

## 2. SEMNALE, SENZORI ȘI CIRCUITE

### 2.1. Semnal analogic și digital

#### 2.1.1. Principii fizice și semnale

Clasificarea elementelor senzoriale, o analiză a posibilităților de construcție a acestora și de utilizare ulterioară este mult simplificată prin trecerea în revistă a principiilor fizice care pot sta la baza senzorilor. Pe baza unui principiu fizic, o informație de interes este convertită într-o cantitate măsurabilă [2.20].



Fig. 2.1 Informație, principiu fizic și cantitate măsurabilă

**Teorema lui Ampere** – un conductor parcurs de un curent  $I$  și aflat în câmpul magnetic  $B$  este solicitat de o forță  $F$ .

**Principiul lui Archimede:** asupra unui corp scufundat într-un lichid acționează o forță ascensională egală cu greutatea lichidului deslocuit de acel corp. Greutatea lichidului deslocuit de acel corp este proporțională cu densitatea lichidului.

**Ecuția lui Bernoulli:** conservarea energiei fluidice este dependentă de presiunea și viteza particulei.

**Principiul al II-lea - principiul coliniarității forței și accelerației – al lui Newton:** accelerația imprimată unui corp este proporțională cu forța aplicată și are aceeași orientare cu forța. **Realizare:** senzorii pentru vibrație / accelerație.

**Legea conducției electrice (Ohm):** tensiunea electrică la bornele unui circuit pasiv (fără surse) este egală cu produsul dintre intensitatea curentului și rezistența circuitului:

$$u_R = R \cdot i \quad (2.1)$$

**Forța electromagnetică (Lorentz):** dacă într-o regiune din spațiu aducem un corp de probă încărcat cu sarcină electrică  $q$  și în acea regiune există un câmp electromagnetic( $\vec{E}, \vec{B}$ ), asupra corpului de probă se va exercita forța electromagnetică

elementară:

$$\vec{F} = q\vec{E} + q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.2)$$

**Efectul piezorezistiv:** o rezistență electrică își modifică valoarea dacă materialul este supus unei solicitări mecanice. Factorul de proporționalitate – factorul de tensosensibilitate – se definește prin:

$$K = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} = \frac{\Delta \rho/\rho}{\varepsilon} + (1 + 2\nu) \quad (2.3)$$

unde:  $R$  – este rezistența electrică;  $\varepsilon$  – alungirea relativă a firului;  $\rho$  – rezistivitatea materialului;  $\nu$  – coeficientul lui Poisson.

**Efectul Poisson:** un material suferă o deformație specifică în direcție perpendiculară pe solicitarea mecanică aplicată. Coeficientul lui Poisson se definește ca fiind:

$$\nu = -\frac{\varepsilon_{transversal}}{\varepsilon_{longitudinal}} \quad (2.4)$$

existând în același timp relația:

$$E = 2G(1 + \nu) \quad (2.5)$$

dintre modulul de elasticitate longitudinal  $E$ , cel transversal  $G$  și coeficientul lui Poisson.

**Efectul Coriolis (după Gaspard-Gustave Coriolis, 1835)** – apariția unei deviații vizibile a mișcării unui obiect de la linia dreaptă dacă este privit dintr-un sistem de referință care se rotește. Accelerația Coriolis este definită ca fiind:

$$\vec{a}_C = -2\vec{\omega} \times \vec{v} \quad (2.6)$$

unde:  $\omega$  - este viteza unghiulară a mișcării de transport;  $v$  – este viteza relativă.

Acestei accelerații îi va corespunde o forță dată de relația:

$$\vec{F}_C = -2m\vec{\omega} \times \vec{v} \quad (2.7)$$

**Efectul Gauss:** rezistența unui conductor crește dacă acesta este magnetizat.

**Efectul Nernst:** un flux termic transversal pe liniile de câmp magnetic produce o diferență de potențial. Procesul este cuantificabil prin coeficientul lui Nernst:

$$|N| = \frac{E_y/B_z}{dT/dx} \quad (2.8)$$

unde:  $E_y$  - este componenta după axa  $y$  a câmpului electric;  $B_z$  - este componenta inducției magnetice după axa  $z$ ;  $dT/dx$  - este gradientul de temperatură.

Efectul invers este cunoscut sub denumirea de efectul Ettingshausen.

**Efectul giroscopic:** un rigid cu o axă de simetrie și cu un punct (al axei) fixat, căruia i s-a imprimat inițial o rotație rapidă în jurul acestei axe, are și o deplasare perpendiculară pe planul vertical.

**Efectul electrocaloric ireversibil (efectul Joule-Lenz):** în orice conductor parcurs de curent se dezvoltă căldură.

**Efectul Doppler** (după Christian Doppler) - reprezintă modificarea frecvenței și a lungimii de undă dacă aceasta este observată de un observator aflat în mișcare relativă față de sursa undelor.

Pentru unde care străbat un mediu, relația dintre frecvența observată  $f_1$  și frecvența emisă  $f$  este dată de relația:

$$f_1 = \left( \frac{v}{v \pm v_s} \right) f \quad (2.9)$$

unde:  $v$  este viteza undei în mediu (în aer  $332 + 0.59T$  [m/s] pentru temperatura  $T$  [ $^{\circ}\text{C}$ ]);  $v_s$  este viteza sursei.

Relația între cele două frecvențe se mai poate scrie:

$$\Delta f = \frac{f \cdot v}{c} = \frac{v}{\lambda} \quad (2.10)$$

unde:  $f$  este frecvența transmisă,  $v$  [m/s] este viteza relativă între emitor și receptor;  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s viteza luminii în vid;  $\lambda$  este lungimea de undă emisă.

Utilitatea s-a făcut simțită în diverse aplicații ale domeniului măsurătorilor: măsurarea temperaturii, radar, investigațiilor medicale, măsurarea debitului, astronomie

**Efectul Hall:** O placa semiconductoră plasată într-un câmp magnetic "B" și parcursă de curentul "I" permite prelevarea unui semnal în tensiune pe fețele laterale ale acesteia. Tensiunea electromotoare "e" rezultată definește efectul Hall.

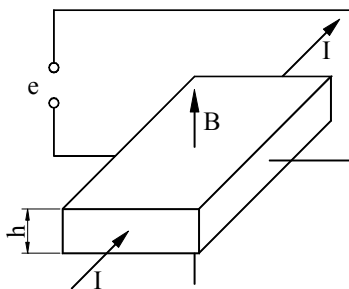


Fig. 2.2 Efectul Hall

**Efectul Kerr (efectul pătratic electro-optic-QEO):** modificarea indicelui de refracție al unei substanțe ca răspuns la aplicarea unui câmp electric acesteia:

$$\Delta n = \lambda K E^2 \quad (2.11)$$

unde:  $\lambda$  – este lungimea de undă;  $K$  – constanta Kerr;  $E$  – intensitatea câmpului electric.

**Efect pelicular :** Curentul electric alternativ se repartizează neuniform în secțiunea conductoarelor, densitatea de curent fiind maximă pe suprafața conductorului și scăzând spre interiorul acestuia. Fenomenul poartă denumirea de efect pelicular.

**Legea inducției electromagnetice:** tensiunea electromotoare indusă în lungul unui contur  $\Gamma$  este egală cu viteza de scădere a fluxului magnetic prin orice suprafață  $S_{\Gamma}$  sprijinită pe această curbă:

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} \cdot \vec{ds} = e = - \frac{d\Phi_{S_{\Gamma}}}{dt} \quad (2.12)$$

**Efectul de ecran :** În interiorul unei cavități dintr-un corp metalic, introdus într-un câmp, nu pătrunde câmpul exterior.

**Efectul de vecinătate :** Comportarea unui conductor parcurs de un curent alternativ diferă de la situația când este singur sau situația în care este în prezența și a altor conductoare parcurse de curenți alternativi. Acest efect poartă denumirea de *efect de vecinătate*.

**Efectul Peltier:** Efectul Peltier se încadrează în clasa efectelor termoelectrice și se manifestă sub forma absorbției sau degajării de căldură în vecinătatea joncțiunii a două corpuri solide – conductoare sau semiconductoare – la trecerea unui curent electric prin aceasta.

Coeficientul Peltier “ $\pi$ ” (coeficient de material) este legat de coeficientul Seebeck “ $\alpha$ ” printr-o ecuație termodinamică de forma:

$$\pi = \alpha \cdot T \quad (2.13)$$

unde “ $T$ ” este temperatura absolută.

Energia calorică schimbată în unitatea de timp este:

$$Q = \pi \cdot I \quad (2.14)$$

unde “ $I$ ” este intensitatea curentului.

Se poate defini și un coeficient Peltier “absolut” pentru fiecare corp în parte pe baza coeficientului Thomson “ $\tau$ ”:

$$\pi_{abs} = \int_0^T \frac{\tau(T)}{T} dT \quad (2.15)$$

Valorile coeficienților Peltier sunt mai mari pentru materialele semiconductoare.

**Efectul fotoelectric :** emisia de electroni sub acțiunea luminii poartă denumirea de efect fotoelectric. Emisia electronică are loc numai dacă frecvența luminii incidente este mai mare decât o anumită valoare de prag  $\nu_0$  caracteristică fiecărui material.

Numărul electronilor emiși în unitatea de timp este proporțional cu iluminarea “ $E$ ” a suprafeței emisivă:

$$n = \frac{k}{e} \cdot E \quad (2.16)$$

unde “ $k$ ” este un factor de proporționalitate iar “ $e$ ” este sarcina electrică a electronului.

**Efectul Thomson:** se referă la distribuția temperaturii unui fir încălzit de-a lungul acestuia. Temperatura scade simetric, de o parte și de alta a punctului de încălzire. Dacă firul este parcurs de un curent electric, punctul de maxim se deplasează. La unele materiale deplasarea are loc în sensul curentului iar alte materiale în sens invers. Efectul Thomson este un caz particular al efectului Peltier.

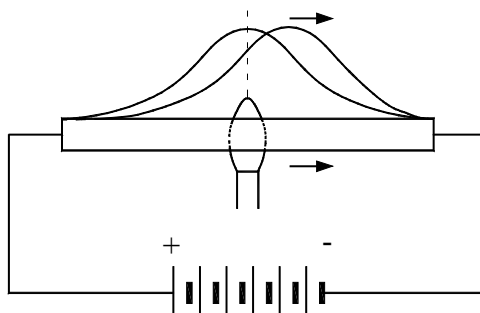


Fig. 2.3 Efectul Thomson

**Efectul Faraday :** este un efect magneto optic ce constă în rotirea planului de polarizare a unei raze de lumină, polarizate linear, ce se propagă pe direcția câmpului magnetic într-o substanță aflată în câmp.

Unghiul de rotație este dat de:

$$\alpha = \rho \cdot l \cdot H \quad (2.17)$$

unde:  $l$  – dimensiunea stratului de material parcurs;  $H$  – intensitatea câmpului magnetic;  $\rho$  – constanta ce depinde de natura substanței, de temperatură.

**Efectul piezoelectric :** un cristal de o anumită configurație a rețelei cristaline, se va polariza electric după o anumită direcție dacă este supus unei solicitări mecanice după o direcție dată. Sarcina electrică ce apare pe fețele cristalului în virtutea acestui fenomen, este proporțională cu efortul mecanic exercitat asupra lui.

Există și efectul piezoelectric “invers”: dacă pe fețele unui cristal se aplică o sarcină electrică rezultă variații ale dimensiunilor geometrice ale acestuia.

**Efectul piroelectric:** *piroelectricitatea* este proprietatea unor cristale anizotrope prin care polarizarea electrică spontană depinde de *temperatură*. Substanțele care prezintă această proprietate se numesc *piroelectrice*, iar apariția sarcinilor electrice la suprafața unui astfel de material în urma încălzii sau răcirii lui se numește *efectul piroelectric*. Una dintre aplicațiile piroelectricității este în dispozitivele de detecție a radiațiilor infraroșii și milimetrice, folosite de exemplu în detecția de la distanță a mișcării oamenilor și ale animalelor.

Materialele piroelectrice cele mai comune sunt cuarțul, turmalina, unele substanțe monocristaline (tantalat de litiu etc.), materiale ceramice și unii polimeri. Această proprietate mai există la o serie de substanțe organice ca țesuturile de os și de tendon precum și colagenul.

Efectul opus, constând în creșterea sau scăderea temperaturii în urma aplicării unui câmp electric, se numește *efectul electrocaloric*.

Cuvîntul *pirelectric* a fost introdus de fizicianul scoțian David Brewster în 1824 și provine din grecescul *foc* și *electric*.

Coeficientul piroelectric arată ce polarizare electrică se obține la variația cu o unitate a temperaturii:

$$dD = p d\theta \quad (2.18)$$

unde  $D$  este polarizarea electrică măsurată în  $C/m^2$ ,  $p$  este coeficientul piroelectric [ $C/m^2$ ] iar  $\theta$  este temperatura [K].

Efectul piroelectric are la nivel molecular două componente:

- Efectul piroelectric **direct** constă în apariția polarizării electrice strict sub influența temperaturii, fără intervenția deformărilor mecanice;
- Efectul piroelectric **indirect** se produce în două etape: modificarea temperaturii produce deformări și tensiuni mecanice care la rîndul lor determină polarizarea electrică prin piezoelectricitate.

**Efectul termoelectric** : Seebeck a descoperit în 1822 că dacă temperatura contactului dintre două metale diferă de cea circuitului, apare o tensiune electromotoare termoelectrică (fig.2.4):

$$V = \int_{T_1}^{T_2} [S_B(T) - S_A(T)] dT \quad (2.19)$$

unde:  $S_B$  și  $S_A$  - sunt coeficienții Seebeck pentru materialele A și B;  $T_1$  și  $T_2$  - sunt temperaturile celor două joncțiuni. Dacă coeficienții Seebeck sunt de valoare constantă, relația anterioară devine:

$$V = (S_B - S_A) \cdot (T_2 - T_1) \quad (2.20)$$

Efectul termoelectric și efectul Peltier sunt efecte inverse. Efectul termoelectric – efectul Seebeck – provine din variația tensiunii electromotoare de contact, între două metale date, cu temperatura.

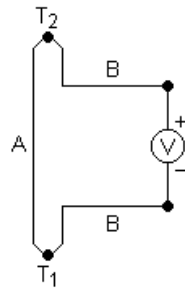


Fig. 2.4 Efectul Seebeck

**Efectul termoelectronic:** un conductor poate emite electroni, a căror energie cinetică depășește lucrul mecanic de extracție. Probabilitatea de ieșire a electronilor crește cu temperatura. Electronii emiși de pe conductor creează o sarcină spațială care sisteză fenomenul emisiv, ajungându-se la saturație

**Efectul termoionic:** se referă la emisia de ioni pozitivi de către sarcinile alcaline sau impuritățile din metale.

**Efectul Oersted:** Oersted a descoperit în 1820 că un ac magnetic mobil deviază de la poziția N-S dacă se află în vecinătatea unui conductor parcurs de curent electric. Deviația acului magnetic respectă regula observatorului lui Ampere sau regula mâinii drepte.

**Efectul conductiv :** conductivitatea electrică a unui semiconductor crește dacă crește numărul fotonilor absorbiți de la un flux luminos incident pe semiconductor.

În tabelele 2.1 și 2.2 se prezintă concentrat o sinteză a mărimilor fizice de bază și posibilitatea de punere în evidență a acestora cu semnale specifice.

Tabelul 2.1

Mărime fizică de bază	Mărimi fizice derivative	Elemente sensibile tipice
Deplasare	<ul style="list-style-type: none"> <li>• deplasare liniară</li> <li>• deplasare unghiulară</li> <li>• lungime</li> <li>• grosime (strat de acoperire)</li> <li>• nivel</li> <li>• deformație</li> <li>• forță, presiune, cuplu</li> <li>• altitudine</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• rezistive</li> <li>• inductive</li> <li>• fotoelectrice</li> <li>• electrodinamice (de inducție, selsine, inductosyne)</li> </ul>
Viteză	<ul style="list-style-type: none"> <li>• viteză liniară</li> <li>• viteză unghiulară</li> <li>• debit</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• electrodinamice (de inducție)</li> <li>• fotoelectrice</li> </ul>
Forță	<ul style="list-style-type: none"> <li>• efort unitar</li> <li>• greutate</li> <li>• accelerație</li> <li>• cuplu</li> <li>• presiune</li> <li>• vâscozitate</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• termorezistive</li> <li>• termistoare</li> <li>• rezistive</li> <li>• inductive</li> <li>• capacitive</li> <li>• piezorezistive</li> <li>• magnetorezistive</li> </ul>
Temperatură	<ul style="list-style-type: none"> <li>• temperatură</li> <li>• căldură</li> <li>• conductibilitate termică</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• termorezistențe</li> <li>• termistoare</li> <li>• termocupluri</li> </ul>
Masă	<ul style="list-style-type: none"> <li>• debit de masă</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• complexe (dilatare + deplasare)</li> </ul>
Concentrație	<ul style="list-style-type: none"> <li>• densitate</li> <li>• componente din amestec de gaze</li> <li>• ioni de hidrogen în soluții</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• idem forță</li> <li>• termorezistive</li> <li>• electrochimice</li> <li>• conductometrice</li> </ul>
Radiație	<ul style="list-style-type: none"> <li>• umiditate</li> <li>• luminoasă</li> <li>• termică</li> <li>• nucleară</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• fotoelectrice</li> <li>• detectoare în infraroșu</li> <li>• elemente sensibile bazate pe ionizare</li> </ul>

Tabelul 2.2

Mărimea fizică de măsurat	Efect utilizat	Mărime de ieșire
Temperatura	Termoelectricitate	Tensiune
	Piroelectricitate	Sarcina
Flux de radiație optică	Fotoemisie	Curent
	Efect fotovoltaic	Tensiune
	Efect fotoelectric	Tensiune
Forță (dinamic)	Piezoelectricitate	Sarcină electrică
Presiune	Piezoelectricitate	Sarcină electrică
Accelerație	Piezoelectricitate	Sarcină electrică
Viteză	Inducție electromagnetică	Tensiune
Poziție (magnet)	Efect Hall	Tensiune

Comportarea în timp a mărimii fizice de măsurat poate fi:

- *constantă*
- *variabilă*:
  - ❖ *staționar*
    - ✓ periodic
      - sinusoidal
      - nesinusoidal
    - ✓ neperiodic (aleatoare)
  - ❖ *nestaționar*

În cazul mărimilor staționare se pot măsura:

- o valoare instantanee;
- ansamblul valorilor instantanee într-un interval de timp dat sau un parametru global: valoarea medie, valoarea efectivă, valoare de vârf.  
Modul de definire a valorilor parametrului global este următorul:
- valoarea medie

$$X_{med} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt \quad (2.21)$$

- valoarea efectivă

$$X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt} \quad (2.22)$$

- valoarea de vârf:

$$X_m = \max_{t_1, \dots, t_2} |x(t)|$$

În cazul mărimilor nestaționare se pot măsura de asemenea: o valoare instantanee la un moment dat, valori instantanee la anumite momente de timp (sau într-un interval de timp dat), o valoare medie pe un interval de timp dat.



