensiunii alternative sinusoidale de intrare. În acest scop, rezistorului R_5 i se va modifica valoarea de la R la $1,111R$, coeficientul de majorare fiind egal cu valoarea teoretică a factorului de formă ($K_f = 1,111$ pentru forma de undă sinusoidală). Amplificarea AO_2 va fi fixată astfel la o valoare egală cu factorul de formă, iar tensiunea continuă de la ieșire va fi egală cu valoarea efectivă a tensiunii sinusoidale de la intrare.

3.7.2. Convertorul de valoare de vârf

Ca și convertorul prezentat anterior, acest tip de convertor nu poate fi folosit pentru măsurarea valorii efective a tensiunilor alternative de intrare decât în cazurile în care factorul de creastă este bine cunoscut și constant. Principal, acest tip de convertor este constituit dintr-un detector de vârf în varianta elementară, format dintr-un circuit serie diodă-condensator, asociat cu un repetor care să asigure o constantă de timp de descărcare a condensatorului suficient de mare astfel încât, pe durata blocării diodei, diminuarea tensiunii de la ieșire să fie inferioară rezoluției de măsurare.

Schema practică (fig.3.30) este completată cu un AO suplimentar, pentru a elimina influența pragului de deschidere a diodei asupra tensiunii de ieșire. Circuitul poate fi folosit și ca *voltmetru de maxim*. Comutatorul K , realizat cu o cheie electronică, scurtcircuitază condensatorul la începutul fiecărei măsurări.

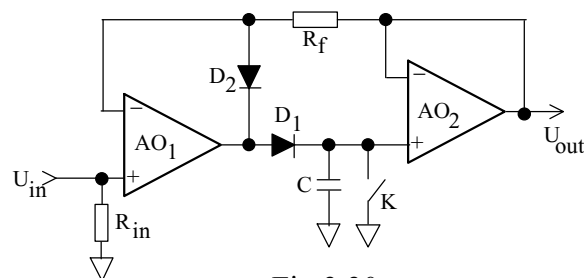


Fig.3.30

În principiu, dacă semnalul este periodic, după o jumătate de perioadă măsurarea se finalizează, condensatorul memorând valoarea maximă a acesteia. Acest fapt constituie un avantaj important în cazul măsurării unor tensiuni de frecvență mică, pentru care timpul de răspuns al unui convertor de valoare medie ar fi foarte mare, de ordinul $(10 \dots 100)T_{in}$.

Rezistența R_{in} stabilește o valoare finită a rezistenței de intrare a circuitului, iar rezistența R_f asigură închiderea buclei de reacție globală atunci când dioda D_1 este în conducție, fiind polarizată în sens direct, pe porțiunea crescătoare a alternanței pozitive a tensiunii de intrare, asigurând încărcarea condensatorului până la atingerea valorii maxime (de vârf).

Pe panta descrescătoare a tensiunii de intrare, dioda D_1 se blochează, fiind polarizată în

sens invers. Bucla de reacție se închide, în această situație, prin dioda D_2 . Tensiunea de la ieșirea lui AO_2 este (teoretic) egală cu potențialul menținut de condensator pe intrarea sa neînversoare.

Dacă AO_2 este un circuit cu bune performanțe privind impedanța de intrare (de exemplu un AO cu etajul de intrare realizat cu JFET), atunci tensiunea de ieșire rămâne la valoarea maximă a tensiunii de intrare până ce aceasta atinge un nou maxim, superior celui memorat anterior, sau până ce cheia electronică se închide, inițializând o nouă măsurare.

Comanda cheii electronice poate fi făcută periodic, pentru măsurarea în regim permanent a valorii efective a tensiunii de intrare, sau doar la începutul măsurării, caz în care circuitul va funcționa ca detector de vârf în regim de urmărire, ieșirea urmărind cea mai mare valoare de vârf ce apare în evoluția tensiunii măsurate.

Pentru utilizarea circuitului descris în funcția de convertor c.a.-c.c. acesta trebuie scalat în valori efective, prin divizarea tensiunii continue de ieșire cu factorul de creștere (cu un divizor rezistiv montat la intrare, care să îndeplinească și funcția de atenuator).

