Circuite din structura adaptorului

I. Circuite de intrare în adaptor

Aceste circuite au gradul de diversitate cel mai mare, existând însă deosebiri esenţiale funcţie de tipul elementului sensibil: parametric şi generator

1. Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

Aceste circuite presupun:

● necesitatea surselor auxiliare de energie (SAE);

● concepţia lor în aşa fel încât să asigure o liniaritate acceptată, o bună sensibilitate şi o rejecţie ridicată a perturbaţiilor

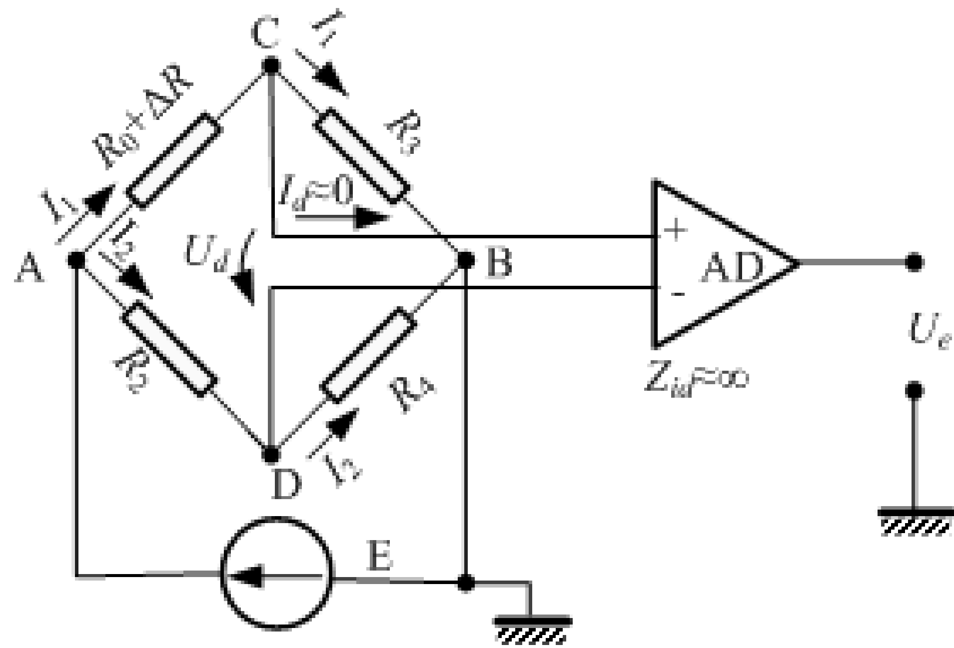
Ca variante constructive se întâlnesc:

- cu modulaţie în amplitudine - cele mai răspândite - fiind folosite la toate tipurile parametrice uzuale (R, L, C);
- cu modulaţie în frecvenţă sau fază, întâlnite la elementele sensibile inductive şi capacitive.

Se vor detalia doar tipurile cele mai reprezentative.

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

A. *Circuit de intrare tip punte Wheatstone de curent continuu, funcţionând în regim dezechilibrat, cu ieşire în tensiune*



In cazul elementelor sensibile rezistive (de deplasare, de temperatură), la care $x \to \Delta R(x)$, se foloseşte o punte Wheatstone alimentată în curent continuu (figura….), în care…..

Deci:

$$U_e = A_{AD} \cdot U_d$$

Pentru intrare x=0 considerăm ΔR=0, iar puntea echilibrată, adică:

$$R_0 R_4 = R_2 R_3.$$

Pentru intrare $x \neq 0$ rezultă $\Delta R \neq 0$, deci:

$$U_d = V_C - V_D = E\left(\frac{R_3}{R_0 + \Delta R + R_3} - \frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) = -\frac{\Delta R \cdot R_4}{(R_0 + \Delta R + R_3)(R_2 + R_4)} E.$$

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

Se pot pune în evidenţă trei aspecte:

a) în ce limite de variaţie ale lui ΔR se poate considera că dezechilibrul U_d are o variaţie liniară;

b) în ce raport trebuie să se găsească elementele punţii pentru ca sensibilitatea acesteia să fie maximă;

c) modul în care puntea dezechilibrată asigură *rejecţia perturbaţiilor*.