Rezultatul conversiei mărimii fizice este un *semnal* care la rândul său se poate reprezenta în funcție de  *timp*  sau de *frecvență*.

### 2.1.2. Semnal analogic

O mare categorie de semnale reprezintă procese care variază continuu în timp. De ex.: curentul din circuitul unui microfon reprezintă variația în timp a presiunii undelor sonore asupra membranei microfonului, o electrocardiogramă reprezintă variația în timp a presiunii corespunzătoare pulsațiilor mușchiului cardiac, etc. Aceste semnale sunt reprezentate prin modele matematice, funcții continue în timp  $x(t)$  și se numesc *semnale analogice*. În figura 2.5 se prezintă un semnal analogic în tensiune pentru care sunt nominalizate valorile instantanee la momentele de timp  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ .

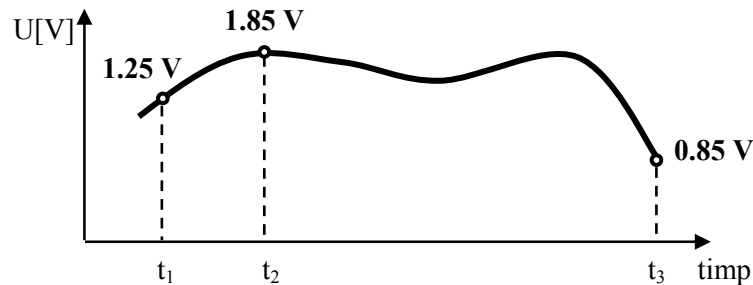


Fig. 2.5 Semnal electric analogic și valoarea instantanee

În figura 2.6 se prezintă semnalul analogic și valoarea medie corespunzătoare intervalului considerat  $[t_1 \ t_2]$ .

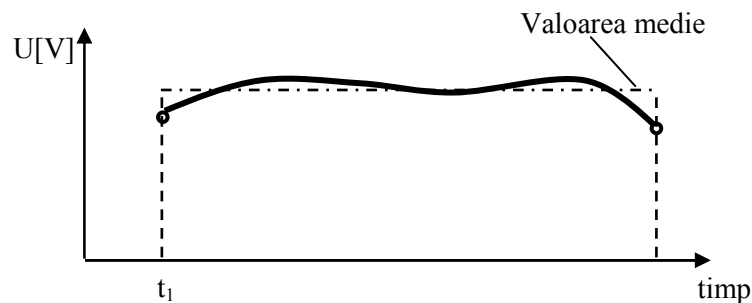


Fig. 2.6 Semnal electric analogic și valoarea medie

Adeseori pentru transmiterea informației analogice se folosesc semnale unificate (semnale analogice standardizate). Un exemplu de semnal unificat este curentul de (2...10) mA sau (4...20) mA. Valoarea minimă a acestuia (2 mA sau 4 mA) corespunde valorii minime a măsurandului iar valoarea maximă (10 mA sau 20 mA) valorii maxime a acestuia. Ecuația generală de conversie dintr-un măsurand “x” într-un semnal unificat “S” este de forma:

$$S = \frac{S_{\max} - S_{\min}}{x_2 - x_1} \cdot (x - x_1) + S_{\min} \quad (2.23)$$

unde:  $S_{\max}$ ,  $S_{\min}$  – sunt valorile maxime și minime ale semnalului unificat;  $x_1$ ,  $x_2$  – sunt valorile extreme ale semnalului de măsurare.

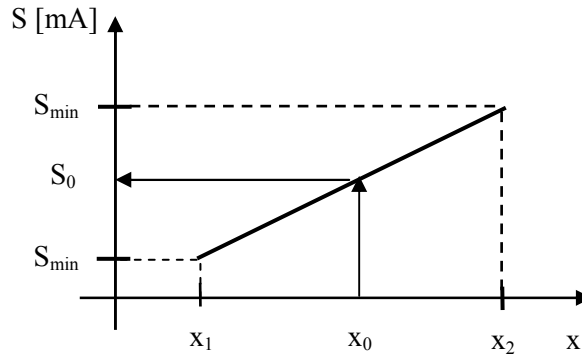


Fig. 2.7 Dreapta de conversie în semnal analogic unificat

#### Exemplul 2.1

Semnalul analogic al unui element senzorial variază între  $[-200 \dots 600]$  [UM]. Se cere determinarea ecuației de conversie în semnal analogic unificat  $[2 \dots 10]$  mA.

Utilizând relația (2.23) se obține:

$$i_{mA} = 0.01 \cdot x + 4 \quad (2.24)$$

O altă formă a semnalului analogic este reprezentată în figura 2.8. Analiza semnalului impune luarea în considerare a frecvenței acestuia.

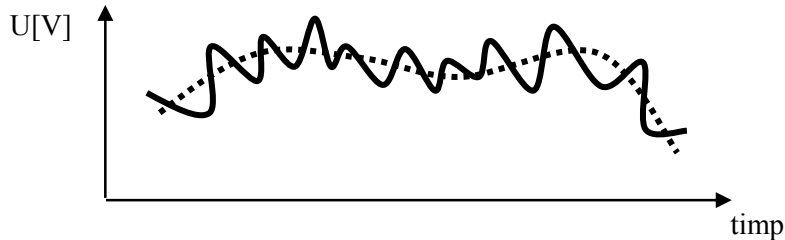


Fig. 2.8 Semnal electric analogic

Referitor la semnalele analogice, o importanță majoră o reprezintă influența semnalelor perturbatoare. Semnalul perturbator este un semnal parazit care nu conține semnal util dar se suprapune peste acesta. De obicei are un caracter aleatoriu dar pot fi și semnale deterministe (pot fi exprimate printr-o lege de variație cunoscută) (de ex.: brumul, semnale de la stații de radioemisie, etc.). Orice semnal perturbator de aceeași natură cu semnalul analogic peste care suprapune, produce o eroare relativă egală cu raportul celor două semnale.

La frecvențe joase sub 50 Hz predomină perturbațiile datorate descărcărilor electrice atmosferice și vibrațiilor mecanice, valoarea lor efectivă fiind mare. Influența vibrațiilor mecanice asupra traductoarelor și instrumentelor de măsurare electrice are loc prin efect de microfonie. Din cauza vibrațiilor mecanice se modifică distanța dintre electrozi, distanța dintre armăturile condensatoarelor, pozițiile elementelor mobile etc. În zona apropiată de frecvența de rezonanță mecanică influența este maximă. O

construcție adecvată cu reducerea vibrațiilor este recomandată.

În domeniul de frecvențe ( $10^3 - 10^5$ ) Hz perturbațiile au un nivel relativ constant și se numesc *zgomot alb*. Cauzele acestor perturbații se datorează în principal aparaturii electronice.

Peste  $10^5$  Hz nivelul perturbațiilor începe să crească în special datorită factorilor externi: emițătoare radio –TV, convertoare electrice de înaltă frecvență.

Ca semnal aleator, zgomotul – mai exact nivelul semnalului (tensiune sau curent) - este caracterizabil prin medii statistice: valoarea medie (componenta continuă), media pătratică (și legat de aceasta, valoarea efectivă).

Una din posibilitățile de reducere a raportului semnal util - zgomot (raportul dintre puterea semnalului util și puterea corespunzătoare perturbațiilor dintr-un punct al liniei de transmitere) este modularea (în amplitudine, frecvență sau fază) pentru emițător și respectiv demodularea pentru receptor.

O altă posibilitate de reducere a influențelor parazite este utilizarea semnalului digital.

### 2.1.3. Semnal digital

Semnalul digital este reprezentarea discretă în timp a semnalelor provenind de la semnale analogice.

În majoritatea cazurilor din măsurătorile asistate de calculator, forma de reprezentare, prelucrare și transmitere a informației este cea numerică. Forma de reprezentare a unui semnal digital este dată în figura 2.9. Forma de undă cuprinde un *nivel inferior* și un *nivel superior* cu frontal de creștere sau descreștere corespunzător. Natura semnalului este de obicei electrică: o *tensiune* în majoritatea cazurilor sau *curent* pentru o serie de circuite logice.

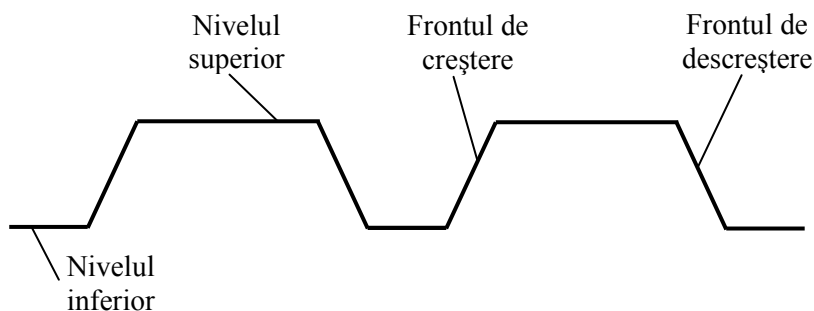


Fig. 2.9 Semnal digital

În forma binară reprezentarea se realizează prin cifrele “0” și “1”. În logica *active - high* “nivelul inferior” corespunde valorii “0” iar “nivelul superior” valorii “1”. În logica *active - low* modul de reprezentare este invers.

Semnalul de sincronizare – *clock signal* – se constituie într-un semnal de sincronizare a două sau mai multe circuite electronice. Forma undei este cea dreptunghiulară cu factorul de cuplare de 50 %.

Din punct de vedere cantitativ corespondența depinde de categoria circuitelor

electronice. În tabelul 2.3 se prezintă informații privind nivelele logice pentru o serie de circuite.

Tabelul 2.3

Tehnologia	Nivelul inferior [V]	Nivelul superior [V]	OBS.
CMOS	$0 \dots V_{cc}/2$	$V_{cc}/2 \dots V_{cc}$	$V_{cc}$ - tensiunea de alimentare
TTL	$0 \dots 0.8$	$2 \dots V_{cc}$	$V_{cc} = 4.75 \text{ V} \dots 5.25 \text{ V}$
ECL	$-1.175 \dots V_{EE}$	$0.75 \dots 0$	$V_{EE} \cong -5.2 \text{ V}$

OBS.:

- - CMOS – *complementary metal – oxid – semiconductor*; clasa majoritară a circuitelor integrate.
- - TTL – *transistor – tranzistor logic*; clasa circuitelor digitale, pornind de la tranzistoare bipolare BJT și rezistoare.
- - ECL – *emitter – coupled logic*; familia circuitelor logice.

O echivalare a unui semnal în reprezentarea binară pentru circuitele TTL este prezentată în figura 2.10. [2.5]. Semnalele digitale se comportă diferit față de perturbații în mod comparativ cu semnalele analogice. Practic orice semnal cuprins între  $-0.8 \dots +0.8 \text{ V}$  va fi acceptat ca semnal logic “0” iar orice semnal între  $+2 \dots +5 \text{ V}$  ca un semnal logic “1”. Aceasta înseamnă că suprapunerea unei tensiuni perturbatoare peste semnalul digital nu introduce erori, dacă plaja corespunzătoare fiecărui nivel nu este depășită.

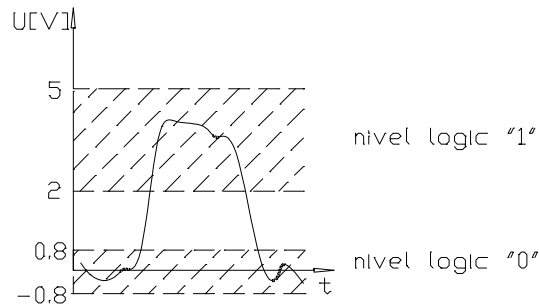


Fig. 2.10 Limitele semnalului în reprezentarea binară

În exprimarea curentă referirea la “1 logic” sau “0 logic” se face prin cuvântul “bit” (**B**inary digi**T**).

O succesiune de “biți”,  $b_{n-1}b_{n-2} \dots b_1b_0$ , definește noțiunea de “cuvânt” iar lungimea acestuia este egală cu numărul de “n” biți. Cuvintele cu lungimea de 8 biți au denumirea consacrată de *byte sau octet*. Bitul cel mai semnificativ este  $b_{n-1}$  și se exprimă prin *MSB (M*ost *S*ignificant *B*it). Bitul cel mai puțin semnificativ este  $b_0$  și se exprimă prin *LSB (L*ast *S*ignificant *B*it). Exemple de “cuvinte” cu lungimea de 8 biți: 10100101, 11110000 etc.

În figura 2.11 se prezintă sintetic modul de transfer al unei informații în

diversele circuite electronice / electronice.

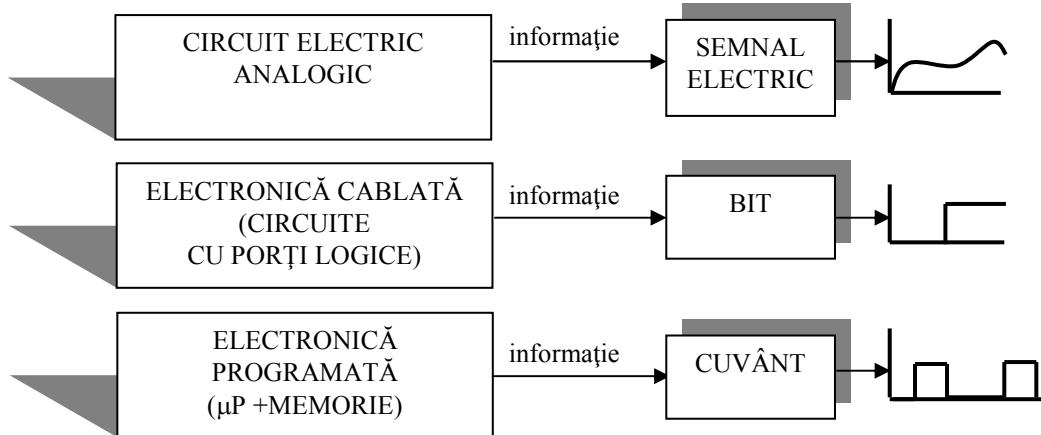


Fig. 2.11 Modalități de transfer a unei informații în circuite electrice / electronice

Conversia unui semnal analogic într-unul digital este asigurată de *convertoarele analog – digitale (A / D)*.

## 2.2. Elemente senzoriale

### 2.2.1. Introducere

Elementele senzoriale ocupă un loc principal în cadrul sistemelor de achiziție a datelor. Principiul de lucru al acestora, comportamentul la efectele perturbatoare și interferențe le pot afecta performanțele. În același timp este important de cunoscut care sunt mărimile de ieșire și formele de reprezentare pentru a putea stabili măsurile ce se impun pentru condiționarea corectă a semnalului și transferul în condiții normale spre restul elementelor componente ale SAD.

### 2.2.2. Performanțele elementelor senzoriale. Terminologie și caracteristici.

#### 2.2.2.1. Caracteristica statică

Utilizând reprezentarea din teoria sistemelor, schema funcțională a unui Tr / S se poate prezenta conform figurii 2.12 unde “y” este mărimea de ieșire, “x” este mărimea de intrare, “p<sub>i</sub>” și “p<sub>e</sub>” sunt mărimi perturbatoare interne și externe. Mărimile perturbatoare externe sunt datorate mediului exterior: temperatură, presiune, umiditate, câmpuri magnetice și electrice parazite. Mărimile perturbatoare interne au ca și cauză: frecările în lagăre, modificarea proprietății materialelor prin îmbătrânire, variații ale parametrilor de alimentare. Caracteristicile traductoarelor / senzorilor reprezintă în esență dependența funcțională intrare – ieșire  $y = f(x, p_i, p_e)$ .

Aceste caracteristici se pot referi la regimul staționar - mărimile de intrare și ieșire nu variază în timp - sau la cel dinamic. În cazul regimului staționar caracteristicile mai

poartă denumirea de caracteristici statice.

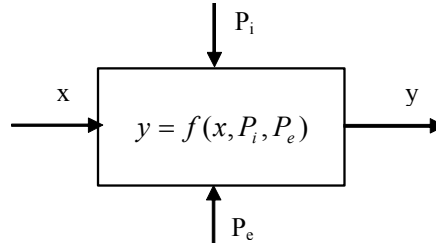


Fig. 2.12 Reprezentarea sistemică a unui senzor

Pe baza acestei dependențe se pot analiza unele dintre performanțele elementelor senzoriale. De acestea trebuie să se țină cont la alegerea pentru o aplicație dată.

În figura 2.13 se prezintă caracteristici statice (c.s.) care sunt specifice elementelor senzoriale și modul de exprimare matematică a dependenței (a- c.s. liniară, unidirecțională; b- c.s. liniară bidirecțională; d,e – c. s. neliniare)

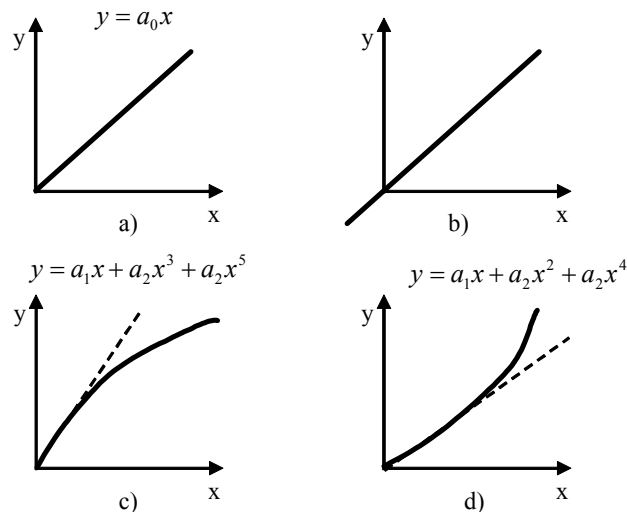


Fig. 2.13 Caracteristici statice liniare (a) și neliniare (b, c)

#### 2.2.2.2. Domeniul de măsurare

Domeniul de măsurare se exprimă prin intervalul  $[x_{\min}, x_{\max}]$  pentru care a fost proiectat să lucreze elementul senzorial și în interiorul căruia măsurătorile se realizează cu incertitudinea  $\sigma_e$ . Domeniul dinamic  $D$  se definește prin:

$$D = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{\sigma_e} \quad (2.25)$$

Pentru un domeniu extins prezentarea se poate realiza și într-o scală logaritmică:

$$D = 20^{10} \log \left[ \frac{x_{\max} - x_{\min}}{\sigma_e} \right] [dB] \quad (2.26)$$

Se consideră “*valoare nominală*” valoarea superioară a domeniului de măsurare. Dacă mărimea de măsurat are mai multe componente (de ex. forța generalizată cu cele 6 componente), este necesară precizarea domeniului de măsurare pentru fiecare componentă.