3.7.3. Convertoare de valoare efectivă propriu-zise (RMS-DC)

3.7.3.1. Convertoare RMS-DC cu conversie termică

Aceste convertoare sunt compuse dintr-un element încălzitor și un senzor activ (termocuplu sau tranzistor bipolar într-o poziție fixă, care să asigure un factor de transfer termic constant (fig.3.31).

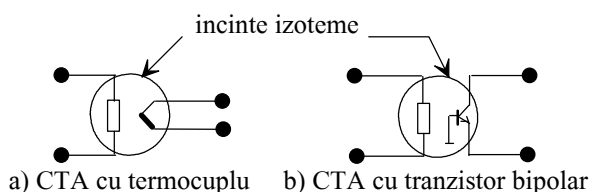


Fig.3.31

Principiul de funcționare presupune conversia energiei termice produse de tensiunea alternativă de intrare în curent sau tensiune continuă de valoare proporțională cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare.

Având în vedere că tensiunea continuă de ieșire a unui convertor cu termocuplu constituie suport energetic, aceste convertoare se mai numesc și convertoare termice active (CTA).

În cazul convertoarelor cu termocuplu, tensiunea de ieșire de la bornele termocuplului este proporțională cu temperatura din incinta izotermă, care, la rândul său, este proporțională cu puterea disipată de rezistența încălzitoare:

$$U_{tc} \sim \theta \sim R I_{in}^2 = U_{in}^2 / R \quad (3.7.11)$$

Caracteristica de conversie este neliniară, dependența fiind pătratică.

Pentru al doilea tip de celulă de conversie, curentul de colector al tranzistorului bipolar depinde de temperatura θ după relația:

$$I_c = I_{cs} e^{\Delta\theta / K} \quad (3.7.12)$$

în care:

- I_{cs} : curentul de colector de saturație în polarizare inversă ($\approx 1nA$ pentru tranzistoarele cu Si, măsurat la temperatura de referință $\theta = 25^\circ C$)

- $\Delta\theta$: diferența dintre temperatura din incinta izotermă și cea de referință;

- K : coeficient de temperatură cu valoarea teoretică 16,7)

Caracteristica de conversie este, evident, neliniară.

Varianta cu temperatură variabilă, reprezentată în fig.3.32, este structurată pe două etaje: primul amplificator are rolul de repetor, oferind o impedanță de intrare foarte mare, compatibilă cu tensiunea de intrare- tensiune (alternativă).

La bornele termocuplului TC_1 va apare o tensiune continuă proporțională cu temperatura din incinta izotermă, deci cu valoarea mediată a pătratului (valoarea efectivă) a tensiunii de intrare. Medierea este intrinsecă, datorită inerției termice a celulei de conversie.

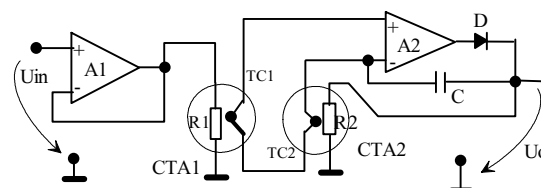


Fig.3.32

Amplificatorul A_1 își va ajusta tensiunea de ieșire cu tendința ca, prin bucla de reacție, să-și anuleze tensiunea de intrare diferențială:

$$U_{in\ A2} \sim 0 \Leftrightarrow U_{TC1} = U_{TC2} \quad (3.7.13)$$

Dacă CTA₁ și CTA₂ sunt identice, în regim stabilizat, puterile disipate pe cele două elemente

rezistive sunt egale:
$$\frac{U_{in\ ef}^2}{R_1} = \frac{U_o^2}{R_2} \quad (3.7.14)$$

Dacă la bornele lui R_1 se aplică tensiunea alternativă $U_{in}(t)$, la bornele lui R_2 va apare tensiunea continuă U_o , de valoare corespunzătoare generării în R_2 a unei puteri egale cu cea dezvoltată de $U_{in\ ef}$ în R_1 :

$$U_o = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} U_{in\ ef} \quad (3.7.15)$$

Tensiunea continuă de ieșire și tensiunea alternativă de intrare se compensează reciproc prin efectul lor termic, acest principiu materializând chiar modalitatea teoretică de definire a valorii efective a tensiunilor alternative.