Cazul a) *liniaritatea*: să considerăm $\Delta R << (R_0+R_3)$:

$$U_d = -\frac{\Delta R \cdot R_4}{(R_0 + R_3)(R_2 + R_4)\left(1 + \dfrac{\Delta R}{R_0 + R_3}\right)} E$$

dezvoltare în serie Taylor a termenului $1/[1+\Delta R/(R_0+R_3)]$, din care să se considere doar primul termen al dezvoltării

$$U_d \cong -\frac{\Delta R \cdot R_4}{(R_0 + R_3)(R_2 + R_4)}\left(1 - \frac{\Delta R}{R_0 + R_3}\right) E$$

$$U_d \cong -\frac{\Delta R \cdot R_4}{(R_0 + R_3)(R_2 + R_4)} E + \frac{\Delta R^2 \cdot R_4}{(R_0 + R_3)^2 (R_2 + R_4)} E$$

primul termen reprezintă componenta liniară - notată U_{dlin} - iar al doilea componenta neliniară - notată U_{dnel}.

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

Se consideră că eroarea de neliniaritate este dată de raportul dintre U_{dnel} şi U_{dlin}

$$\varepsilon_n = \frac{\left|U_{d_{nel}}\right|}{\left|U_{d_{lin}}\right|} = \frac{\Delta R}{R_0 + R_3} \qquad \varepsilon_{n_{\max}} \le \varepsilon_{n\,a}$$

Problema poate fi rezolvată în două moduri:

1) dacă R_0 este impus, R_3 este dat din condiţia de echilibru, ε_{na} este impus, atunci variaţia maximă a lui ΔR este dată de condiţia:

$$|\,\Delta R\,|_{\max} \le (R_0 + R_3)\varepsilon_{n_a}$$

2) dacă $|\Delta R|_{\max}$ este impus, R_0 este impus, ε_{na} este impusă, atunci se modifică R_3, R_2 şi R_4 astfel încât, din condiţia:

$$R_0 + R_3 \ge |\,\Delta R\,|_{\max} \cdot \frac{1}{\varepsilon_{n_a}}$$

să rezulte valoarea R_3 care - împreună cu R_2 şi R_4 - să echilibreze puntea la ΔR=0 şi să îndeplinească condiţia anterioară.

b) Analiza *sensibilităţii* se face numai pentru partea utilă (liniară) a tensiunii de dezechilibru:

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

Punem condiţia de echilibru $R_0 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$ sub forma:

$$\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_0} = k$$

iar în U_{dlin} împărţim atât numărătorul, cât şi numitorul prin termenul $R_0 \cdot R_2$, obţinându-se:

$$U_d \cong U_{d_{lin}} = -\frac{\frac{\Delta R}{R_0} \cdot \frac{R_4}{R_2}}{\left(1 + \frac{R_3}{R_0}\right)\left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right)} E = -\frac{\frac{\Delta R}{R_0} k}{(1+k)^2} E.$$

Se defineşte sensibilitatea punţii S_W ca fiind:

$$S_W = \left| \frac{U_d / E}{\Delta R / R_0} \right| = \frac{k}{(1+k)^2}$$

care este maximă atunci când $(dS_W)/(dk)=0$, de unde rezultă $k=1$. Condiţia $k=1$ înseamnă:

$$R_4 = R_2 \quad \text{si} \quad R_3 = R_0 \qquad (S_W)_{max} = \frac{1}{4} \qquad (U_d)_{S_{max}} = -\frac{\Delta R}{R_0} \cdot \frac{E}{4}.$$

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

c) *Rejecţia perturbaţiilor*. Fie situaţia în care apare o variaţie perturbatoare ΔR_p asupra rezistenţelor R_0 şi R_2, iar componenta utilă - dependentă de x - o notăm cu ΔR_u. Avem:

- în braţul AC $\quad R = R_0 + \Delta R_u + \Delta R_p$
- în braţul AD $\quad R_2 = R_{20} + \Delta R_p$

condiţia de echilibru fiind aceeaşi ($R_0 \cdot R_4 = R_{20} \cdot R_3$).

$$U_d = E\left(\frac{R_3}{R_0 + \Delta R_u + \Delta R_p + R_3} - \frac{R_4}{R_{20} + \Delta R_p + R_4}\right)$$