Domeniul de măsurare este impus de aplicația a căreia îi este destinat senzorul.

### 2.2.2.3. Erorile elementelor senzoriale

Între valoarea reală a mărimii de măsurat (măsurand) și valoarea obținută în urma procesului de măsurare există în general o diferență.

Incertitudinea este o componentă naturală pentru toate sistemele din lumea înconjurătoare. În domeniul experimental expresia face referire la variația unei mărimi pentru măsurări repetate a aceluiași parametru în condiții identice de lucru. Se poate anticipa că valoarea măsurată se încadrează într-un interval:

$$\begin{aligned} \text{valoarea\_medie} - \text{incertitudine} &\leq \text{valoarea\_masurata} \leq \\ &\leq \text{valoarea\_medie} + \text{incertitudine} \end{aligned} \quad (2.27)$$

unde *valoarea\_medie* se obține în urma unui număr de măsurători.

Valoarea medie a unei mărimi aleatoare este definită ca fiind:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n x_i \quad (2.28)$$

unde “n” este numărul de măsurători iar  $x_i$  este valoarea corespunzătoare din măsurătoarea “i”.

În multe aplicații nu este practic să se realizeze un număr specificat de măsurători și a calcula valoarea medie și deviația standard. În aceste cazuri o singură valoare măsurată se echivalează cu valoarea medie.

Incertitudinea trebuie estimată pe baza unei analize a surselor potențiale de erori din procesul analizat [2.6]:

#### 1. erori de achiziție

A. *erori de acuratețe* – sunt erori constante (sistematice) și se pot elimina

- erori de calibrare ale instrumentelor de măsurare – eliminabile prin calibrare proprie pe bază de standarde corespunzătoare;
- erori de măsurare datorate senzorului – eliminabile prin calibrarea senzorului și ridicarea caracteristicii;
- erori de condiționarea semnalului – eliminabile prin calibrarea senzorului cu circuitele de condiționare conectate și ridicarea caracteristicii;
- erori de instalare a senzorului – eliminabile prin instruirea personalului și experiență;
- erori de aranjare spațială a senzorului;
- erori temporale – eliminabile prin controlul mediului;
- erori datorate temperaturii – eliminabile prin calibrare și măsurări la aceeași temperatură.

B. *erori de precizie* – sunt erori aleatoare (se estimează cu o incertitudine)

- erori de citire a instrumentelor de măsurare;

- erori datorate modificărilor în condițiile de experiment
  - C. *tehnici de măsurare mediocre* – erori de operator – informațiile obținute se elimină
  - D. *erori grosolane* - informațiile obținute se elimină

### 2. erori de prelucrare a datelor

- acuratețea calculului valorilor din măsurători
- acuratețea modelului de măsurare instalat

*Erorile sistematice* este prima categorie din sursele de erori și pot avea diverse cauze și moduri de manifestare:

- Saturația, zona de insensibilitate, histereza**

Caracteristica din figura 2.14a prezintă un prag de insensibilitate pe porțiunea (AB) dar în același timp este liniară (în mod diferit !!!) pe porțiunile (OA) și (BC).

Caracteristica din figura 2.14b prezintă o zonă de insensibilitate pe porțiunea (OB) dar este liniară în rest. Un element senzorial cu o astfel de caracteristică poate fi utilizat pe un domeniu de măsurare  $[x_B, x_C]$ .

Caracteristica din figura 2.14c prezintă specificul de histereză. Creșterea valorii de măsurat (x) asigură o dependență (O1A) în timp ce scăderea valorii de măsurat se face pe ramura (A2O). Pentru o valoare oarecare  $x_0$  vor exista astfel două posibile valori de ieșire  $y_1$  și  $y_2$  care definesc eroarea posibilă  $\varepsilon = |y_2 - y_1|$ .

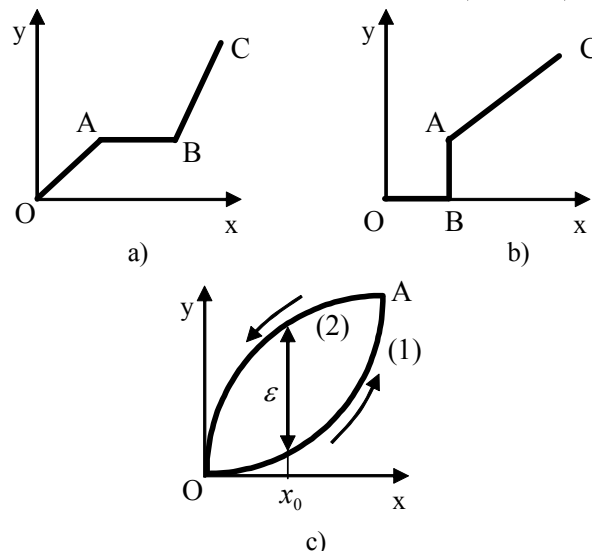


Fig. 2.14 Caracteristici cu componentă de insensibilitate, histereză

- Eroarea de încărcare**

Eroarea de încărcare se datorează interacțiunii necompensate dintre procesul fizic și senzor. Măsurarea diferenței de potențial la bornele unui rezistor prin intermediul unui voltmetru sau influențele necompensate din măsurarea temperaturii sunt exemple clasice pentru acest tip de eroare.

#### Exemplu 2.1

Considerăm un senzor cu ieșirea în tensiune  $V_0$  și rezistența internă  $R_i$  conectat



la intrarea unui voltmetru (fig.2.15).

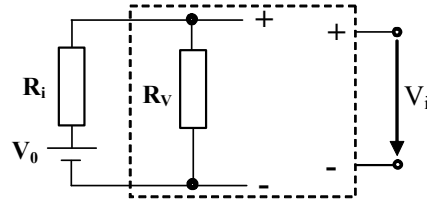


Fig. 2.15 Eroare de încărcare datorate rezistenței  $R_i$

Dacă impedanța de intrare a voltmetrului este  $R_V$ , tensiunea indicată va avea valoarea:

$$V_i = \frac{R_V}{R_i + R_V} \cdot V_0 \approx \left(1 - \frac{R_i}{R_V}\right) \cdot V_0 \quad (2.29)$$

Valoarea indicată se va apropia cu atât mai mult de valoarea dată de senzor cu cât impedanța voltmetrului este mai mare în raport cu cea a senzorului.

Eroarea de calibrare, erorile dinamice sunt alte surse de eroare din categoria erorilor sistematice

*Efectele aleatoare* se constituie în cea de-a doua categorie de surse de eroare din rândul cărora se pot aminti:

- influența mediului – de ex. interferența electromagnetică;
- erorile datorate rezoluției – includ totalitatea efectelor de cuantificare din circuitul de măsurare.
- deriva – este numele generic pentru variabile lente. Cauze posibile: modificarea temperaturii și a umidității, instabilitatea surselor de putere etc.
- zgomotul – zgomotul termic, zgomotul alb;

#### 2.2.2.4. Eroarea de neliniaritate

Eroarea de neliniaritate – exprimă abaterea caracteristicii statice de la o dreaptă. Dreapta  $\overline{AB}$  reprezintă dreapta de cea mai bună aproximare a caracteristicii reale. Abaterile absolute de la neliniaritate  $\Delta y'$  și  $\Delta y''$  sunt definite prin poziția dreptelor  $\overline{A'B'}$  și  $\overline{A''B''}$  paralele cu dreapta  $\overline{AB}$  și tangente caracteristicii reale. Eroarea relativă de neliniaritate, raportată la domeniul de funcționare este (fig.2.16):

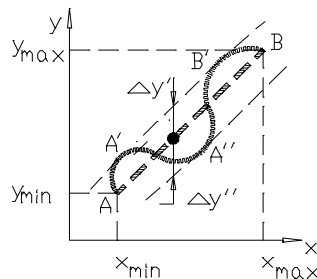


Fig. 2.16 Definierea erorii de neliniaritate

$$\varepsilon = \frac{\max\{\Delta y', \Delta y''\}}{y_{\max} - y_{\min}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.30)$$

Eroarea de liniaritate a unei caracteristici poate fi determinată în diferite moduri:

- *metoda punctului fix*. Începutul domeniului de măsurare și sfârșitul domeniului de măsurare reprezintă punctele de trasare a liniei nominale [2.2]. Abaterea dintre caracteristica măsurată și cea nominală reprezintă eroarea de liniaritate.

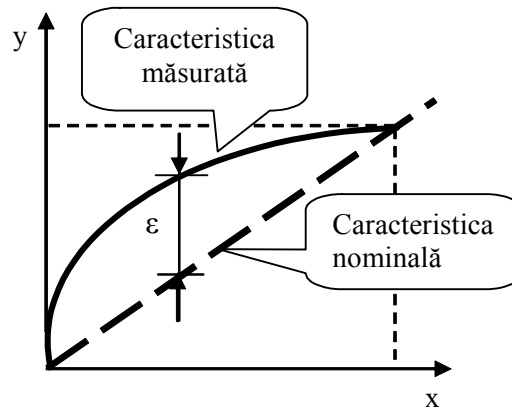


Fig. 2.17 Eroarea neliniaritate. Metoda punctului fix

- *minimul abaterii pătratice*. Curba nominală se trasează astfel încât suma abaterilor față de toate punctele obținute prin măsurare să fie minimă. Cea mai bună dreaptă de aproximare este AB (fig.2.16). Raportarea se poate și prin cea mai bună dreaptă care trece prin origine (punctul zero) (fig.2.18) [2.1].

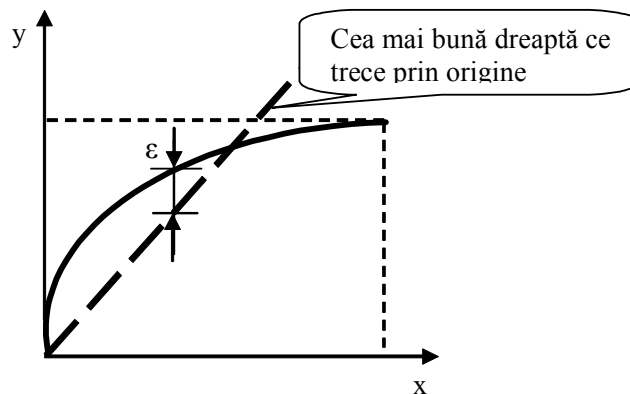


Fig. 2.18 Eroarea de neliniaritate în raport cu cea mai bună dreaptă ce trece prin origine

#### 2.2.2.5. Sensibilitate și rezoluție

*Sensibilitatea*  $S$  - a elementului senzorial sau a sistemului de măsurare se poate defini referitor la un punct de funcționare sau la întreg domeniul de măsurare. Dacă caracteristica sistemului analizat este  $y = y(x)$ , atunci sensibilitatea într-un punct al

caracteristicii, se poate defini prin:

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (2.31)$$

Dacă caracteristica statică este liniară, sensibilitatea pe întreg domeniul de măsurare este constantă și se definește prin:

$$S = \frac{y_{\max} - y_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \left[ \frac{UM_Y}{UM_X} \right] \quad (2.32)$$

În reprezentare analogică mărimea electrică de ieșire se exprimă în tensiune [V] sau current [A] în timp ce mărimea de intrare se exprimă în unitatea de măsură a informației primare. În mod corespunzător sensibilitatea se va exprima în mV/mm, mA/N, V/rad/s etc.

De ex. un senzor de temperatură are sensibilitatea egală cu  $20 \mu V / ^\circ C$  ceea ce înseamnă că modificarea temperaturii cu un  $1 ^\circ C$  determină modificarea tensiunii de ieșire cu  $20 \mu V$ .

*Pragul de sensibilitate* este cea mai mică variație a mărimii de intrare care poate fi pusă în evidență. Principalii factori care determină pragul de sensibilitate sunt datorati perturbațiilor interne și externe.

*Rezoluția* se definește ca intervalul maxim de variație a mărimii de intrare pentru a se asigura o variație sesizabilă a mărimii de ieșire. Dacă este legată de dispozitivul de afișare analogic al unei informații, noțiunea de rezoluție este de obicei considerată o diviziune sau uneori  $1/2$ ,  $1/3$  dintr-o diviziune. În cazul afișării numerice, rezoluția este egală cu o unitate a ultimului rang zecimal. Rezoluția se exprimă, de obicei, în unitatea mărimii de măsurat. De ex. traductorul fotoelectric incremental de rotație are rezoluția egală cu:

$$R = \frac{360^\circ}{N_{imp}} \quad (2.33)$$

unde  $N_{imp}$  este numărul de impulsuri generate la o rotație.

Senzorul este cu atât mai performant cu cât sensibilitatea este mai mare iar pragul de sensibilitate și rezoluția sunt mai reduse.

#### 2.2.2.6. Precizia și indicatorii săi

Precizia / acuratețe, justețe și repetabilitate – exprimă calitatea unor măsurători repetate. Repetabilitatea constituie calitatea unor măsurători repetate de a da rezultate apropiate între ele (fig.2.19a). Alături de repetabilitate în literatura de specialitate se utilizează un al doilea termen denumit *reproductibilitate* [2.12]. Acest termen se definește ca precizia unui set de măsurători în condițiile:

- pe un lung interval de timp, sau...
- realizate de operatori diverși, sau...
- cu instrumente diferite, sau ...

- în laboratoare diferite.  
Repetabilitatea se exprimă prin:

$$\text{repetabilitatea} = \frac{\text{val.maxima} - \text{val.minima}}{\text{domeniu}} \times 100 \quad (2.34)$$

Justețea constituie calitatea unor măsurători repetate de a da rezultate apropiate de valoarea adevărată (fig.2.19b). Acuratețea exprimă relația între rezultatul măsurătorilor și valoarea reală / adevărată (fig.2.19c).

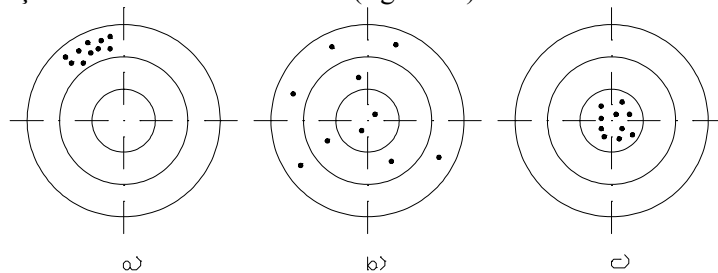


Fig. 2.19 Repetabilitate, justețe și precizie

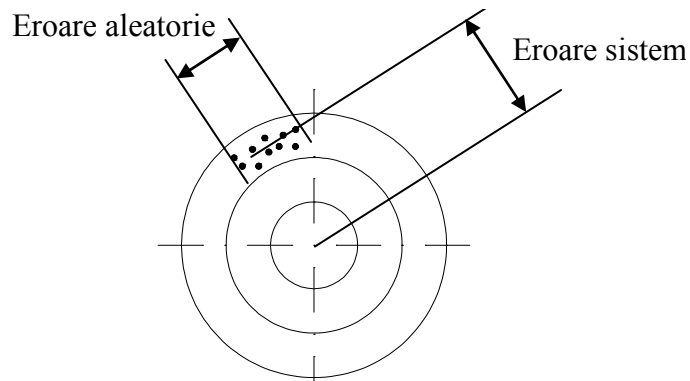


Fig. 2.20 Repetabilitatea, erorile sistematice și aleatoare

Eroarea de zero (offset) și eroarea de proporționalitate se definesc pe baza caracteristicii statice.

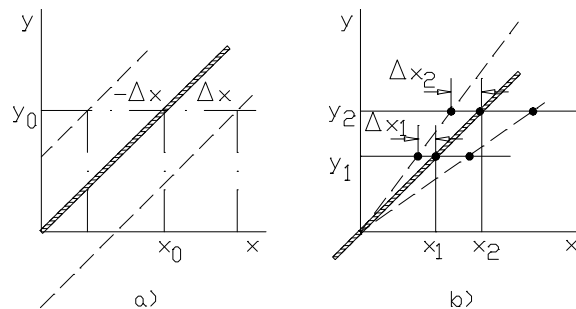


Fig. 2.21 Eroarea de zero și proporționalitate

Eroarea de zero (fig.2.21a) are un caracter aditiv și este constantă pe întreg

domeniul de măsurare. Eroarea de proporționalitate este de natură multiplicativă și crește proporțional odată cu valoarea informației primare (fig.2.21b).

### 2.2.2.7. Caracteristica statică și erorile de caracteristică. Abordare matematică

Pe baza considerațiilor anterioare se poate exprima dependența matematică a semnalului de ieșire funcție de semnalul de intrare  $x$  și de efectele perturbatoare (în sens generalizat)  $P$ :

$$y = f(x, P) \quad (2.35)$$

Pentru un punct de funcționare inițial "0" dependența anterioară se poate defini prin:

$$y = f(x_0, P_0) \quad (2.36)$$

Pentru o variație a semnalelor considerate cu incrementele valorice  $\Delta x$ ,  $\Delta P$  ecuația (2.35) se poate scrie:

$$y = y_0 + \Delta y = f(x_0 + \Delta x, P_0 + \Delta P) \quad (2.37)$$

Dezvoltând în serie Taylor și ținând cont de relația (2.36) se obține:

$$\Delta y = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_0 \cdot \Delta x + \left. \frac{\partial f}{\partial P} \right|_0 \cdot \Delta P + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \right|_0 \cdot (\Delta x)^2 + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f}{\partial P^2} \right|_0 \cdot (\Delta P)^2 + \dots \quad (2.38)$$

Interacțiunea dintre elementul senzorial și mediul investigat este descrisă de ecuația (2.38) prin componentele sale din partea dreaptă.