Dioda D permite funcționarea schemei când U_{ref} scade față de o valoare anterioară, dioda se blochează și R_2 nu mai este alimentată, rezultând răcirea CTA₂, pentru reechilibrarea schemei: $U_{inA2} \sim 0$.

Condensatorul C asigură, în regim stabilizat, o eroare statică nulă.

Varianta este simplă și are dezavantajul funcționării celor două CTA la temperaturi dependente de valoarea tensiunii de intrare; pentru un domeniu de variație " $\Delta\theta$ " admisibil pentru temperatura celulelor de conversie, exprimat în forma raportată:

$$\Delta\theta_{raportat} = \theta_{max}/\theta_{min} \quad (3.7.16)$$

datorită dependenței: $\theta \sim P_d \sim U_{ef}^2$, rezultă un domeniu relativ restrâns pentru tensiunea alternativă de intrare:

$$\Delta U_{ef\ raportat} = U_{in\ ef\ max} / U_{in\ ef\ min} = \sqrt{\Delta\theta_{raportat}} \quad (3.7.17)$$

adică o dinamică relativ redusă a convertorului.

Exemplu: pentru $\Delta\theta_{raportat}=100$ rezultă: $\Delta U_{ef\ raportat}=10$.

Varianta cu temperatură constantă are schema de principiu din fig.3.33, în care:

M - multiplicator analogic, a cărui tensiune de ieșire are forma: $U_o = k \frac{U_{in}}{U_o}$ (3.7.18)

unde: U_o - tensiunea de ieșire;

U_{in} - tensiunea alternativă de intrare;

U_{ref} - sursa de tensiune continuă de referință.

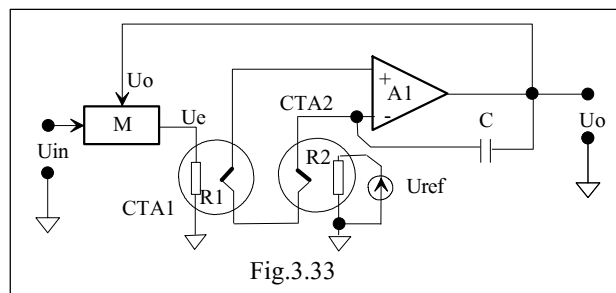


Fig.3.33

În regim stabilizat, puterile disipate în cele două CTA sunt egale:

$$\frac{U_{o\ ef}^2}{R_1} = \frac{U_{ref}^2}{R_2} \quad (3.7.19)$$

$$U_{o\ ef}^2 = U_{o\ ef}^2 = k^2 \left(\frac{U_{in}^2}{U_o^2} \right) \quad (3.7.20)$$

în care U_o reprezintă tensiunea continuă de ieșire, valoarea sa mediată fiind egală cu nivelul său:

$$\overline{U_o} = U_o \quad (3.7.21)$$

Ca urmare:

$$\begin{aligned} \overline{U_{o\ ef}^2} = U_{o\ ef}^2 &= k^2 \frac{\overline{U_{in}^2}}{U_o^2} = k^2 \frac{U_{in\ ef}^2}{U_o^2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{k^2 U_{in\ ef}^2}{U_o^2} \frac{1}{R_1} = \frac{U_{ref}^2}{R_2} \Rightarrow \end{aligned}$$

$$\Rightarrow U_o = k \underbrace{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{1}{U_{ref}}}_{K} U_{in\ ef} = K U_{in\ ef} \quad (3.7.22)$$

Temperatura la echilibru în CTA₁ și CTA₂ este independentă de U_{in} (CTA₂ este alimentat cu tensiune constantă). În tehnologia circuitelor integrate sunt răspândite variantele CTA cu tranzistor bipolar, circuitele respective realizând o liniarizare maximă a dependenței intrare-ieșire și acuratețe înaltă a conversiei într-o bandă largă de frecvență.