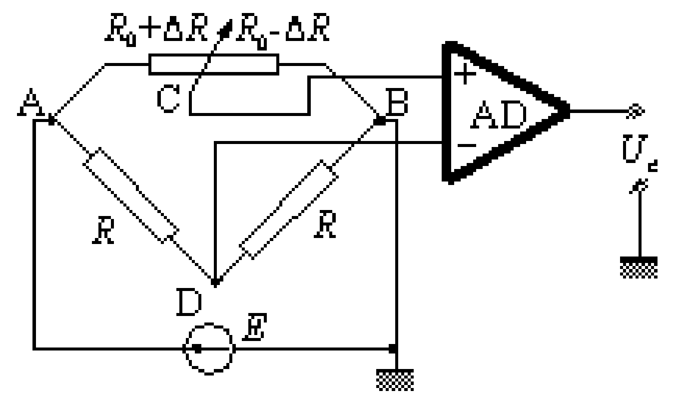
$$U_d = E\frac{-\Delta R_u \cdot R_4 + (R_3 - R_4)\Delta R_p}{(R_0 + \Delta R_u + \Delta R_p + R_3)(R_{20} + \Delta R_p + R_4)}.$$

Se observă că o rejecţie foarte bună a perturbaţiilor se obţine atunci când $R_3 = R_4$, adică atunci când puntea are la echilibru toate rezistenţele egale.

Alte variante de punţi Wheatstone lucrând în regim dezechilibrat:

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

B. *Punte Wheatstone de c.c cu două braţe active diferenţial* – figura… - întâlnită la traductoarele de forţă cu mărci tensometrice, pentru care:

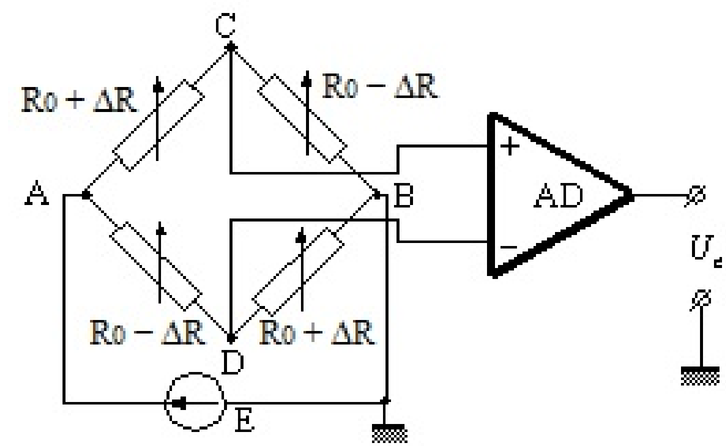


$$U_d = E\left(\frac{R_0-\Delta R}{2R_0}-\frac{R}{R+R}\right)=-\frac{\Delta R}{2R_0}E.$$

dependenţă liniară a tensiunii de dezechilibru cu variaţia de rezistenţă R, iar sensibilitatea