Neglijând termenii de ordin superior din ecuația (2.38) se obține o primă aproximație a ecuației pentru o funcționare liniară:

$$\Delta y = \underbrace{\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_0 \cdot \Delta x}_{\text{Informție primară}} + \underbrace{\left. \frac{\partial f}{\partial P} \right|_0 \cdot \Delta P}_{\text{Zgomot}}$$

Semnal de ieșire

(2.39)

Semnalul de ieșire are două componente. De interes pentru operația de măsurare este prima parte dependentă de informația primară  $x$ . Componenta derivativă funcție de  $x$  definește sensibilitatea elementului senzorial.

A doua componentă, este atribuită zgomotului perturbator. Componenta derivativă este denumită sensibilitatea la zgomot a elementului senzorial.

O operație de măsurare de calitate impune un raport semnal / zgomot ridicat exprimabil printr-o dependență de forma:

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_0 \cdot \Delta x \gg \left. \frac{\partial f}{\partial P} \right|_0 \cdot \Delta P \quad (2.40)$$

Inegalitatea anterioară este verificată dacă este îndeplinită una din condițiile:

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_0 \gg \left. \frac{\partial f}{\partial P} \right|_0 \quad (2.41)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial P} \right|_0 = 0 \quad (2.42)$$

$$\Delta P = 0 \quad (2.43)$$

$$\Delta x \gg \Delta P \quad (2.44)$$

1. Prima condiție impusă pentru un raport adecvat semnal util / zgomot înseamnă o sensibilitate mult mai mare a elementului senzorial pentru informația utilă decât față de zgomotul posibil. Metoda de compensare a influenței este una dintre cele mai utilizate.
2. A doua condiție reprezintă sensibilitatea la zgomot a elementului senzorial în punctul de funcționare original "0". O alegere judicioasă a acestui punct pe caracteristică conduce la îndeplinirea condiției considerate (fig.2.22).

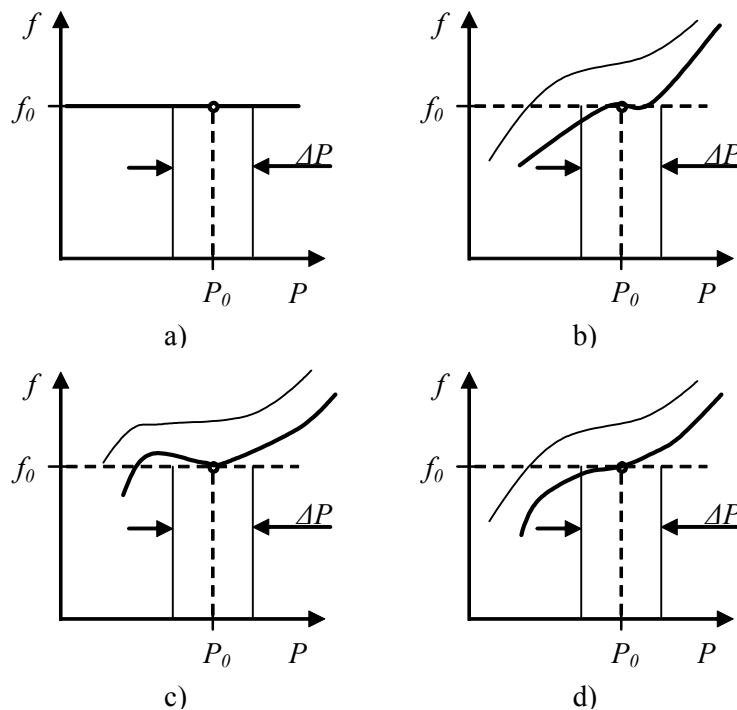


Fig. 2.22 Zgomot și punct de funcționare

3. Această condiție este posibil de pus în aplicare prin alegerea corectă a cablurilor de legătură și ecranare corespunzătoare.
4. Această condiție este dependentă de elementul senzorial. În cazul elementelor

senzoriale pasive metoda este aplicabilă prin creșterea nivelului tensiunii de alimentare a circuitului de măsurare. În cazul elementelor senzoriale de tip generator acest lucru nu este posibil.

Efectele interacțiunii senzor – mediu se pot analiza pe baza ecuației (2.38) considerând și termeni de ordinul “2” din dezvoltarea în serie. O astfel de formă, considerând doar componenta sensibilă la semnalul util, este prezentată prin ecuația:

$$\Delta y = \underbrace{\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_0 \cdot \Delta x}_{\text{Semnal util}} + \underbrace{\frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \right|_0 \cdot (\Delta x)^2}_{\text{Neliniaritate datorită semnalului util}} + \underbrace{\frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial P} \right|_0 \cdot (\Delta x \cdot \Delta P)}_{\text{Abatere a sensibilității datorită altor intrări}} \quad (2.45)$$

Efectele acestei interacțiuni pot fi ireversibile dacă elementul senzorial nu revine la starea inițială după dispariția tuturor intrărilor.

### 2.2.2.8. Caracteristicile dinamice

Regimul dinamic al elementului senzorial corespunde funcționării acestuia în situația în care mărimea de măsurat și ca urmare semnalul de ieșire, variază în timp. Variațiile mărimii de intrare nu pot fi urmărite, în general, instantaneu la ieșire. Datorită inerției – mecanice, termice, electromagnetice – și amortizărilor dependente de viteză, variația semnalului de intrare se transmite cu întârziere la ieșire și cu unele alterări în raport cu valorile corespunzătoare caracteristicii statice.

Dinamica elementului senzorial este descrisă de o ecuație diferențială de un anumit ordin. Modul de răspuns al acestui sistem se obține prin considerarea semnalelor de intrare ca: un semnal impuls, treaptă, rampă, sinusoidal, zgomot alb etc. în conformitate cu teoria sistemelor.

În practică se întâlnesc în general:

- Elemente de ordinul zero:

$$y(t) = ax(t) \quad (2.46)$$

Un exemplu tipic de element de ordinul zero este traductorul rezistiv de deplasare lineară sau de rotație (fig.1.22).

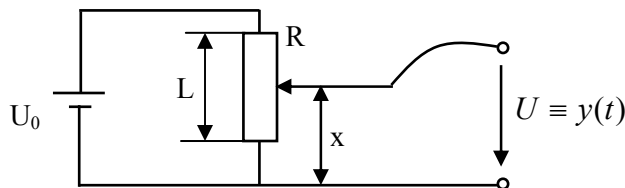


Fig. 2.23 Element de ordinul zero: traductorul rezistiv

Rezistența R se găsește sub tensiunea de alimentare  $U_0$  și este palpată de un cursor pus în mișcare de obiectul a cărui mișcare este analizată. Neluând în considerare eventualele influențe ale inductanței și capacității parazite, forțele de inerție și frecare

și considerând că rezistența este uniform distribuită pe lungimea “L”, atunci există relația:

$$U = \frac{U_0}{L} \cdot x = S \cdot x \quad (2.47)$$

unde  $S[V/mm]$  este sensibilitatea traductorului.

Elementele de ordinul zero nu introduc întârziere în transferul informației dar modifică amplitudinea semnalului de intrare.

• **Elemente de ordinul întâi**

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (2.48)$$

Funcția de transfer al acestui element este:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{a_1 s + a_0} = \frac{S}{\tau \cdot s + 1} \quad (2.49)$$

unde:  $S = 1/a_0 \left[ \frac{UM_Y}{UM_X} \right]$  - este sensibilitatea elementului;  $\tau = a_1/a_0$  [s] este constanta de timp a elementului.

Răspunsurile elementului la un semnal treaptă unitar și respectiv rampă unitară sunt prezentate în figurile 2.24 și 2.25. Pe baza reprezentărilor grafice sunt evidențiate elementele caracteristice.

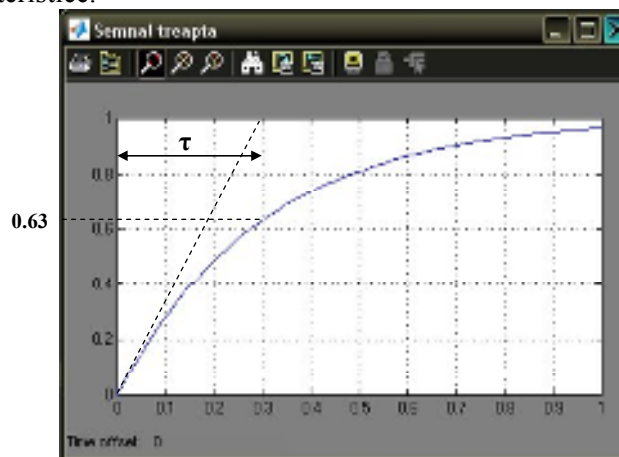


Fig. 2.24 Răspunsul sistemului la un semnal treaptă și constanta de timp

Performanțele elementului senzorial în timpul procesului tranzitoriu sunt:

1. *constantă de timp* – intervalul de timp după care valoarea de ieșire atinge 0.63 din valoarea de regim stabilizat;
2. *timpul de întârziere (delay time)* – timpul necesar semnalului de ieșire pentru a atinge 50 % din valoarea de regim stabilizat:



$$t_i = t_{50} = \tau \ln 2 \quad (2.50)$$

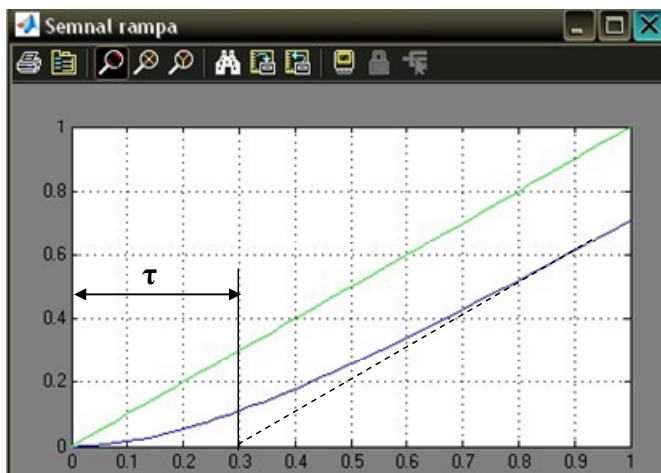


Fig. 2.25 Răspunsul sistemului la un semnal rampă

3. *timpul de creștere (rise time)* – timpul necesar semnalului de ieșire pentru a crește de la 10 % până la 90 % din valoarea de regim stabilizat:

$$t_c = t_{90} - t_{10} = \tau \ln 9 \quad (2.51)$$

*Exemplul 2.2*

*Funcția de transfer al unui senzor de temperatură este dată de relația:*

$$G(s) = \frac{40 \cdot 10^{-6}}{20s + 1} \text{ [V / } ^\circ\text{C]} \quad (2.52)$$

*Se cere să se determine răspunsul elementului senzorial dacă este introdus într-un vas cu apă aflată la 100 °C.*

*Semnalul de ieșire este definit pe baza funcției de transfer prin:*

$$U(s) = G(s) \cdot \text{INTRARE}(s) = \frac{40 \cdot 10^{-6}}{20s + 1} \cdot \frac{100}{s} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{s(s + 0.05)} \quad (2.53)$$

*Pe principiul clasic se poate găsi semnalul în timp:*

$$u(t) = 40 \cdot 10^{-4} (1 - e^{-0.05t}) \quad (2.54)$$

Traductoarele de temperatură, tahogeneratoarele (traductoare de viteză unghiulară) sunt elemente senzoriale de ordinul întâi.

- **Elemente de ordinul doi**

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (2.55)$$

Ecuția anterioară poate fi adusă la forma:

$$\frac{d^2y(t)}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \frac{dy(t)}{dt} + \omega_0^2 y(t) = k\omega_0^2 x(t) \quad (2.56)$$

unde:  $\xi = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$  - este coeficientul de amortizare;  $\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$  - este pulsația de

rezonanță;  $k = \frac{1}{a_0}$  este sensibilitatea sistemului.

Funția de transfer a sistemului se poate determina prin metoda clasică:

$$G(s) = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0\xi s + \omega_0^2} \quad (2.57)$$

Răspunsul sistemului la diferite semnale de intrare se determină prin metoda clasică, specifică teoriei sistemelor. În figura 2.26 se prezintă răspunsul sistemului la un semnal treaptă unitară iar în figura 2.27 răspunsul la un semnal rampă unitară.

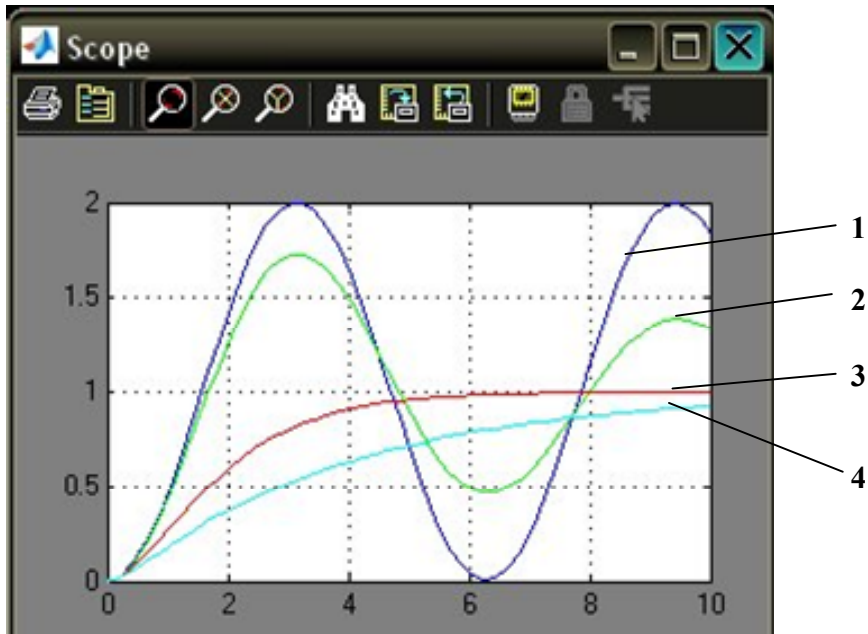


Fig. 2.26 Răspunsul sistemului de ordinul 2 la un semnal treaptă unitară

(1-  $\xi = 0$ ; 2 -  $\xi = 0.1$ ; 3 -  $\xi = 1$ ; 4 -  $\xi = 2$ ;  $\omega=1$ )

Forma de variație generală a semnalului de ieșire pentru sistemul de ordinul 2 este prezentată în figura 2.27 ( $y_s$  - valoarea de regim stabilizat;  $\sigma$  - supracreșterea;  $t_C$  - timpul de creștere;  $t_{SC}$  - timpul de supracreștere;  $t_S$  - timpul de stabilizare).

Performanțele elementului senzorial în timpul regimului dinamic sunt (fig.2.28):



Fig. 2.27 Răspunsul sistemului de ordinul 2 la un semnal rampă unitară

(1 -  $\xi = 0$ ; 2 -  $\xi = 0.1$ ; 3 -  $\xi = 1$ ; 4 -  $\xi = 2$ ;  $\omega = 1$ )

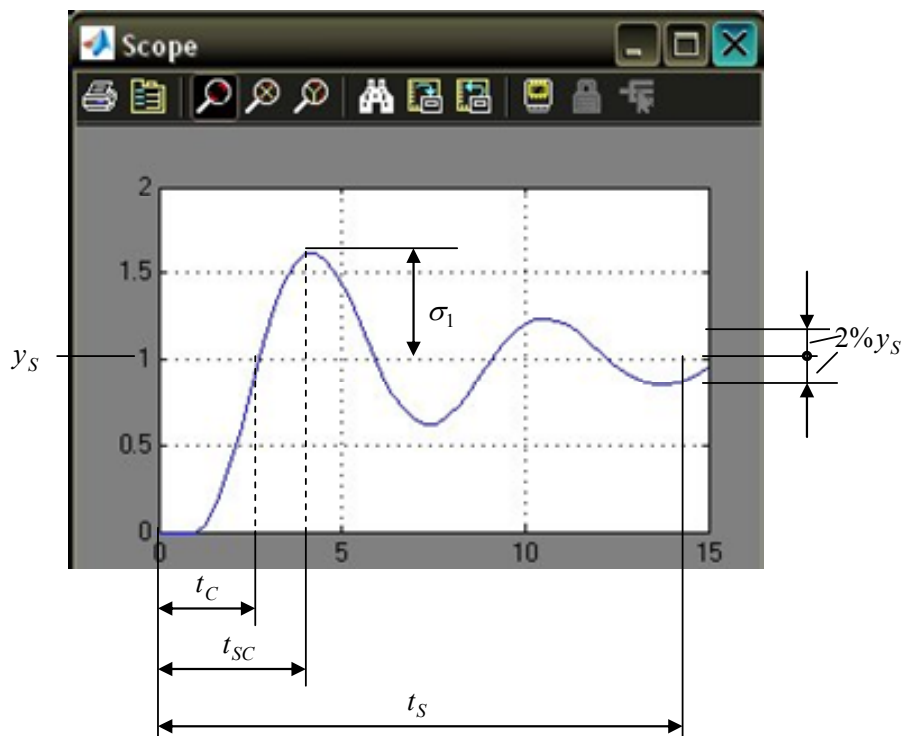


Fig. 2.28 Mărimi specifice regimului dinamic

1.  *timpul de creștere (rise time)*  – reprezintă durata necesară semnalului de

ieșire pentru a trece de la valoarea “0” la valoarea de regim stabilizat (prima oară):

$$t_C = \frac{\pi}{2\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} \quad (2.58)$$

2. *timpul de atingere a valorii maxime (peak time)* – reprezintă durata necesară a semnalului de ieșire de a atinge valoarea maximă:

$$t_{SC} = \frac{\pi}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}} \quad (2.59)$$

3. *supracreșterea (overshoot)* – eroarea dinamică la prima creștere a semnalului de ieșire peste valoarea de regim stabilizat:

$$\sigma_1 = y_S \cdot e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (2.60)$$

4. *raportul de amortizare* – reprezintă raportul dintre cea de a doua supracreștere și prima supracreștere:

$$\text{rap\_amortizare} = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} = \frac{y_S \cdot e^{-\frac{3\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}{y_S \cdot e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}} = e^{-\frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (2.61)$$

5. *timpul de liniștire* – durata necesară semnalului de ieșire de a se stabiliza într-un interval  $\pm 2\%y_S$ :

$$t_S \approx \frac{4}{\xi\omega_0} \quad (2.62)$$

6. *numărul de oscilații până la liniștire*:

$$n = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\xi^2} - 1} \quad (2.63)$$

### Exemplul 2.3

*Accelerometrul se identifică cu elementul senzorial pentru măsurarea accelerației. În conformitate cu clasificarea elementelor senzoriale, senzorii de accelerație se pot clasifica în: senzori pasivi (de ex. capacitiv) și senzori activi (de ex. piezoelectric).*

*Elementele sensibile (fig.2.29) sunt în general din categoria inerțială (cu masă seismică) constând dintr-un sistem oscilant cu un singur grad de libertate,  $y$ : o masă seismică  $M$ , un element elastic de constantă  $K$  și un amortizor cu coeficientul de*

amortizare vâscoasă  $C$ . Întregul sistem este montat într-o carcasă care va fi supusă oscilațiilor sistemului investigat descrise de parametrul  $x(t)$ .