3.7.3.2. Variante de conversie RMS-DC cu modelare analogică

Egalitatea: $X_{ef}^2 = \overline{x^2(t)}$ fundamentează funcționarea circuitelor cu modelare directă pentru obținerea valorii efective X_{ef} . Folosind un multiplicator analogic pentru a obține $x^2(t)$, urmat de un filtru trece-jos (FTJ) cu tensiunea de ieșire $\overline{x^2(t)}$ și un extractor de radical (analogic) cu care se va obține X_{ef} .

Neavând avantaje deosebite (banda de frecvență este limitată la cca. 20kHz), metoda este rar folosită, (o realizare integrată este BB 4340) dar egalitatea de mai sus poate fi scrisă și într-o formă care admite o modelare mai simplă, având în vedere că, pentru $x(t)$ stabilizat, $X_{ef} = \text{const}$:

$$X_{ef} = \frac{\overline{x^2(t)}}{X_{ef}} = \left(\frac{x^2(t)}{X_{ef}} \right) \quad (3.7.23)$$

Varianta cu circuit multifuncțional, a cărei schemă bloc este reprezentată în fig.3.34, funcționează pe baza relației (3.7.23) și conține:

- un circuit multiplicator /divizor cu dependența intrare-ieșire:

$$U_o = k \frac{U_x U_y}{U_z} \quad (3.7.24)$$

U_x, U_y, U_z fiind tensiuni de intrare (cu observația că $U_y = U_x$ iar $U_z = U_o$);

- un filtru trece-jos cu funcția de mediere:

$$U_o = k \left(\frac{U_x U_y}{U_z} \right) \quad (3.7.24')$$

Tensiunea de ieșire are valoarea:

$$U_o = k \left(\frac{U_x^2(t)}{U_e} \right) = k \frac{U_x^2(t)}{U_e} \quad (3.7.25)$$

ca urmare:

$$U_o = \sqrt{k} \sqrt{\overline{U_x^2(t)}} \Rightarrow U_o = \sqrt{k} U_{x\,ef} \quad (3.7.26)$$

Variantele integrate realizate după acest principiu (AD536, 636,7 ș.a.) au o bandă largă de frecvență și o valoare mică a erorii relative de neliniaritate (sub 0.5% la 1MHz).

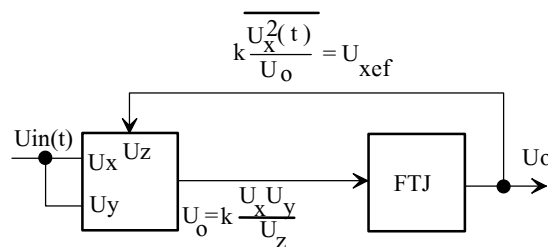


Fig.3.34

Varianta LOG-ANTILOG

Logaritmand relația (3.7.23) se obține:

$$\begin{aligned} X_{ef} &= \ln^{-1} \left[\ln \left(\frac{x^2(t)}{X_{ef}} \right) \right] = \\ &= \left[\ln^{-1} \left(\frac{|x^2(t)|}{X_{ef}} \right) \right] = \ln^{-1} \left[\ln \frac{|x(t)|^2}{X_{ef}} \right] = \\ &= \ln^{-1} \left(2 \ln |x(t)| - \ln X_{ef} \right) \quad (3.7.27) \end{aligned}$$

Având în vedere că tensiunea de ieșire a convertorului RMS-DC este continuă, cu valoare medie egală cu nivelul său, putem scrie:

$$\begin{aligned} U_o &= \ln^{-1} (2 \ln |x(t)| - \ln U_o) = \\ &= \ln^{-1} (2 \ln |x(t)| - \ln U_o) \quad (3.7.28) \end{aligned}$$

Pe baza acestei relații se deduce schema bloc (fig.3.35) a circuitului de conversie RMS-DC în varianta log-antilog.