$$S_W=\left|\frac{U_d/E}{\Delta R/R_0}\right|=\frac{1}{2}$$

C. *Punte Wheatstone de c.c. cu 4 braţe active în montaj diferenţial două câte două*

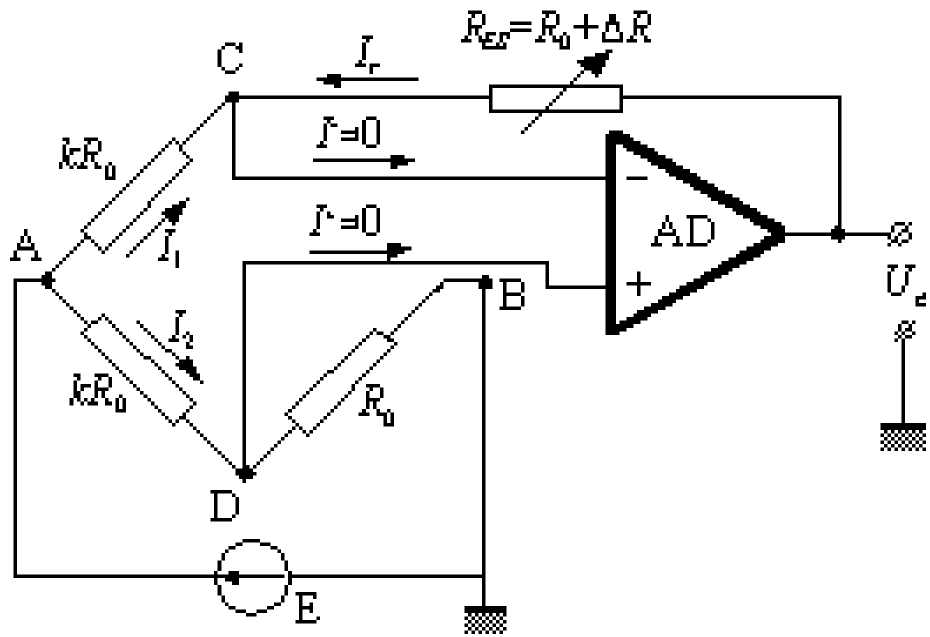


$$U_d = E\left(\frac{R_0-\Delta R}{2R_0}-\frac{R_0+\Delta R}{2R_0}\right)=-\frac{\Delta R}{R_0}E$$

$$S_W=\left|\frac{U_d/E}{\Delta R/R_0}\right|=1$$

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

D. *Punte Wheatstone de c.c. cu un braţ activ şi tensiune de ieşire liniară cu variaţia de rezistenţă a elementului sensibil*



$A \cong \infty$

$I^- \cong 0$ $\quad U_D - U_C = \frac{U_e}{A} \cong 0 \quad deci \quad U_C = U_D.$

$I^+ \cong 0$ $\quad$ Cum $I_1 + I_r - I^- = 0$, rezultă că $I_1 = -I_r$, astfel că se obţin relaţiile:

$$I_1 = \frac{U_C - U_A}{kR_0} = \frac{U_C - E}{kR_0}$$

$$I_r = \frac{U_C - U_e}{R_0 + \Delta R}$$

din care rezultă:

$$\frac{\frac{E}{k+1} - E}{kR_0} = \frac{-\frac{E}{k+1} + U_e}{R_0 + \Delta R}$$

$$U_e = -\frac{E}{k+1}\frac{\Delta R}{R_0}$$

$$U_D = \frac{E}{kR_0 + R_0}R_0 = \frac{E}{k+1}$$

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

E. *Circuite de intrare pentru elemente sensibile inductive şi capacitive*; pentru cazul traductoarelor inductive şi capacitive (de deplasare, de nivel), la care impedanţa elementului sensibil este de forma:

- la cele inductive: $\underline{Z}_{ES} = R_{ES} + j\omega L_{ES}(x)$ $\quad L_{ES}(x) = L_0 \pm \Delta L(x)$

- la cele capacitive: $\underline{Z}_{ES} = \dfrac{1}{j\omega C_{ES}(x)}$ $\quad C_{ES}(x) = C_0 \pm \Delta C(x)$

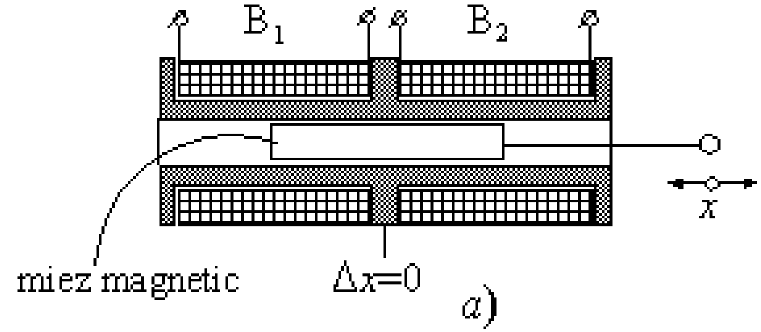
se utilizează fie montaje de punţi de c.a. lucrând în regim dezechilibrat, la care amplitudinea tensiunii de dezechilibru depinde de intrarea *x*, fie circuite oscilante *RC*, la care frecvenţa de oscilaţie depinde de intrarea *x*.

Exemplificare - într-o modalitate sumară - cazul unui circuit de intrare pentru un traductor inductiv diferenţial de deplasare folosind o punte de c.a.