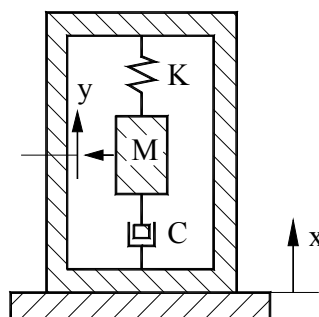


Fig. 2.29 Senzor pentru accelerație

Mișcarea masei  $M$  este descrisă de ecuația:

$$M(\ddot{x} - \ddot{y}) = Ky + C\dot{y} \quad (2.64)$$

Funcția de transfer al elementului senzorial este:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{s^2 X(s)} = \frac{M}{Ms^2 + Cs + K} = \frac{1}{s^2 + \frac{C}{M}s + \frac{K}{M}} \quad (2.65)$$

Funcția de transfer anterioară este similară cu (2.46). Conversia forței de inerție în semnal electric se realizează pe principii diverse rezultând o gamă variată de senzori de accelerație: accelerometru mecanic (inerțial); accelerometru electromecanic; accelerometru piezoelectric; accelerometru piezorezistiv; accelerometru tensorezistiv; accelerometru capacitiv, electrostatic; micro-accelerometru, nanoaccelerometru.

## 2.3. Senzori și circuite de măsurare

### 2.3.1. Senzori pasivi rezistivi

#### 2.3.1.1. Senzori de temperatură (resistance temperature detectors – RTDs)

Elementul senzorial constă dintr-o rezistență a cărei valoare se modifică cu temperatura:

$$R_t = R_0(1 + \alpha\Delta\theta) \quad (2.66)$$

în care:  $R_t$  – este valoarea finală a rezistenței [ $\Omega$ ];  $R_0$  – valoarea inițială a rezistenței [ $\Omega$ ];  $\Delta\theta$  - variația de temperatură [ $^{\circ}\text{C}$ ];  $\alpha$  - sensibilitatea relativă [ $\frac{1}{^{\circ}\text{C}}$ ].

Circuitul de măsurare cel mai simplu este prezentat în figura 2.30. Un curent  $I_0$

este utilizat pentru excitarea senzorului de temperatură.

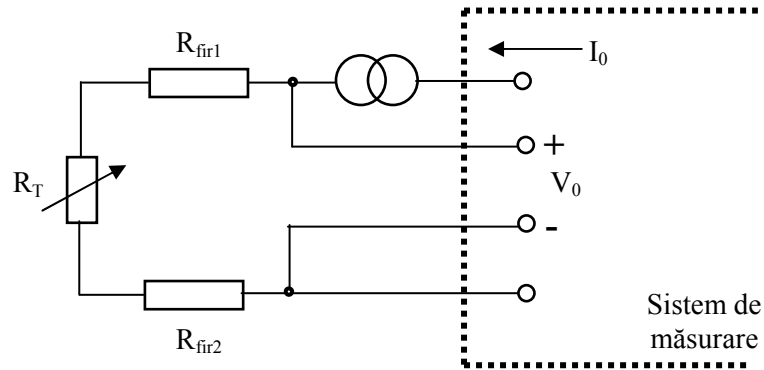


Fig. 2.30 Circuit de măsurare cu 2 fire pentru RTD

Orice fir de legătură constituie, prin rezistența proprie și astfel dependența de temperatură, o sursă de eroare. Eliminarea influențelor posibile este posibilă printr-un montaj cu 3 fire (fig.2.31) sau 4 fire (fig.2.32)

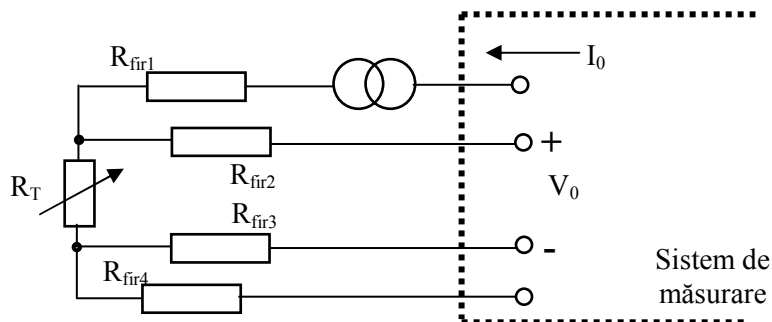


Fig. 2.31 Circuit de măsurare cu 4 fire

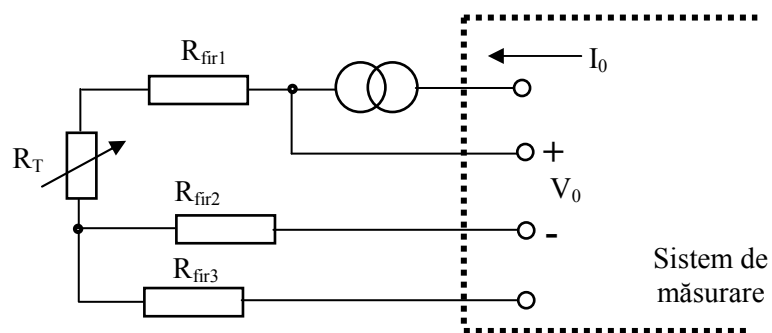


Fig. 2.32 Circuit de măsurare cu 3 fire

Creșterea acurateții măsurătorilor presupune:

- minimizarea puterii de excitare a sistemului;
- calibrarea sistemului.

Cel mai cunoscut element senzorial este pelicula din platină PT100 cu rezistența nominală de  $100 \Omega \pm 0.1 \Omega$  la  $0^\circ\text{C}$ . Materialul este recomandat pentru măsurarea temperaturii datorită stabilității caracteristicilor într-un interval mare de temperatură ( $-270^\circ\text{C} \dots 650^\circ\text{C}$ ) și liniarității caracteristicii. Tungstenul, nickelul sunt alte materiale utilizate.

### 2.3.1.2. Termistorii

Asemănători cu senzorii termorezistivi, termistorii sunt realizați din materiale semiconductoare prin presare din oxizii, carburile sau sulfurile unor metale ca nichel, cupru, plumb, magneziu etc. Rezistivitatea acestor materiale este incomparabil mai mare decât cea a metalelor (de  $10^{10} \dots 10^{12}$  ori mai mare). Termistoarele sunt folosite pentru măsurarea temperaturilor joase. Spre deosebire de cazul rezistențelor din metale, termistorii au un coeficient negativ de variație a rezistenței cu temperatura:

$$R_T = R_{T_0} \cdot e^{B \cdot \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.67)$$

în care:  $R_{T_0}$  – este rezistența termistorului la temperatura  $T_0$  [K];  $B$  – constantă specifică fiecărui material;  $T$  – temperatura [K].

Un circuit de măsurare caracteristic este prezentat în figura 2.33

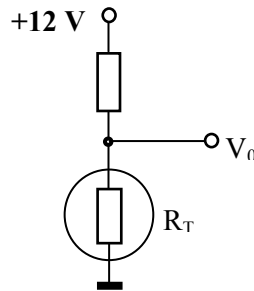


Fig. 2.33 Circuit măsurare pentru termistoare

Formele dimensionale de realizare sunt diverse (fig.2.34).

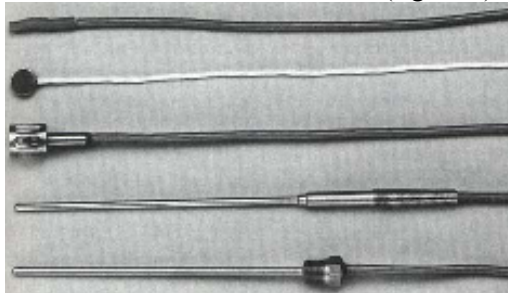


Fig. 2.34 Termistori

### 2.3.1.3. Traductoare de deplasare rezistive

Elementul sensibil al traductoarelor de deplasare rezistivă este un rezistor în

construcție specială. Acesta asigură dependența funcțională dintre rezistența și deplasarea cursorului (fig.2.35). Circuitele de măsurare, reostatic sau potențiomtric, sunt reprezentate în figura 2.36.

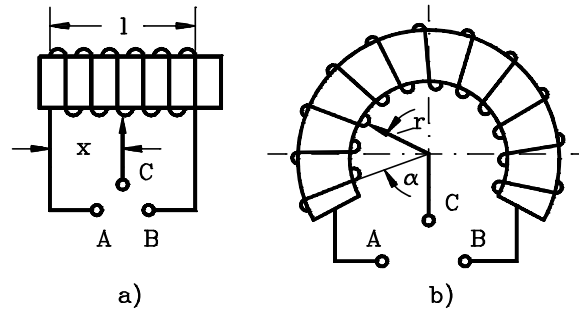


Fig. 2.35 Soluțiile principale ale traductorului rezistiv de deplasare: a) deplasare liniară; b) rotație

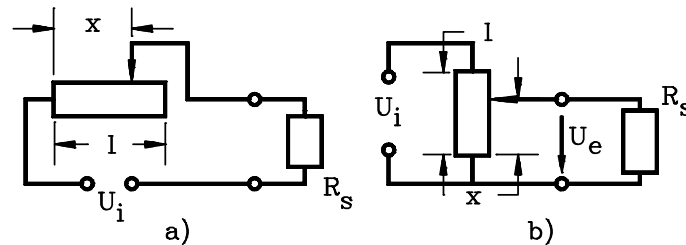


Fig. 2.36 Scheme electrice de montaj: a) montaj reostatic; b) montaj potențiomtric

Montajul reostatic conduce la o reprezentare neliniară a semnalului de ieșire. Din acest motiv se preferă montajul potențiomtric. În conformitate cu notațiile din figura 2.36b, se poate determina mărimea de ieșire:

$$U_e = \frac{U_i \frac{x}{l}}{1 + \frac{R}{R_s} \frac{x}{l} (1 - \frac{x}{l})} \quad (2.68)$$

unde  $U_i$  este tensiunea de alimentare (c.c) iar  $R_s$  este rezistența de sarcină.

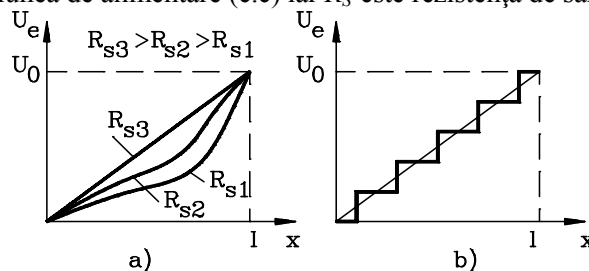


Fig. 2.37 Caracteristica statică: a)-cazul teoretic; b)- rezistor bobinat

Pentru traductoarele destinate măsurării mișcării de rotație legătura între mișcarea cursorului și deplasarea liniară este dată de relația  $x = \alpha \cdot r$ .



### 2.3.1.4. Circuite pentru măsurarea rezistenței

Metodele de măsurare se încadrează în metodele generale de măsurare a mărimilor electrice, care se pot grupa în două mari categorii:

- **Metode de măsurare directe și indirecte.**

*Metodele de măsurare directă* cuprind metode de măsurare directe indicatoare al căror principiu constă în faptul că valoarea mărimii de măsurat se determină după indicațiile unui instrument cu scala gradată în unități de măsură ale acestei mărimi.

*Metodele de măsurare indirecte*, constituie variante ale metodelor de măsurare directă în care mărimea de măsurat se determină prin calcul, după indicațiile unor instrumente de măsurare.

- **Metode de comparație.**

Măsurarea unei mărimi se realizează prin compararea ei cu o mărime etalon. Metoda de zero este una dintre cele mai utilizate metode ale acestei categorii.

#### 2.3.1.4.1. Circuitul divizor de tensiune

Problema măsurătorilor vizează determinarea fracțiunii  $x$  de variație a rezistenței sensorului,  $R_0$  fiind rezistența în lipsa oricăror influențe externe.  $R_L$  este rezistența de sarcină (fig.2.38).

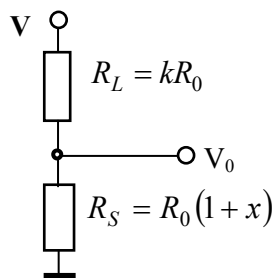


Fig. 2.38 Circuitul divizor de tensiune

Semnalul de ieșire poate fi reprezentat cantitativ prin relația:

$$V_0 = V \cdot \frac{R_S}{R_S + R_L} = V \frac{R_0(1+x)}{R_0(1+x) + kR_0} = V \frac{1+x}{1+x+k} \quad (2.69)$$

Dependența anterioară permite o analiză funcție de valorile lui  $x$  și valori ale coeficientului  $k$ . Cel mai bun raport semnal de ieșire / alimentare se obține pentru valori scăzute ale coeficientului  $k$ . Dependența funcțională pentru două valori ( $k = 0.1$  și  $k = 1$ ) este reprezentată în figura 2.39.

Sensibilitatea circuitului se poate calcula conform definiției:

$$S = \frac{dV_0}{dx} = \frac{d}{dx} \left( V \cdot \frac{1+x}{1+x+k} \right) = V \cdot \frac{k}{(1+x+k)^2} \quad (2.70)$$

Dependența funcțională funcție de raportul  $k$  este reprezentată în figura 1.40

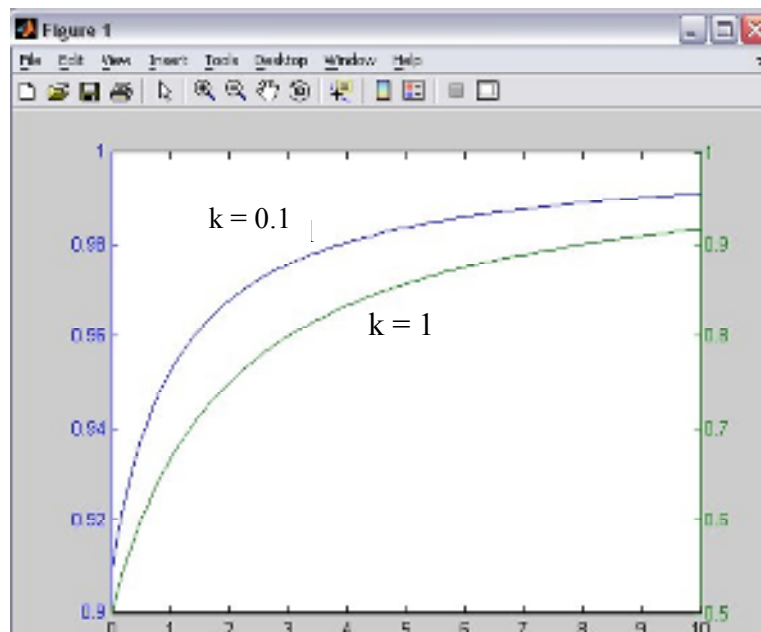


Fig. 2.39 Influența rezistenței de sarcină

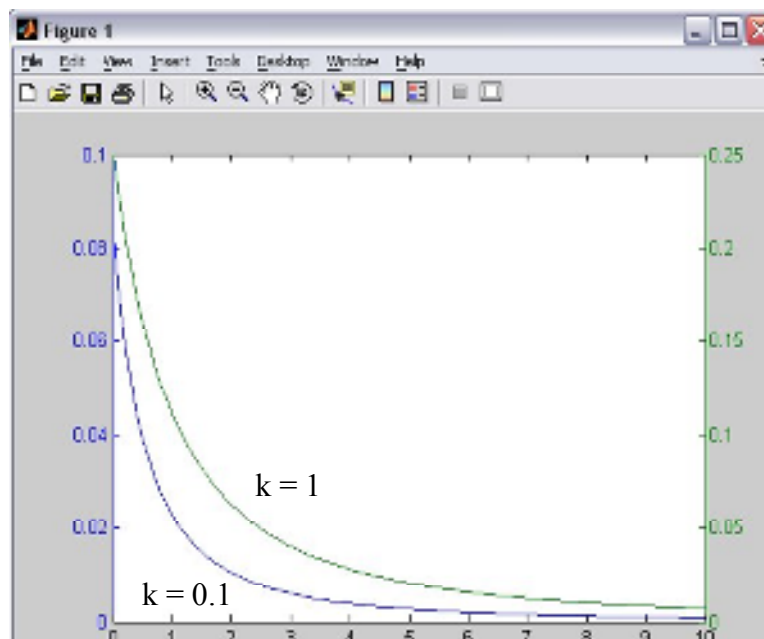


Fig. 2.40 Variația sensibilității

Extremul sensibilității se determină din:

$$\frac{dS}{dk} = \frac{d}{dk} \left( V \cdot \frac{k}{(1+x+k)^2} \right) = 0 \quad (2.71)$$

Pentru  $k = 1 + x$ , adică  $R_S = R_L$ , sensibilitatea este maximă.

### 2.3.1.4.2. Puntea Wheatstone de c.c.

Punțile de măsurare sunt montaje complexe folosite la măsurarea mărimilor electrice și măsurarea electrică a mărimilor neelectrice. Folosirea punților pe scară largă se datorează: sensibilității ridicate, utilizări în domenii multiple, limite largi de măsurare, lucru atât în regim static cât și dinamic.

Principial, puntea simplă de c.c. se compune din patru rezistențe conectate sub formă de patrulater. Alimentarea punții cu energie electrică se face în punctele B, D iar preluarea semnalului de ieșire se realizează între punctele A, C.