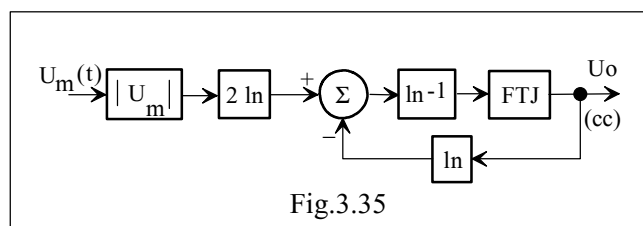


Fig.3.35

Această structură se regăsește în multe circuite de conversie RMS-DC, cum sunt, de exemplu: LH0091, BB4341, etc.

Din punct de vedere al performanțelor, varianta LOG-ANTILOG este mai precisă decât cea cu circuit multifuncțional, dar are banda de frecvență mai redusă: 20...100 kHz-limita superioară, și 10...30Hz-limita inferioară, datorită performanțelor de mediere ale FTJ. La această variantă, prin îmbunătățiri constructive, eroarea de neliniaritate poate coborî până la 0,05%.

Convertoare tensiune-frecvență

În numeroase aplicații de măsurări ale mărimilor neelectrice, problema transmisiei semnalelor prin medii ostile (perturbatoare) se rezolvă prin schimbarea suportului informațional din *tensiune* în *frecvență*. Semnalele analogice sunt transformate (convertite) în trenuri de impulsuri a căror frecvență depinde liniar de tensiunea semnalului. Circuitele specializate cu care se realizează această conversie se numesc convertoare tensiune-frecvență. Din punct de vedere funcțional, aceste circuite sunt convertoare analog-numerice. Mărimea numerică de la ieșirea convertoarelor tensiune-frecvență nu este un cod numeric (ca la convertoarele analog-numerice propriu-zise, ci un tren de impulsuri a căror frecvență de repartiție este direct proporțională cu amplitudinea tensiunii de intrare. Când semnalul de ieșire al convertorului tensiune-frecvență are formă de undă simetrică, circuitul se mai numește și “oscilator comandat în tensiune”.

Parametrii principali prin care se caracterizează un convertor tensiune-frecvență sunt:

- domeniul tensiunii de intrare;
- domeniul frecvenței de ieșire;
- nivelul tensiunii de ieșire;
- liniaritatea funcției de transfer.

Varianta elementară

Circuitul din fig.1 conține două amplificatoare operaționale și un tranzistor. Primul amplificator operațional funcționează ca integrator cu dublă pantă. Sensul de integrare este determinat de semnul tensiunii de intrare, prin starea de conducție sau blocare a tranzistorului T. Al doilea amplificator operațional funcționează în conexiune comparatoare și comandă deschiderea sau blocarea tranzistorului T (a sensului de integrare).

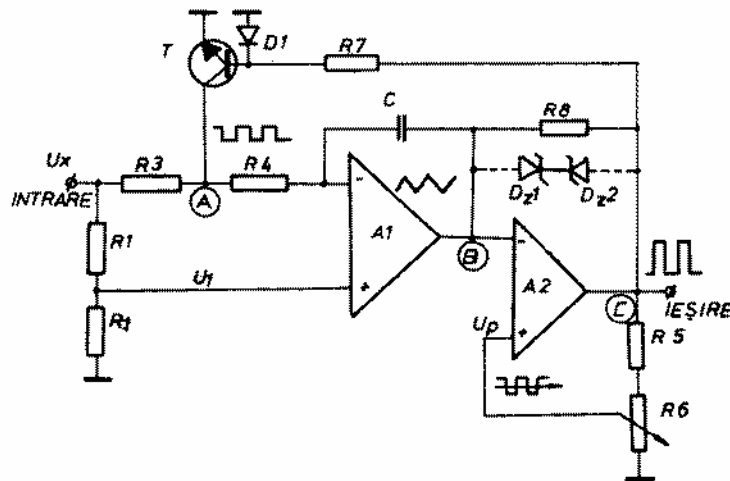


Fig.1. Convertor tensiune-frecvență

Funcționarea schemei este simplă și poate fi urmărită prin formele de undă din punctele critice: ieșirile amplificatoarelor operaționale și colectorul tranzistorului (fig.2). Cu U_p s-a notat tensiunea de prag a comparatorului, determinată de poziția cursorului rezistenței semireglabile R6, iar cu U_A , U_B și U_C - tensiunile în punctele corespunzătoare din schemă.