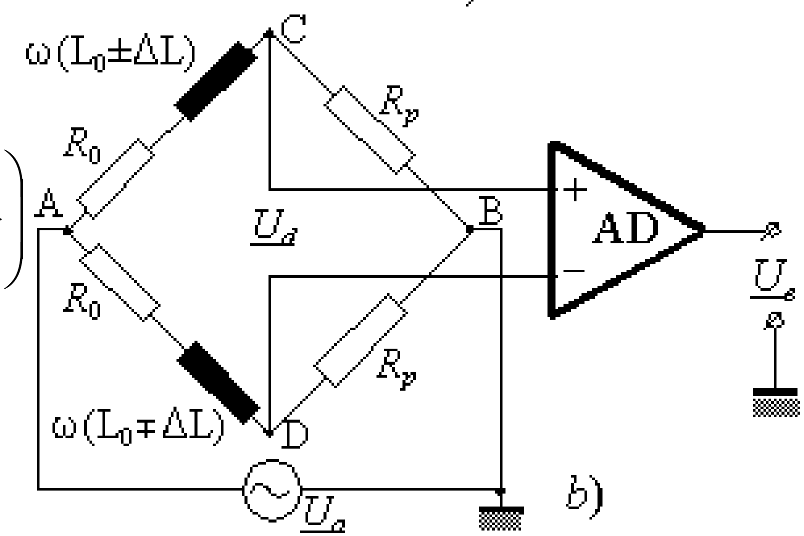
Se consideră elementul sensibil al traductorului, compus din două bobine cilindrice lungi B_1 şi B_2 identice, în interiorul căruia se deplasează un miez din material feromagnetic cilindric, acţionat de mărimea de intrare (deplasarea *x*). (figura…)

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

Pentru un $\Delta x \neq 0$ apare un dezechilibru al punţii dependent de valoarea deplasării Δx, iar faza tensiunii de dezechilibru $\underline{U}d$ depinde de sensul deplasării faţă de poziţia de zero. Într-adevăr, scriind tensiunea de dezechilibru (datorită modului de construcţie a celor două bobine se neglijează inductivitatea mutuală):



$$\underline{U}_d = \underline{U}_a \left(\frac{R_p}{R_p + R_0 + j\omega(L_0 \pm \Delta L)} - \frac{R_p}{R_p + R_0 + j\omega(L_0 \mp \Delta L)} \right)$$



ţinând seama că $(\Delta L)^2 << L_0^2$ - după prelucrare devine:

$$\underline{U}_d \cong \underline{U}_a \frac{\mp 2 j\omega R_p \cdot \Delta L}{(R_p + R_0 + j\omega L_0)^2}$$

deci amplitudinea tensiunii de dezechilibru - considerată în modul - este proporţională cu variaţia de inductivitate ΔL.

Circuite de intrare pentru elemente sensibile parametrice

Luând ca referinţă faza tensiunii alternative de alimentare a punţii (arg $\underline{U}_a = 0$), atunci:

$$\arg \underline{U}_d = \arg(\mp 2 j\omega R_p \Delta L) - \arg(R_p + R_0 + j\omega L_0)^2 = \mp\frac{\pi}{2} - \mathrm{arctg}\frac{2\omega L_0 (R_p + R_0)}{(R_p + R_0)^2 - \omega^2 L_0^2}$$

Dacă se asigură condiţia $(R_p+R_0)^2 - \omega^2 L_0^2 = 0$ prin alegerea corespunzătoare a rezistenţei R_p, atunci - faţă de poziţia de echilibru - arg$\underline{U}_d$ poate fi $-\pi$ [rad] sau 0 [rad],

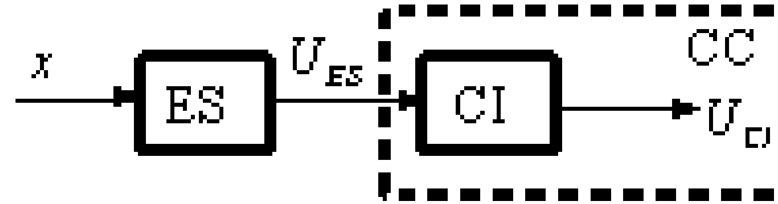
Concluzie: prin discriminarea fazei tensiunii de dezechilibru se asigură găsirea sensului deplasării Δx în raport cu poziţia de echilibru.

2. Circuite de intrare pentru elemente sensibile generatoare

Mărimile de proces *x* de tip generator - mărimi active - au asociată o energie proprie, din care o parte mică poate fi folosită în procesul de măsurare. Această parte este cedată elementului sensibil care, folosind-o, ar rezulta că nu mai necesită surse auxiliare de energie. Totuşi, aceste surse se folosesc pentru alimentarea circuitelor de intrare CI, care realizează - pe cale electronică - adaptarea în nivel de semnal, adaptarea în impedanţă şi conversia în tensiune.