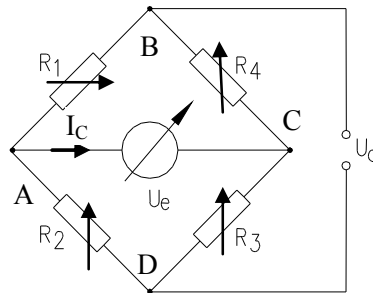


Fig. 2.41 Puntea Wheatstone

Pe baza teoremelor lui Kirchhoff scrise pentru montajul precizat, se poate arăta că dacă punctele A și C sunt la același potențial

$$I_C = 0 \quad (2.72)$$

astfel că:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad (2.73)$$

În acest caz spunem că puntea este echilibrată. Acest lucru definește una din variantele de lucru: *metoda de zero* (fig.1.42). Tensiunea  $U_E = 0$  se poate obține prin reglajul valorii rezistenței  $R_4$ . Rezistența necunoscută  $R_3$  se determină pe baza relației (2.73).

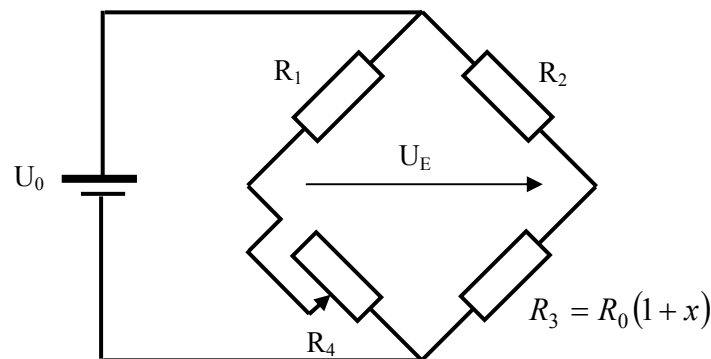


Fig. 2.42 Metoda de nul

A doua variantă de lucru a montajului este cea a *punții dezechilibrate* când

tensiunea de ieșire are valoarea:

$$U_e = U_0 \cdot \left( \frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (2.74)$$

și pune în evidență variația rezistenței  $R_3$  (rezistența elementului senzorial, de valoare inițială  $R_0$ ).

Utilizând condiția de echilibru prin coeficientul  $k$ :

$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0} \quad (2.75)$$

relația (2.74) se poate prelucra:

$$U_e = U_0 \frac{kx}{(1+k)(1+k+x)} \quad (2.76)$$

Dependența raportului semnal de ieșire / tensiune de alimentare este prezentată în figura 1.43. Raportul crește cu valoarea lui  $k$ .

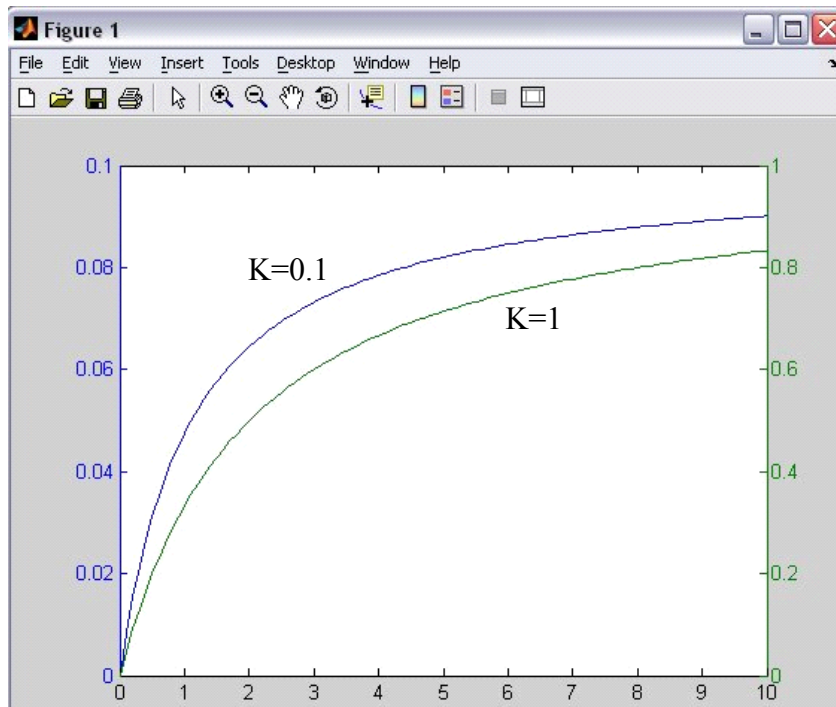


Fig. 2.43 Semnal de ieșire raportat la tensiunea de alimentare

Relația (2.74) permite determinarea sensibilității circuitului de măsurare. Se poate arăta că sensibilitatea circuitului este identică cu cea a circuitului divizor de tensiune.

### 2.3.1.4.3. Compensarea influenței temperaturii în montajul în punte

Temperatura poate influența precizia de măsurare prin influența pe care o are asupra modificării valorii rezistenței elementului senzorial și a cablurilor de legătură.

Influența asupra valorii rezistenței senzoriale se poate compensa prin următoarele metode:

- *Metoda traductorului pasiv.* Metoda constă în cuplarea în circuitul de măsurare, în mod suplimentar, a unui traductor pasiv care să se găsească doar sub acțiunea temperaturii. Montajul se realizează în brațul adiacent celui în care este montat traductorul activ. Se ilustrează această metodă pentru un traductor tensorezistiv utilizat în măsurarea unei forțe (fig.2.44a).

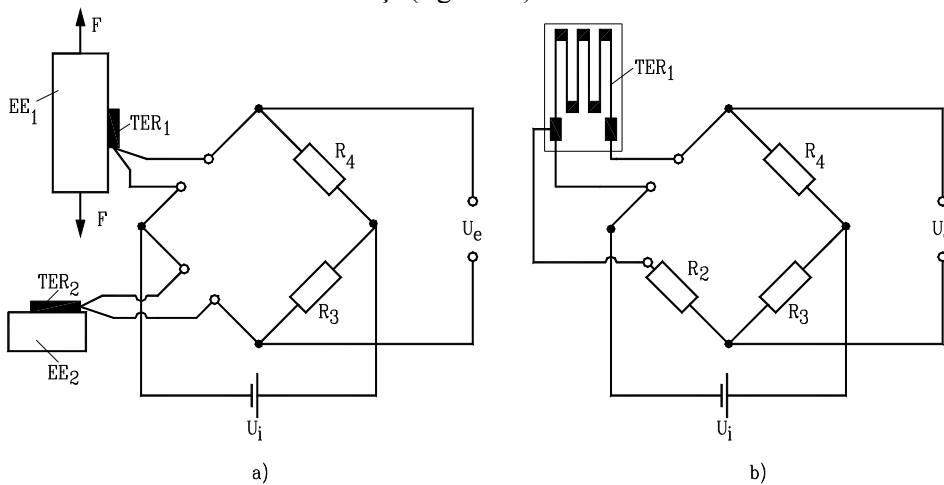


Fig. 2.44 Evitarea erorilor de măsurare datorate câmpului termic

- *Metoda traductorului autocompensator.* Metoda presupune realizarea elementului rezistiv din materiale diferite cu coeficienți de dilatare diferiți (în sens opus). Metoda este ilustrată în figura 2.44b pentru un același senzor de forță.

### 2.3.2. Senzori de temperatură pe bază de circuit integrat

Folosirea semiconductoarelor active pentru măsurarea temperaturii oferă o serie de avantaje legate de dimensiunea redusă a acestor elemente (fig.2.45). În plus, există posibilitatea integrării, pe același cip, a unor circuite de prelucrare a semnalului cules. Se obțin astfel circuite integrate pentru măsurarea temperaturii.



Fig. 2.45 Circuit integrat pentru măsurarea temperaturii

La diodele semiconductoare, dependența curentului  $I$  de tensiunea de polarizare  $U$  are forma:

$$I = I_0 \cdot \left( \exp \frac{qU}{KT} - 1 \right) \quad (2.77)$$

unde:  $I_0$  este curentul rezidual de saturație;  $q$  este sarcina electronului;  $K$  este constanta lui Boltzmann;  $T$  este temperatura absolută.

Dacă se menține constantă una dintre mărimile  $I$  sau  $U$ , atunci cealaltă va depinde de temperatură. În general se menține constantă valoarea curentului astfel că tensiunea devine proporțională cu temperatura  $T$ :

$$U = \frac{KT}{q} \ln \left( \frac{I}{I_0} + 1 \right) \quad (2.78)$$

Sensibilitatea diodelor folosite pentru măsurarea temperaturii este de aproximativ  $-2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Se recomandă ca puterea disipată pe diodă să nu depășească  $100 \mu\text{V}$ .

În figura 2.46 se prezintă un circuit pentru măsurarea temperaturii cu utilizarea unui circuit integrat. Rezistența variabilă  $R$  se utilizează pentru setarea punctului de lucru [2.21]. Alte circuite de măsurare se bazează pe includerea amplificatoarelor operaționale.

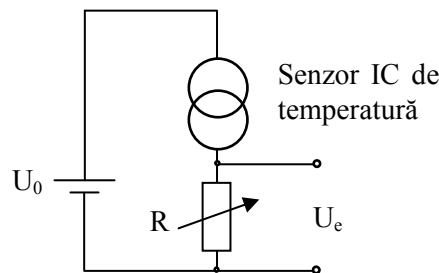


Fig. 2.46 Circuit pentru măsurarea temperaturii cu IC

### 2.3.3. Traductoare de deplasare inductive

Traductoarele inductive realizează o dependență funcțională (și nu o transformare) între mărimea de intrare – o deplasare liniară sau unghiulară – și mărimea de ieșire electrică, variația inductanței  $L$ . Dependența  $L = f(x)$  dintre cele două mărimi de natură diferită, constituie caracteristica statică a traductorului.

Principial traductoarele inductive pot fi realizate cu o bobină sau mai multe bobine, simple sau cuplate, având circuite sau porțiuni de circuit feromagnetic.

Schemele electrice de măsurat, destinate traductoarelor inductive, sunt echipate numai cu surse electrice de curent alternativ.

Exceptând unele soluții constructive speciale, traductoarele inductive, se clasifică în trei grupe principale :

- Sisteme în care este influențată o singură inductanță (bobine simple și duble);

- Sisteme în care sunt influențate două inductanțe, în senzori opuse (bobine diferențiale);
- Sisteme în care sunt influențate inductanțe mutuale (transformatoare diferențiale).

Măsurările cu ajutorul acestor traductoare au la bază modificarea parametrilor circuitului magnetic, ca o consecință a schimbării poziției relative a unor porțiuni ale acestuia în procesul de măsurare.

Ca o concretizare a celor exprimate se prezintă în figura 2.47 caracteristicile statice ale traductoarelor inductive cu bobine simple (a) respectiv diferențiale (b). Se remarcă neliniaritatea caracteristicii statice pentru traductorul cu bobina simplă. Sunt evidențiate și elementele componente ale traductorului.

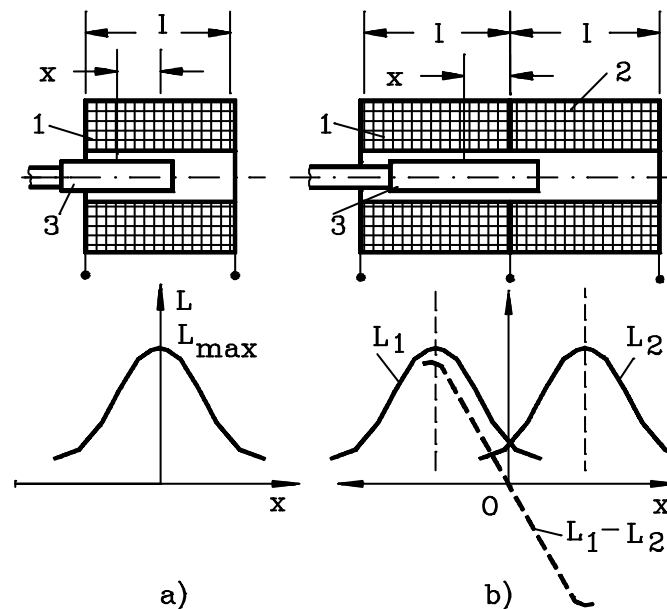


Fig. 2.47 Traductor inductive: a) cu bobină simplă; b) cu bobină diferențială

Punctul de referință O corespunde poziției în care miezul este introdus în mod egal în cele două bobine. Alimentarea montajului se realizează la o tensiune sinusoidală  $U_i$  și frecvența  $f$ . Deplasarea miezului mobil, în raport cu punctul median, are ca efect apariția unei diferențe de impedanțe:

$$\Delta Z = Z_1 - Z_2 \quad (2.79)$$

unde  $Z_1$  și  $Z_2$  sunt impedanțele celor două bobine. Variația  $\Delta Z$  este pusă în evidență prin conectarea celor două bobine într-o punte de impedanțe.

Aplicabilitatea traductoarelor inductive este extrem de largă. În susținerea celor afirmate, se prezintă în figura 2.48 posibilitatea utilizării traductoarelor inductive într-un sistem de achiziție a datelor pentru măsurarea densității unor lichide (senzori specifici ai firmei Dynatrol) [2.21]. Senzorul este montat în rețea de conducte. O dispunere a elementelor componente este prezentată în figura 2.49



Fig. 2.48 Senzori specifici și unitățile de control / condiționare a semnalului

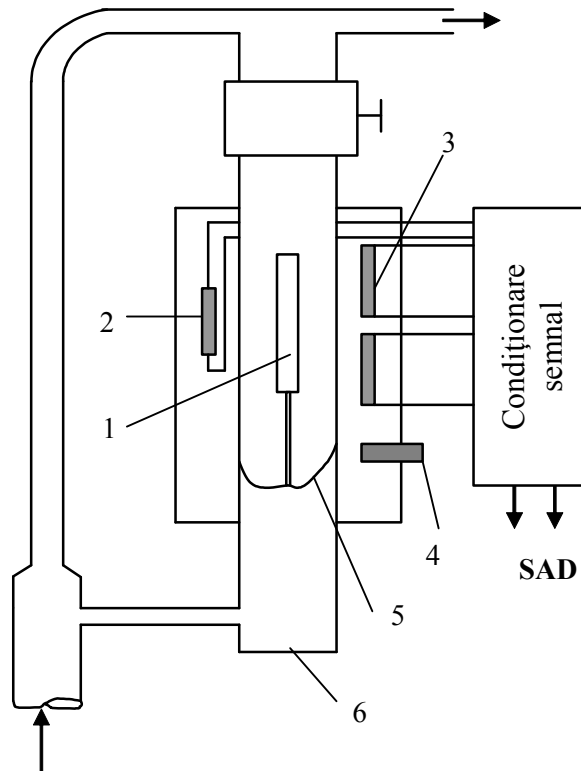


Fig. 2.49 Aspect constructiv și funcțional în utilizarea traductorului inductiv:  
 1-sondă feromagnetică ; 2, 3 – traductor inductiv de tip transformator diferențial ;  
 4 – traductor de temperatură; 5 – element elastic; 6 - conductă

În camera sesizoare este dispusă o sondă metalică care plutește în lichidul a cărui densitate este controlată. După o calibrare corespunzătoare, sonda se va găsi în poziția mediană a traductorului inductiv diferențial de deplasare. Orice modificare a densității



conduce la modificarea poziției sondei și prin aceasta a semnalului obținut de la traductorul de deplasare.

### 2.3.4. Traductorul capacitiv

Elementul sensibil al traductorului capacitiv îl reprezintă un condensator al cărui capacitate poate fi modificată prin variația unuia sau a mai multor parametri: distanța dintre armături, suprafața comună a armăturilor sau permeabilitatea dielectricului dintre armături:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} \quad (2.80)$$

Funcție de soluția constructivă și destinație, traductorul capacitiv va fi asociat unui anumit circuit de măsurare. Pentru traductoarele capacitivă cu distanța dintre armături variabilă se apelează la o soluție diferențială (fig.2.50) și conectarea într-o punte de măsurare (fig.2.51) [2.5].

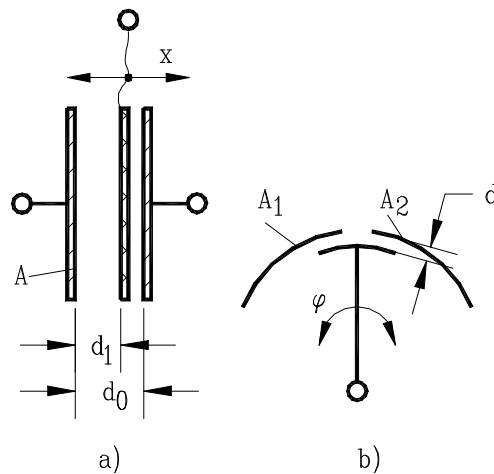


Fig. 2.50 Traductor de deplasare capacitiv: a) mișcare liniară; b) mișcare de rotație

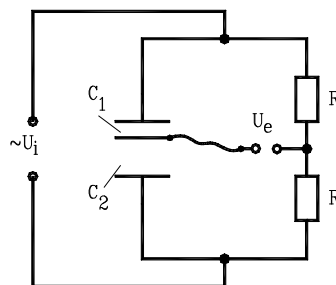


Fig. 2.51 Circuit de măsurare în punte pentru un traductor capacitiv

Pentru traductoare capacitivă care funcționează în regim dinamic se preferă ca circuit de măsurare montajul potențiomtric din figura 2.52 [2.8].

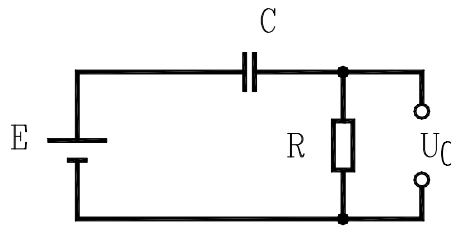


Fig. 2.52 Circuit de măsurare pentru un traductor capacitiv

Dacă traductorul are o valoare variabilă în timp  $C = C_0 \cdot (1 + \sin \omega t)$ , tensiunea de ieșire are valoarea (se presupune că  $RC_0\omega \gg 1$ ):

$$U_0 = Ex \sin \omega t \quad (2.81)$$

Un circuit de măsurare simplu pentru traductoarele capacitive se poate realiza cu ajutorul amplificatoarelor operaționale (fig.2.53) [2.8].