Când tensiunea de ieșire a integratorului (U_B) atinge tensiunile de prag ($\pm U_p$), ieșirea comparatorului își schimbă starea și comandă, prin R_7 , tranzistorul comutator. Impulsurile pozitive deschid tranzistorul, iar cele negative îl blochează, fiind limitate de dioda D. Integratorul funcționează în două regimuri, după cum tranzistorul este blocat sau deschis. Când tranzistorul este blocat, pe intrarea inversoare a integratorului, prin R_3 și R_4 se aplică tensiunea U_x , de la intrare iar pe intrarea neinversoare – numai o parte din U_x , fracționată de divizorul rezistiv R_1 - R_2 .

$$U_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_x \quad (1)$$

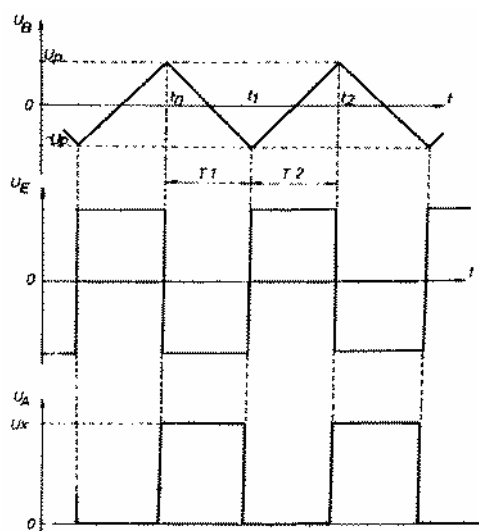


Fig.2. Forme de undă specifice variantei elementare a convertorului tensiune-frecvență

Considerând că amplificatorul operațional integrator este ideal, tensiunea U_B de la ieșirea sa are expresia:

$$U_B(t) = -\frac{1}{(R_3 + R_4)C} \int (U_x - U_1) dt \quad (2)$$

Întrucât tensiunile de intrare au valori constante, pe intervalul (t_0, t_1) , tensiunea $U_B(t)$ variază liniar în planul (U, t) :

$$U_B(t) = -\frac{t}{(R_3 + R_4)C} \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) U_x + U_p \quad (3)$$

Relația de mai sus reprezintă ecuația unei drepte de pantă negativă.

Când tensiunea $U_B(t)$ atinge valoarea $-U_p$ și ieșirea comparatorului devine pozitivă, tranzistorul T intră în conducție. Integratorul funcționează cu aceeași tensiune U_1 pe intrarea neinversoare dar cu tensiune nulă pe intrarea inversoare, punctul comun al rezistențelor R_3 și R_4 fiind conectat la masă prin tranzistorul în conducție. Variația tensiunii $U_B(t)$ este descrisă acum de o dreaptă cu pantă pozitivă, și anume:

$$U_B(t) = -\frac{t}{R_4 C} \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_x - U_p \quad (4)$$

Înlocuind în cele două ecuații momentele: t_0 , t_1 și t_2 , când tensiunea U_B devine egală cu $+U_1$, $-U_p$, respectiv $+U_p$, se obțin intervalele de timp T_1 și T_2 , a căror sumă reprezintă perioada impulsurilor de la ieșirea convertorului:

$$T_1 = 2(R_3 + R_4) \frac{R_1 + R_2}{R_1} C \frac{U_p}{U_x} \quad (5)$$

$$T_2 = 2R_4 \frac{R_1 + R_2}{R_1} C \frac{U_p}{U_x}$$

Dacă este îndeplinită condiția de dimensionare:

$$R_1 = 2R_2 \text{ și } R_3 = R_4 \quad (6)$$

se obține:

$$T_2 = T_1 = 6 R_3 C \frac{U_p}{U_x} \quad (7)$$

adică o formă de undă triunghiulară simetrică a tensiunii U_B la ieșirea integratorului și o formă de undă dreptunghiulară simetrică a tensiunii U_C la ieșirea comparatorului.