Circuite de intrare pentru elemente sensibile generatoare

A. *Adaptarea în impedanţă* – figura *a* - presupune preluarea tensiunii generate de ES de o aşa manieră încât circuitul de intrare al CC-ului - prin impedanţa sa - să nu influenţeze ieşirea din elementul sensibil.



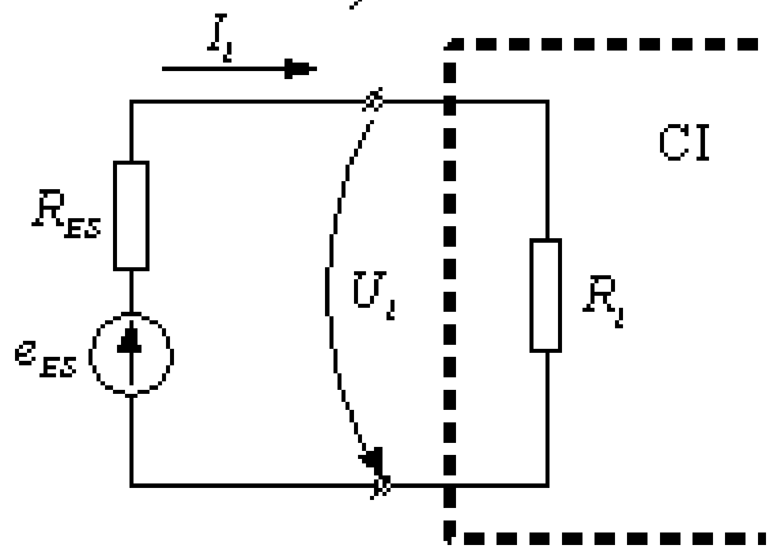
a)

Conform figurii *b* trebuie îndeplinită condiţia:

$$u_i \cong e_{ES} \qquad I_i = \frac{e_{ES}}{R_{ES} + R_i}$$

$$U_i = R_i I_i = \frac{R_i}{R_{ES} + R_i} e_{ES} = \frac{1}{1 + \frac{R_{ES}}{R_i}} e_{ES}$$

$$\frac{R_{ES}}{R_i} << 1 \quad \text{sau} \quad R_i >> R_{ES}$$

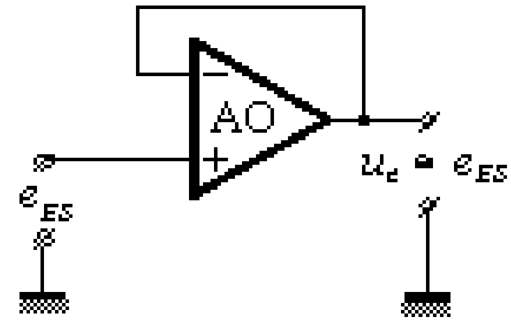


b)

condiţie care poate fi realizată cu un element activ având o foarte mare impedanţă de intrare.

Circuite de intrare pentru elemente sensibile generatoare

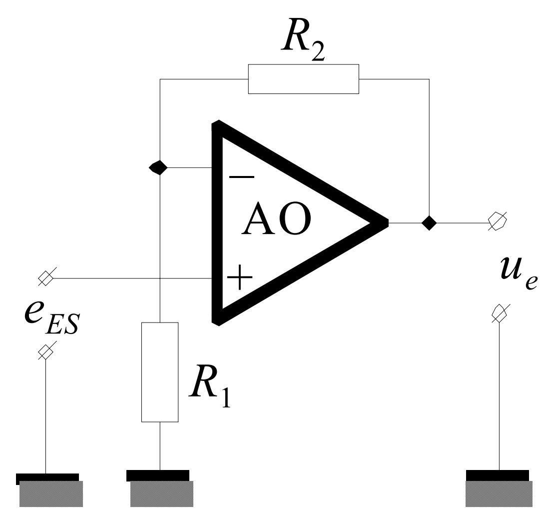
O modalitate de realizare efectivă a acestei condiţii este prin folosirea unui amplificator operaţional în montaj repetor – figura…….



B. Pentru a realiza doar *adaptarea în nivel de semnal* se poate folosi un montaj de amplificator neinversor ca în figura., la care:

$$u_e = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e_{ES}$$

cu observaţia că rejecţia modului comun este slabă.