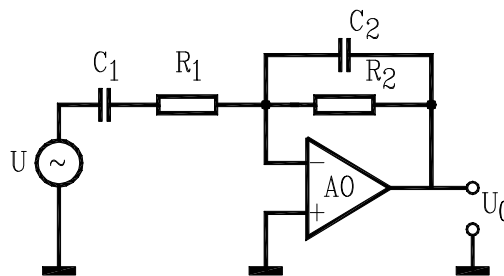


Fig. 2.53 Circuit de măsurare cu AO pentru traductor capacitiv

În scopul obținerii unei caracteristici liniare este necesar ca  $C_1$  să fie un traductor cu suprafața armăturilor variabilă sau  $C_2$  să fie un traductor cu distanța dintre armături variabilă. Dacă se respectă condiția:

$$\frac{1}{R_2 C_2} \ll \omega \ll \frac{1}{R_1 C_1} \quad (2.82)$$

tensiunea de ieșire devine:

$$U_0 = -\frac{C_1}{C_2} U \quad (2.83)$$

### 2.3.5. Puntea de curent alternativ

Brațele punții sunt formate de impedanțele  $Z_1, Z_2, Z_4$  și impedanța necunoscută  $Z_3 = Z_x$  corespunzătoare elementului senzorial (fig.2.54). Echilibrul punții are loc la egalitatea potențialelor punctelor C, D. Este cazul în care curentul  $I_0$  pe diagonala CD este nul. Având în vedere relațiile lui Kirchhoff, se poate arăta că pentru echilibru este necesar ca impedanțele să îndeplinească egalitatea:

$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_3 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_4 \quad (2.84)$$

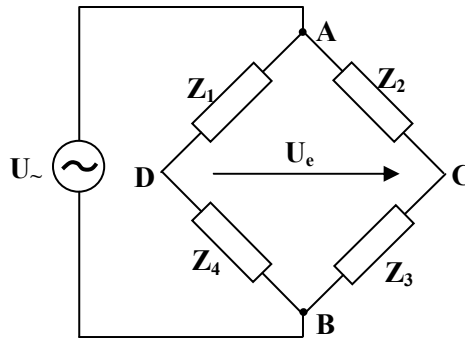


Fig. 2.54 Punte de măsurare de c.a.

Utilizând reprezentarea în complex a impedanțelor ( $\underline{Z} = R + jX$ ), se pot deduce condițiile de echilibru:

$$R_{3x} = R_2 \cdot \frac{R_4}{R_1} \quad (2.85)$$

$$X_{3x} = X_2 \cdot \frac{X_4}{X_1} \quad (2.86)$$

$$Z_{3x} = \sqrt{R_{3x}^2 + X_{3x}^2} \quad (2.87)$$

Pentru echilibrarea unei punți de c.a., două din elementele sale (două rezistențe, o rezistență și o reactanță, sau două reactanțe) trebuie să fie variabile. Se pun următoarele probleme:

- alegerea elementelor variabile astfel încât echilibrarea să fie totdeauna posibilă;
- echilibrarea să fie cât mai rapidă, adică cu puține reglaje succesive ale celor două elemente.

Elementele componente ale punților de c.a. – rezistoare și capacități fixe sau variabile – nu se comportă ca elemente ideale (reactanță nulă pentru rezistoare, pierderi nule pentru condensatoare, independență de frecvență etc.). În plus, între elementele punții există cuplaje parazite, inductive sau capacitive. Toate acestea constituie surse importante de erori în procesul de măsurare.

În literatura de specialitate sunt prezentate diverse variante de punți de măsurare. Acestea sunt clasificate funcție de destinație: măsurarea unei inductivități sau a unei capacități. În figura 2.55 se prezintă puntea de măsurare Hay utilizată pentru măsurarea inductanței la frecvențe joase. Se folosește și la măsurări asupra bobinelor premagnetizate în curent continuu. Valorile necunoscute vor fi:

$$L_x = R_1 R_2 C_2 \quad (2.88)$$

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3 \quad (2.89)$$

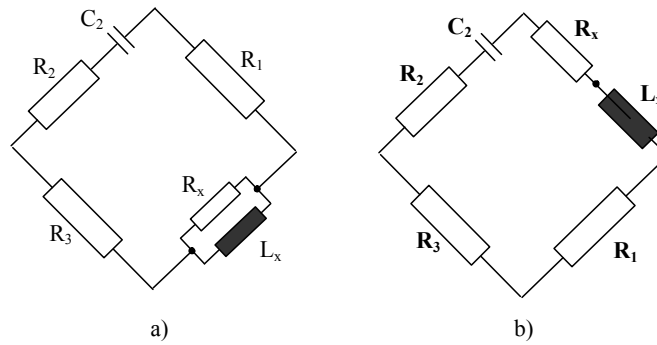


Fig. 2.55 Punți de măsurare: a) puntea Hay; b) puntea Owen

### 2.3.6. Traductoare de tip generator

Traductoarele de tip generator realizează o conversie a informației primare fără aport energetic din exterior. Din multitudinea de elemente senzoriale și circuitele de măsurare aferente am ales prezentarea traductoarelor piezoelectrice, a traductoarelor inductive pentru viteză și a traductoarelor de temperatură din clasa termocuplelor.

#### 2.3.6.1. Traductoarele piezoelectrice

Efectul piezoelectric direct constă în apariția unei polarizări electrice pe suprafețele unui cristal, atunci când asupra acestuia acționează o forță \$F\$, polarizarea fiind proporțională cu mărimea forței aplicate. Dacă dispare sollicitarea mecanică exterioară, cristalul revine la starea neelectricizată. În figura 2.56 se prezintă cristalul de cuarț în stare nesolicitată (fig.2.56a) și în stare sollicitată (fig.2.56b,c).

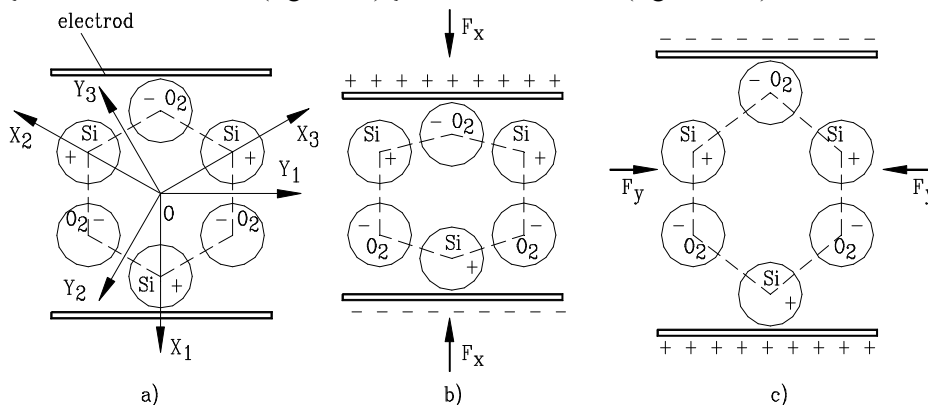


Fig. 2.56 Cristalul de cuarț: a) stare nesolicitată; b) stare sollicitată, efectul longitudinal; c) stare sollicitată, efectul transversal

Cristalul de cuarț se poate echivala cu o capacitate de valoare:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{l} \quad (2.90)$$

Schema electrică a senzorului piezoelectric cuplat cu circuitul de măsurare prin cabluri este prezentat în figura 2.57.

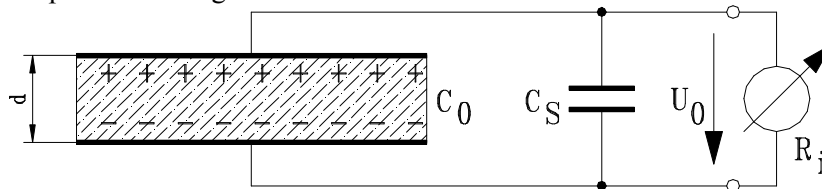


Fig. 2.57 Circuit de măsurare pentru transductorul piezoelectric

Sistemul “senzor piezoelectric” va prezenta o rezistență electrică  $R_0$  definită de rezistența superficială și de volum a cristalului de cuarț.

La conectarea cristalului în circuitul de măsură, în paralel cu capacitatea acestuia, va apare și capacitatea  $C_S$  a conductoarelor de legătură cu restul sistemului. Pentru a conferi precizie măsurătorilor prin controlul riguros al capacității  $C_S$ , conductoarele de legătură se livrează împreună cu senzorul piezoelectric, ca și componente ale acestuia, nefiind permisă conectarea aleatoare cu instrumentul indicator sau cu circuitul de prelucrare a semnalului. În același timp sistemul de măsurare va prezenta o rezistență de intrare  $R_I$ . Tensiunea electrică în circuit deschis  $U_0$  este dependentă de sarcina  $Q$  acumulată și capacitatea echivalentă  $C$  a sistemului:

$$U_0 = \frac{Q}{C} = \frac{Q}{C_0 + C_S} \quad (2.91)$$

La închiderea circuitului de măsurare prin rezistența  $R_I$  de valoare finită, cantitatea de electricitate  $Q$  acumulată pe fețele cristalului se descarcă. Fenomenul este descris de ecuația:

$$u = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{R_I(C_0 + C_S)}} \quad (2.92)$$

Produsul  $R_I \cdot (C_0 + C_S) = \tau$  are semnificația unei constante de timp a circuitului. Ecuația anterioară scoate în evidență faptul că senzorii piezoelectrici sub această formă sunt inadecvați unor măsurări în regim static. Din considerente matematice (dezvoltare în serie a funcției exponențiale și neglijarea termenilor de ordin  $n \geq 2$ ) variația tensiunii de ieșire poate fi aproximată prin relația:

$$\Delta u \% \approx -\frac{t}{\tau} \cdot 100 \quad (2.93)$$

Analiza relațiilor anterioare în scopul asigurării unor măsurători de calitate scoate în evidență necesitatea utilizării în circuitul de măsurare a unor amplificatoare electronice.

### 2.3.6.2. Tahogeneratorul de c.c.

Tahogeneratoarele pot fi incluse atât în categoria traductoarelor cât și în cea a mașinilor electrice speciale [2.11]. Tensiunea de ieșire ale acestora este proporțională cu viteza lor instantanee de rotație. Tahogeneratorul de curent continuu, construit pe principiul generatorului de c.c., prezintă avantajul lipsei erorilor de fază, datorită faptului că tensiunea de ieșire nu depinde de de caracterul sarcinii. Construcția lor este relativ complicată prin prezența collectorului.

În figura 2.58 se prezintă schema electrică a tahogeneratorului de c.c. cu magneți permanenți.

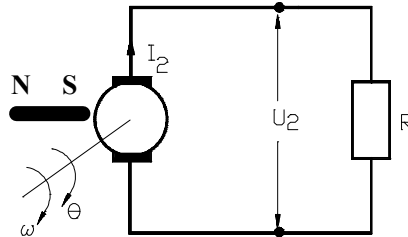


Fig. 2.58 Schema electrică a tahogeneratorului de c.c.

Utilizând notațiile,  $e$  – tensiunea electromotoare indusă;  $i_2$  – curentul electric prin indus;  $R_i$ ,  $L_i$  – parametrii electrici ai indusului;  $R$  – rezistența de sarcină, ecuația de echilibru pentru circuitul electric al indusului are forma:

$$e = i_2 \cdot (R_i + R) + L_i \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (2.94)$$

Ținând cont că:

$$e = K_e \cdot \omega = K_e \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (2.95)$$

$$u_2 = R \cdot i_2 \quad (2.96)$$

relația (2.94) devine:

$$\frac{L_i}{R_i + R} \cdot \frac{du_2}{dt} + u_2 = \frac{R \cdot K_e}{R_i + R} \cdot \omega \quad (2.97)$$

Introducând constanta de timp  $\tau$  și sensibilitatea în sarcină  $S$ , funcția de transfer se obține de forma:

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{\omega(s)} = \frac{S}{\tau s + 1} \quad (2.98)$$

Pe baza funcției de transfer se poate analiza comportamentul dinamic al elementului senzorial.

Traductorul are o caracteristică liniară cu o zonă de insensibilitate (datorată căderilor de tensiune la perii) pentru viteze reduse (fig.2.59).

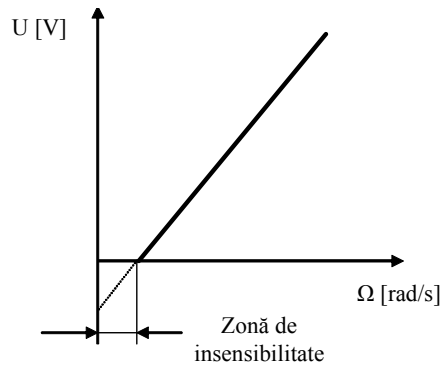


Fig. 2.59 Caracteristica tahogeneratorului de c.c.

Sensibilitatea uzuală a tahogeneratoarelor este de  $(15 \dots 25) 10^{-3} \text{ V /rot/min}$ .

### 2.3.7. Punte de măsurare tahometrică

Una din metodele de determinare a vitezei rotorului motorului de c.c. este realizarea unei punți de măsurare (fig.2.60) pentru care rezistențele din brațele punții sunt:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $R_a$ .

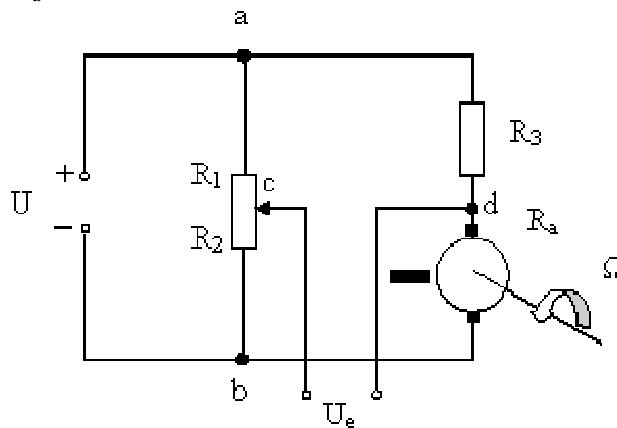


Fig. 2.60 Puntea de măsură tahometrică

Pentru circuitul din figura 2.60 tensiunea de ieșire este:

$$U_e = U_{ac} - U_{ad} \quad (2.99)$$

unde:

$$U_{ad} = I_a \cdot R_3 \quad (2.100)$$

$$U_{ac} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U \quad (2.101)$$

$$I_a = \frac{U - E}{R_a + R_3} = \frac{U - K \cdot \Omega}{R_a + R_3} \quad (2.102)$$

Făcând înlocuirile de rigoare, relația (2.99) devine:

$$U_e = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_a + R_3} \right) \cdot U + \frac{K \cdot R_3}{R_a + R_3} \cdot \Omega \quad (2.103)$$

Dacă puntea de măsurare este echilibrată,  $R_1 \cdot R_a = R_2 \cdot R_3$ , relația anterioară devine:

$$U_e = \frac{K \cdot R_3}{R_a + R_3} \cdot \Omega = C \cdot \Omega \quad (2.104)$$

unde C este factorul de punte.

Funcția dată prin ecuația (2.102) reprezintă ecuația caracteristică statică a punții tahometrice prezentate. Eroarea de măsurare se situează în intervalul  $\pm (2 - 5) \%$  [2.9].

În acest mod se realizează una din funcțiile sinergice cerute de filozofia mecatronică în proiectarea sistemelor: utilizarea multiplă a circuitului de alimentare a motorului.

## 2.4. Circuite de condiționarea semnalului

### 2.4.1. Introducere

Traductorul asigură conversia unei mărimi de anumită formă, ce caracterizează un fenomen fizic, într-un semnal electric aplicabil unui sistem de măsurare. Integritatea sistemului de achiziție de date depinde de traseul semnalului analogic achiziționat.

Pentru a avea o măsurare corectă și lipsită de zgomot se impune cunoașterea sursei de semnal, utilizarea unei plăci de achiziție convenabile și a unui cablaj corespunzător. Schema bloc a sistemului de achiziție cu accentuarea prezenței cablajului este prezentată în figura 2.62. Sursa de semnal este formată din măsurand (fenomenul fizic) și traductorul care realizează conversia fizică într-un semnal electric. Un rol esențial în aplicația de măsurare îl prezintă *punctul de referință sau masa*.

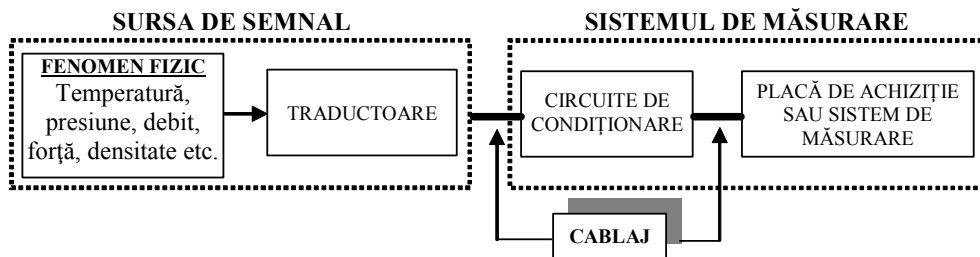


Fig. 2.61 Schema bloc a sistemului de achiziție a datelor



Sistemele de achiziții de date asistate de calculator (SAD) și plăcile plug-in sunt utilizate în diverse domenii aplicative. În mod general aceste sisteme sunt utilizate pentru măsurători analogice și digitale cu semnal intrare / ieșire în tensiune. Condiționarea semnalului este un termen general utilizat pentru a descrie procesul de conversie a semnalului electric obținut de la diverse transductoare / senzori în semnale acceptate de plăcile plug-in sau alte echipamente pentru achiziția datelor. Funcțiile fundamentale pentru circuitele de condiționarea semnalului sunt: amplificare, izolare, filtrare, liniarizare, conversie a unui semnal în curent într-un semnal în tensiune etc.

Circuitele de condiționare a semnalului depind de numărul și tipul transductoarelor, excitarea lor și cerințele de împământare, de modul de achiziție, analiză și stocarea datelor.

### 2.4.2. Surse de semnal

În general sursa de semnal pentru sistemul de măsurare este o sursă de tensiune. Sursa de semnal și sistemul de măsurare sunt prezentate în figura 2.62a. Valoarea semnalului se obține ca o diferență de potențial între două puncte. Sursa de semnal se poate încadra, la fel ca și sistemul de măsurare, în una din categoriile: cu conexiune la “masă” (cu punct de referință) (fig.2.62b) sau fără conexiune la “masă” (fig.2.62c) [2.22]

Sursele de semnal cu conexiune la masă sunt acelea la care semnale de tensiune fac referință la un punct de referință a sistemului (o masă comună). Terminalul negativ al sursei este referit masei. Cele mai uzuale exemple de surse de semnal cu conexiune la masă sunt sursele de tensiune cu alimentare de la rețea, osciloscopul, generatoarele de semnal. Diferențele potențialului “masei” pentru două instrumente conectate la același sistem de putere se pot situa între 10 – 200 [mV]. Valorile mai ridicate semnaleză o conectare improprie.