Dacă nu se respectă condiția (6) atunci factorul de umplere al formei de undă a tensiunii de ieșire a convertorului va fi diferit de 50%. Dacă R_2 este foarte mic, atunci $T_1 \gg T_2$. Frecvența impulsurilor depinde liniar de tensiunea de intrare U_x :

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{12 R_3 C} \frac{U_x}{U_p} \quad (8)$$

Astfel, domeniul de variație al frecvenței de ieșire se poate fixa prin alegerea corespunzătoare a valorilor componentelor pasive din circuitul de integrare, precum și a pragului de comparare. Un exemplu de caracteristică a unui convertor tensiune-frecvență este în fig.3.

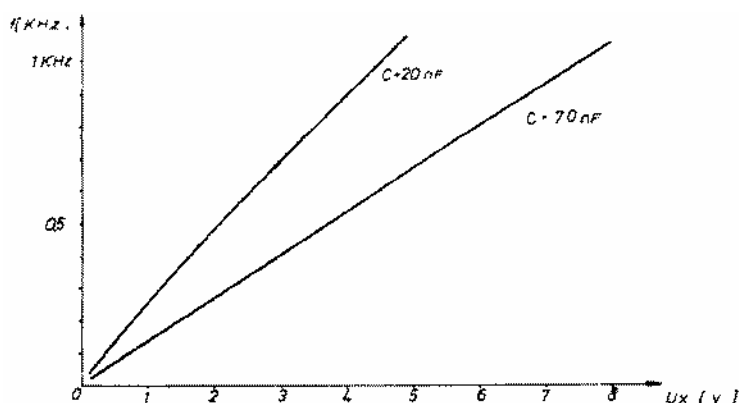


Fig.3. Aspectul caracteristicii de transfer a unui convertor U-f

Amplitudinea semnalului de ieșire este limitată doar de valoarea tensiunii de alimentare. Pentru a reduce amplitudinea semnalului de ieșire în frecvență se pot monta în circuitul de reacție al comparatorului două diode stabilizatoare înseriate în opoziție. Tensiunea de ieșire va fi limitată la $\pm U_Z \pm 0,7V$.

Varianta cu circuit temporizator

Circuitul din figura 4 este compus dintr-un generator de curent constant, construit cu amplificatorul AO1 și circuitul temporizator E555. Alimentând temporizatorul cu tensiunea 5,6 V, impulsurile de ieșire sunt compatibile cu nivelurile TTL. Se observă că, având intrările celor două comparatoare conectate împreună cu colectorul tranzistorului de descărcare, tensiunea pe condensatorul C variază liniar între cele două niveluri (0,33E și 0,66E). Timpul de încărcare depinde de valoarea condensatorului C și de curentul constant I_o . Timpul de descărcare este determinat de condensator și de rezistența de saturație a tranzistorului de descărcare.

Curentul I_o depinde liniar de tensiunea de la intrare (U), iar $T_1 \gg T_2$. Rezultă dependența liniară a frecvenței impulsurilor de ieșire de tensiunea U_x .