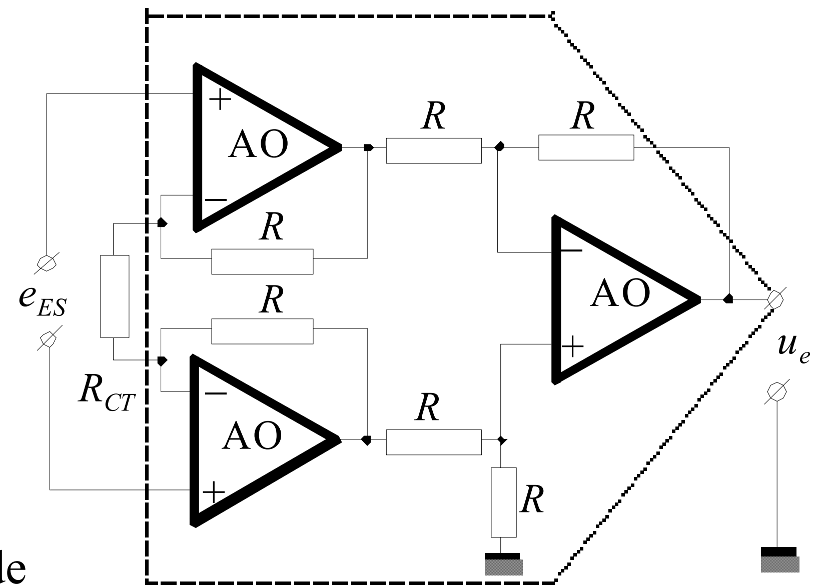
C. Pentru performanţe mai bune - *adaptarea în nivel şi impedanţă* - se folosesc structuri diferenţiale ca în figura de pe slide-ul urmator, la care:

$$u_e = \left(1 + \frac{2R}{R_{CT}}\right) e_{ES}$$

unde R_{CT} se numeşte rezistenţă de câştig (amplificare), cu ajutorul căreia se pot realiza amplificări între 1 şi 1000 şi rejecţia modului comun mai bună de 120 dB.

Circuite de intrare pentru elemente sensibile generatoare

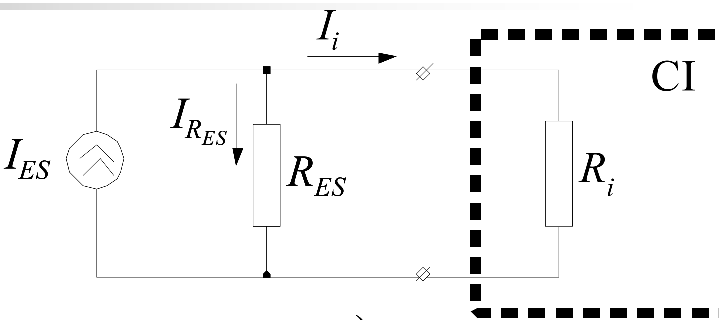
D. *În cazul când semnalele de tensiune* generate de elementele sensibile *sunt de valori foarte mici*, obţinute de la surse cu impedanţe interne foarte mari (de exemplu la elementele sensibile de pH), se folosesc *amplificatoare instrumentale cu modulare-demodulare*, sau structuri cu ambaza termostatată pentru controlul riguros al derivei termice.



E. În multe aplicaţii cerute de practica sistemelor de achiziţie a semnalelor tip tensiune de nivel mic se impune folosirea unor *amplificatoare / atenuatoare cu factor de amplificare programabil* (sistemele de achiziţie de date - prescurtat SAD - au în structura lor un astfel de amplificator, a cărui factor de amplificare este comandat numeric de µP sau µC).

Circuite de intrare pentru elemente sensibile generatoare

F. Când se doreşte *conversia curent-tensiune*, adică pentru cazul când $x+\Delta x \rightarrow I+\Delta I(x) = I_{ES}$, atunci avem circuitul echivalent din figura *a* pentru care:



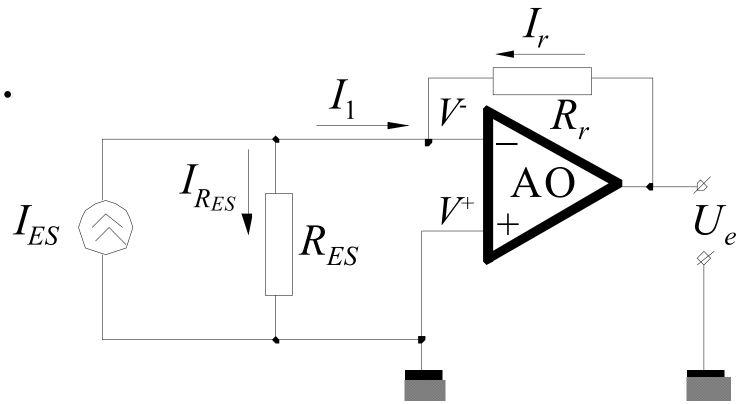
a)

$$I_{ES} = I_i + I_{R_{ES}} \qquad I_{R_{ES}} \cdot R_{ES} = I_i \cdot R_i$$

$$I_i = \frac{\dfrac{R_{ES}}{R_i}}{1+\dfrac{R_{ES}}{R_i}} I_{ES}.$$

Dacă $R_{ES} >> R_i$, adică $R_{ES}/R_i >> 1$, atunci: $I_i \cong I_{ES}.$

Ultima relaţie se poate asigura cu un circuit ca în figura *b*, denumit *convertor curent-tensiune*, pentru că:



b)

$$I_{R_{ES}} = \frac{V^-}{R_{ES}} \cong 0$$

$$I_1 = I_{ES} - I_{R_{ES}} \cong I_{ES}$$

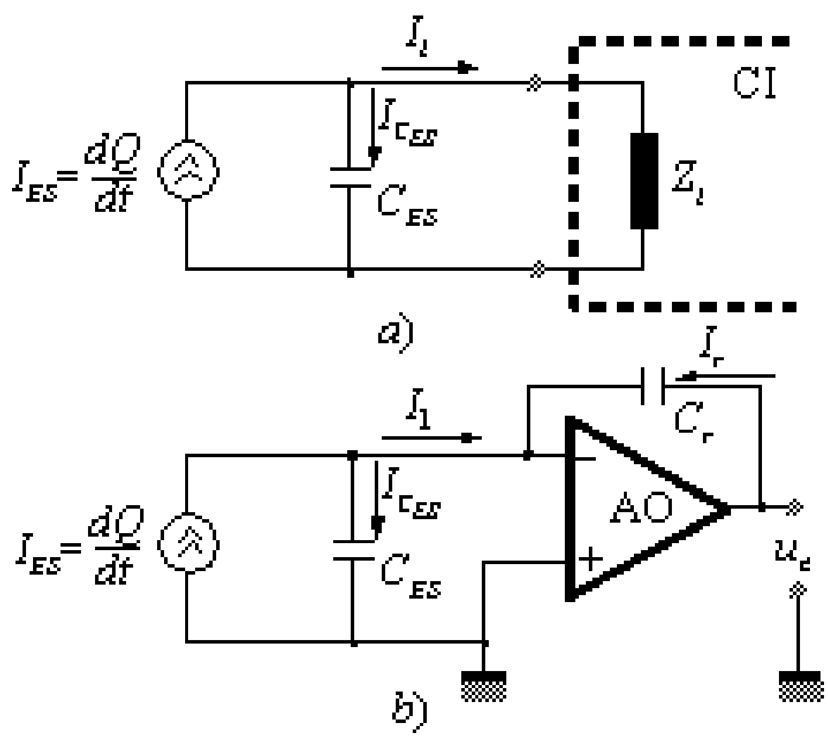
$$I_r = -\frac{U_e}{R_r}$$

$$I_1 + I_r = 0$$

$$I_{ES} = \frac{U_e}{R_r} \qquad U_e = R_r \cdot I_{ES}.$$

Circuite de intrare pentru elemente sensibile generatoare

G. Pentru cazul elementelor sensibile cu acumulare de sarcină electrică (de exemplu la cele piezoelectrice pentru măsurarea forţelor), atunci schema echivalentă este cea din figura *a*



Prin alegerea convenabilă a impedanţei de intrare Z_i - tot de tip capacitiv - rezultă relaţia:

$$\frac{1}{C_i} << \frac{1}{C_{ES}}$$

Folosind montajul din figura *b*, la care I_{CES} este neglijabil, se obţine:

$$I_{ES} + I_r = 0 \qquad \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} + C_r\frac{\mathrm{d}u_e}{\mathrm{d}t} = 0$$

$$u_e = -\frac{Q}{C_r}$$

care arată că ieşirea din AO este proporţională cu sarcina electrică dinamică acumulată pe C_{ES}; de aceea această schemă se mai numeşte şi *amplificator de sarcină* sau *convertor sarcină-tensiune*.