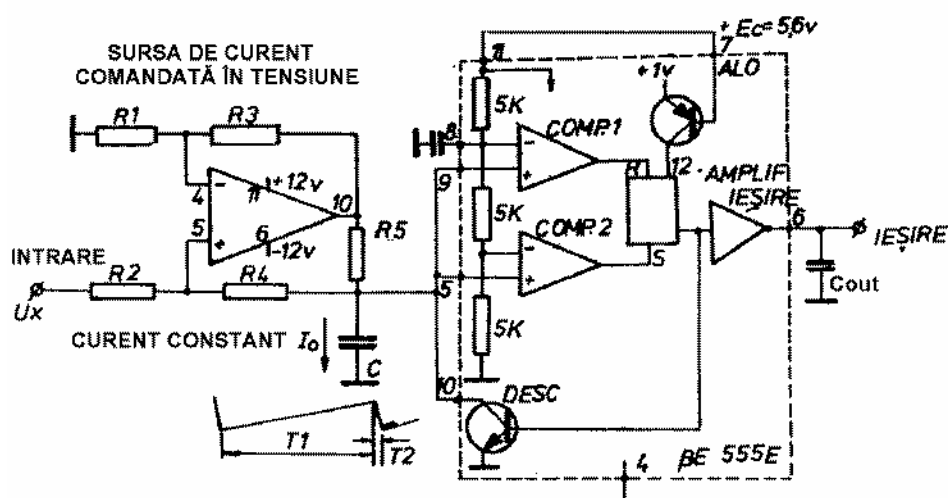


Fig.4. Convertorul tensiune-frecvență cu temporizator și sursă de curent constant

Generatorul de curent constant este un convertor tensiune-curent bidirecțional, comandat asimetric. Calculând curentul de ieșire I_o pentru cazul în care este îndeplinită condiția:

$$R_2 R_3 = R_1 (R_4 + R_5) \quad (9)$$

se obține:

$$I_o = \frac{R_3}{R_1 R_5} U_x \quad (10)$$

Rezultă proportionalitatea curentului din sarcină cu tensiunea de la intrare și independența lui față de valoarea rezistenței de sarcină.

Condiția impusă pentru valorile rezistențelor se poate îndeplini simplu, dacă:

$$R_1 = R_2 \quad \text{și} \quad R_3 = R_4 + R_5. \quad (11)$$

Aceste condiții trebuie îndeplinite riguros; de aceea rezistența R_3 va fi realizată practic din două componente înseriate: una fixă, egală cu cea mai mare valoare dintre R_4 și R_5 , alta variabilă (semireglabilă) egală cu cea mai mică valoare dintre R_4 și R_5 .

Rezistența de ieșire a sursei de curent constant depinde de dispersia valorilor R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 . Toleranța acestora trebuie să fie redusă. Dacă (9) sau (11) este îndeplinită riguros, rezistența de ieșire este foarte mare, iar sursa de curent are proprietăți apropiate de cele ideale.

Condensatorul de la ieșire C_{out} elimină comutările parazite specifice conectării porților TTL la circuitul E555. Domeniul de variație al frecvenței de ieșire este determinat de valorile condensatorului C și ale rezistențelor care determină curentul constant I_o . Liniaritatea circuitului poate fi apreciată în caracteristica statică din fig.5.

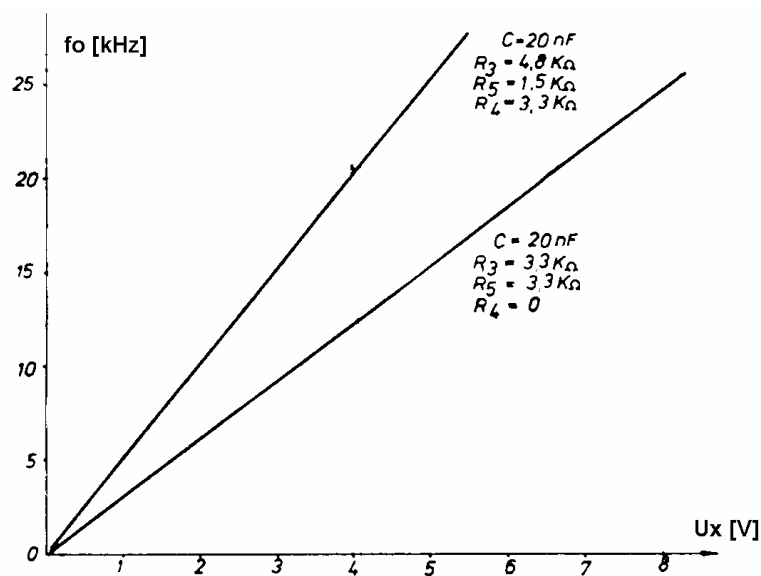


Fig.5. Caracteristica statică a convertorului U-f cu temporizator