În cazul sursei neconectate la masă (*floating source*) fiecare semnal nu are un potențial de referință. Câteva exemple uzuale de surse de semnal din această categorie sunt multimetrele digitale, bateriile, termocuplele, transformatoarele, amplificatoarele de izolare.

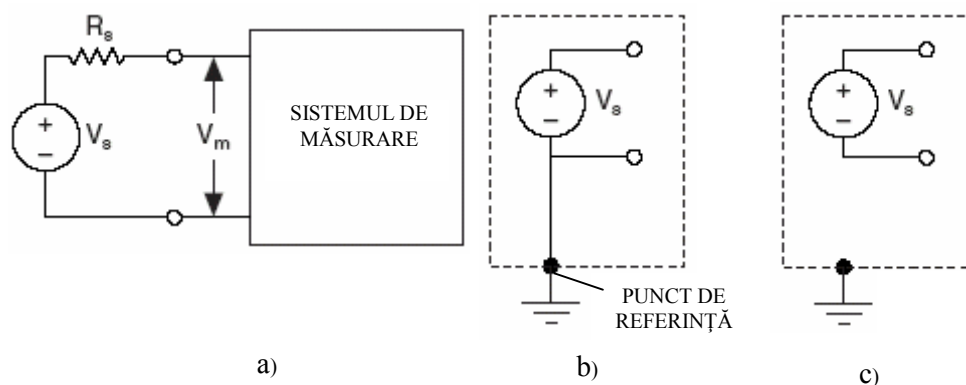


Fig. 2.62 Surse de semnal: a) definiție; b) sursă de semnal cu punct de referință propriu; c) sursă de semnal fără punct de referință

### 2.4.3. Amplificarea semnalului

#### 2.4.3.1. Considerații generale

Un număr mare de elemente senzoriale produc un semnal în tensiune de valori scăzute (domeniul mV). Este dificil a transmite aceste semnale scăzute spre circuitele de procesare a semnalului unde majoritatea acestora reclamă tensiuni de ordinul 1..10 V. Creșterea amplitudinii acestor semnale se poate realiza prin utilizarea unui circuit de amplificare (fig.2.63).

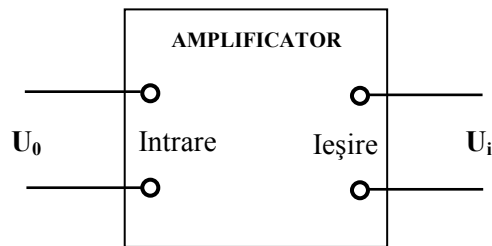


Fig. 2.63 Amplificator de tensiune generic

Amplificarea în tensiune este specificată de coeficientul de amplificare (*gain*),  $G$ :

$$G = \frac{U_i}{U_0} \quad (2.105)$$

Expresia *amplificare* se referă în general la acele cazuri în care  $U_i > U_0$ . Expresia se utilizează și în unele cazuri în care  $U_i < U_0$  și în care expresia de atenuare este mai apropiată de realitate. În unele cazuri amplificarea se poate indica pe o scală logaritmică exprimată în decibeli (dB):

$$G_{dB} = 20 \lg G = 20 \lg \frac{U_i}{U_0} \quad (2.106)$$

Un aspect esențial în utilizarea unui amplificator de semnal îl prezintă comportarea acestuia față de alte căi. Dintre acestea cele mai importante ar fi: distorsiune de frecvență, distorsiunea de fază, efectul de mod comun, încărcarea sursei.

În figura 2.64 se prezintă răspunsul amplificatorului funcție de frecvența semnalului. Frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  delimitează lățimea de bandă a amplificatorului.

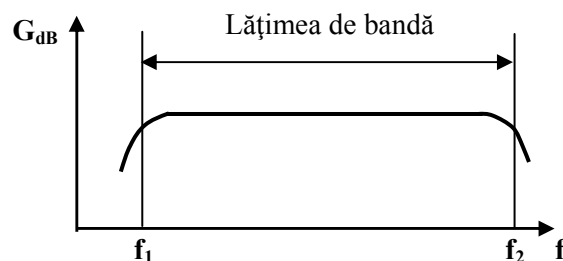


Fig. 2.64 Răspunsul în frecvență a amplificatorului

Amplificatoarele cu o lățime de bandă îngustă pot cauza o distorsiune a semnalului în frecvență (fig.2.65)

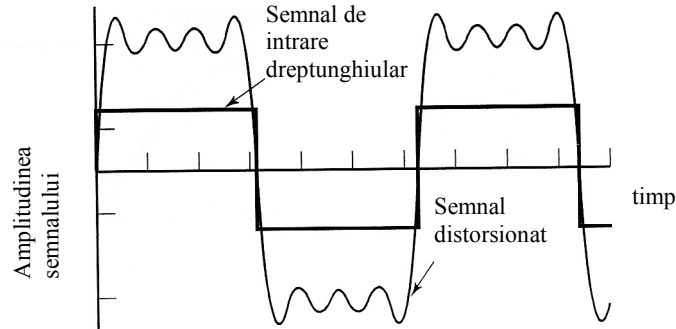


Fig. 2.65 Distorsiunea semnalului în frecvență

În figura 2.66 se prezintă o distorsiune a fazei semnalului. Dacă faza semnalului variază liniar cu frecvența are loc doar o întârziere în timp a semnalului. În caz contrar are loc o distorsiune accentuată a semnalului.

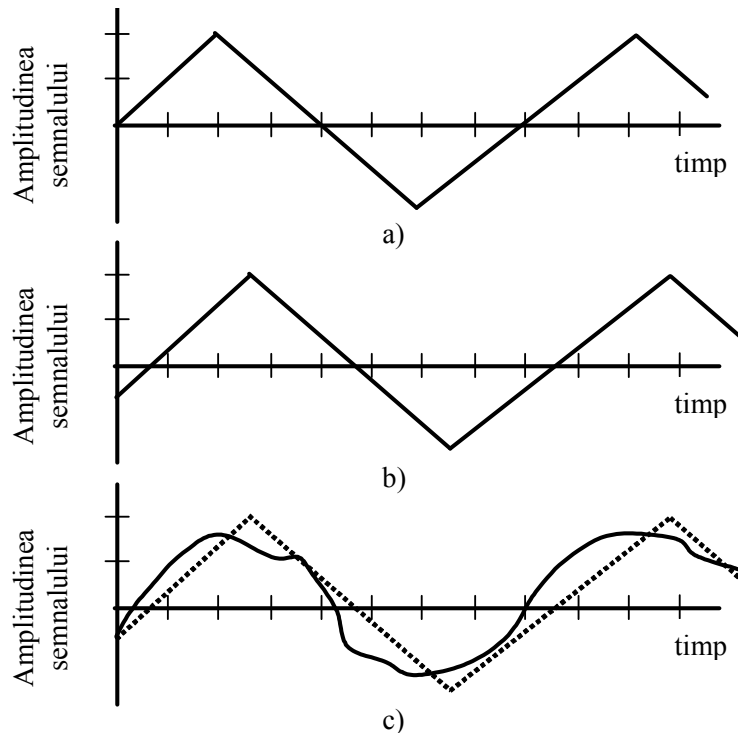


Fig. 2.66 Efectul liniarității fază – frecvență asupra semnalului:

- a) semnalul original; b) – distorsiunea de fază (dependență liniară fază – frecvență); c) unghiul de fază variază neliniar cu frecvența

Un parametru important al amplificatoarelor este factorul de rejecție pe mod comun (*common-mode rejection*) (CMR). Dacă două semnale în tensiune sunt aplicate

la două terminale de intrare atunci intrarea este cunoscută ca *tensiune de mod diferențial*. Dacă aceeași tensiune este (relativ la masă) este aplicată la două terminale de intrare, intrarea este cunoscută ca *tensiune de mod comun*.

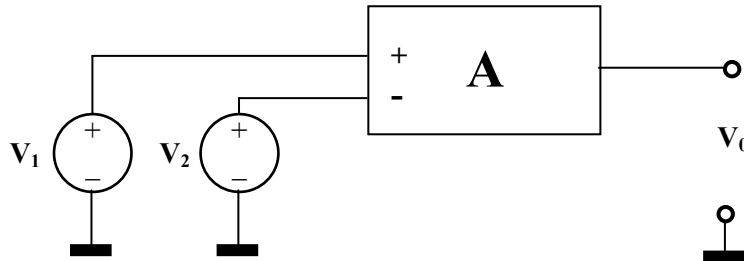


Fig. 2.67 Circuit de măsurare cu amplificator A

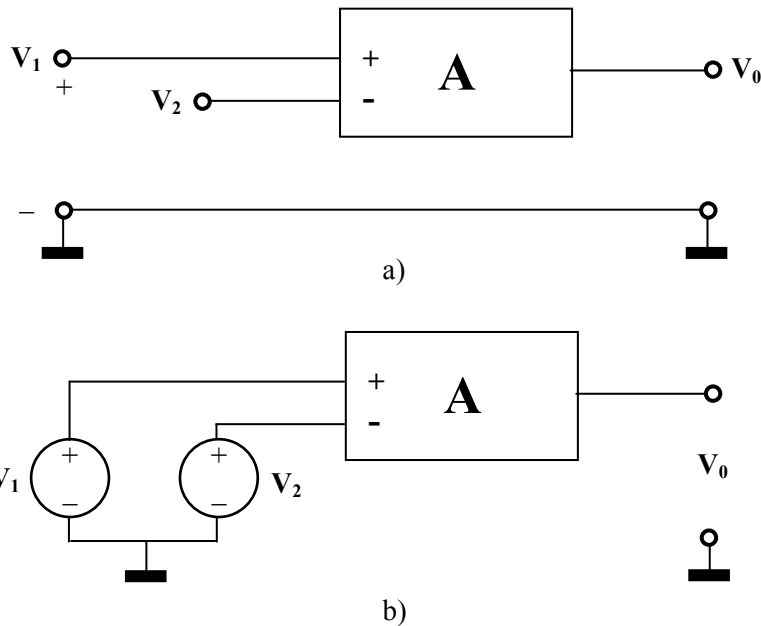


Fig. 2.68 Modul diferențial (a) și modul comun (b)

Între amplificatorul ideal și cel real există o diferență în modul de răspuns (ca semnal de ieșire) la o intrare în tensiune de mod diferențial și respectiv de mod comun. Factorul de rejecție pe mod comun este definit ca raportul dintre câștigul diferențial în buclă deschisă și câștigul pe mod comun:

$$CMR = 20 \lg \frac{G_{dif}}{G_{com}} \quad (2.107)$$

Având în vedere că semnalele utile rezultă în intrarea în mod diferențial iar “zgomotul” deseori în intrarea în mod comun, este de dorit ca amplificatorul să aibă un

CMR cât mai ridicat. Uzual, amplificatoarele de calitate au un CMR de 100 dB.

Modelul unui amplificator poate fi reprezentat printr-un circuit similar cu cel din figura 2.69, unde  $R_0$  este rezistența de intrare a amplificatorului iar  $R_i$  este rezistența de ieșire. Utilizând modelul sursei (fig.2.62) și modelul amplificatorului, se poate analiza relația sursă – amplificator – sarcină (fig.2.70).

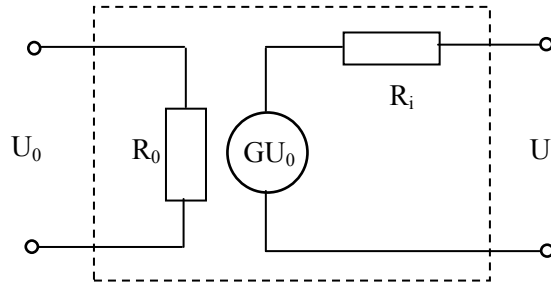


Fig. 2.69 Modelul amplificatorului în reprezentare prin circuit echivalent

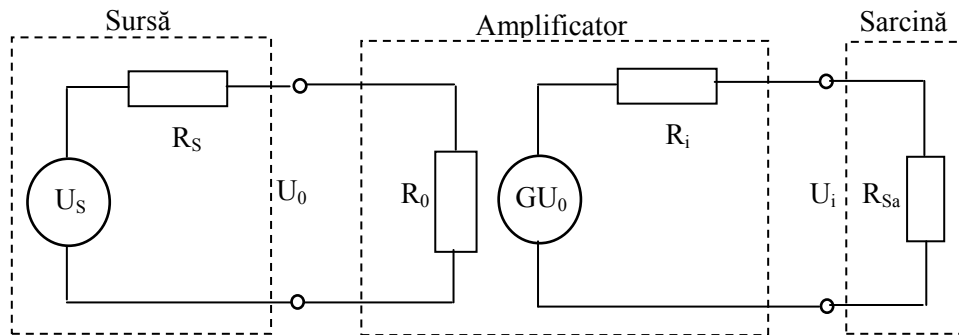


Fig. 2.70 Modelul circuitului de măsurare: sursă – amplificator – sarcină

Utilizând relațiile clasice pentru analiza circuitelor se poate scrie:

$$U_0 = \frac{R_0}{R_S + R_0} U_S \quad (2.108)$$

$$U_i = \frac{R_{Sa}}{R_i + R_{Sa}} \cdot GU_0 \quad (2.109)$$

Utilizând rel.2.108, relația anterioară devine:

$$U_i = \frac{R_{Sa}}{R_i + R_{Sa}} \cdot G \cdot \frac{R_0}{R_S + R_0} \cdot U_S \quad (2.110)$$

Având în vedere faptul că, ideal este de dorit să existe relația:

$$U_i = GU_S \quad (2.111)$$

atunci între rezistențele din circuit trebuie să existe o dependență de forma:

$$\frac{R_{Sa}}{R_i + R_{Sa}} \cdot \frac{R_0}{R_S + R_0} = \frac{1}{\frac{R_i}{R_{Sa}} + 1} \cdot \frac{1}{\frac{R_S}{R_0} + 1} = 1 \quad (2.112)$$

Relația 2.112 poate fi verificată doar aproximativ în condițiile în care  $R_{Sa} \gg R_i$  și  $R_0 \gg R_S$ .

Amplificatorul ideal are rezistența de intrare infinită iar rezistența de ieșire egală cu zero. Abateri de la aceste condiții induc erori în procesul de măsurare.

### Exemplu de calcul

Un traductor tensorezistiv pentru măsurarea forței are semnalul de ieșire în circuit deschis în valoare de 120 mV și o impedanță de ieșire de 450  $\Omega$ . Pentru amplificarea semnalului se utilizează un amplificator cu factorul de amplificare  $G = 10$ . Să se determine care este eroarea de măsurare datorată intrării amplificatorului dacă impedanța de intrare a acestuia are valoarea 5 k $\Omega$ .

Circuitul, corespunzător problemei de analiza, este prezentat în figura 2.71 pentru care notațiile au semnificațiile:  $R_S = 450 \Omega$ ,  $U_S = 120 \text{ mV}$ ,  $R_0 = 5 \text{ k}\Omega$ .

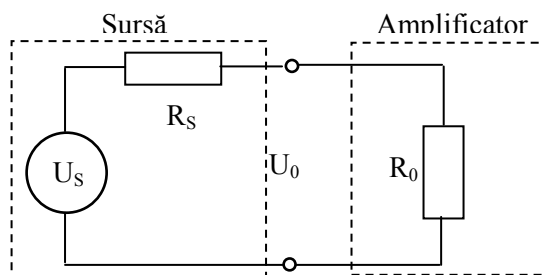


Fig. 2.71 Circuitul de măsurare

Eroarea datorată sarcinii este:

$$\Delta U = U_S - U_0 \quad (2.113)$$

$$U_0 = R_0 \cdot I = R_0 \cdot \frac{U_S}{R_0 + R_S} \quad (2.114)$$

Dacă se fac înlocuirile numerice se obține:

$$U_0 = 5 \cdot 10^3 \cdot \frac{120 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^3 + 450} = \frac{600}{5450} = 0.11 \text{ V} \quad (2.115)$$

$$\Delta U = 0.12 - 0.11 = 0.01 \text{ V} \quad (2.116)$$

$$\Delta U[\%] = \frac{0.01}{0.12} = 8.33 \quad (2.117)$$

### 2.4.3.2. Amplificatoare realizate pe bază de amplificatoare operaționale

Amplificatoarele operaționale constituie principala clasă de circuite integrate utilizate pe scară largă în achiziția de date.

Amplificatorul operațional este un amplificator de c.c. ce reunește proprietățile impuse pentru un amplificator de calitate:

- câștig (amplificare) în tensiune foarte mare (de ordinul 30.000 – 200.000);
- rezistența de intrare foarte mare;
- rezistența de ieșire foarte mică;
- spectru de frecvență transmise fără distorsiuni de la curent continuu până la frecvență de tăiere cât mai ridicată;
- factor de rejecție pe mod comun foarte mare.

Simbolul utilizat pentru reprezentarea amplificatorului operațional este dat în figura 2.72. Aspectul constructiv pentru două variante uzuale ale amplificatorului operațional 741 este prezentat în figura 2.73.

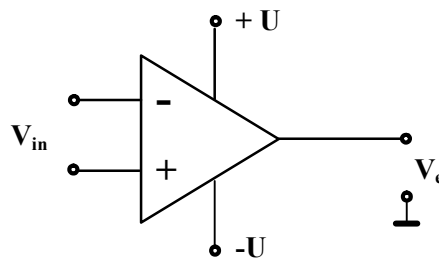


Fig. 2.72 Amplificatorul operațional

Semnificația pinilor este următoarea: a - varianta cu 14 pini: pinii 1, 2, 7, 8, 13,14 nefolososiți; pinul 3 compensare decalaj; pinul 4 intrare inversoare; pinul 5 intrare neinversoare; pinul 6  $-U$ ; pinul 9 compensare de frecvență la ieșire; pinul 10 ieșire; pinul 11  $+U$ ; pinul 12 compensare de frecvență la intrare; b - varianta cu 8 pini: pinul 1 compensare decalaj; pinul 2 intrare inversoare; pinul 4 intrare neinversoare; pinul 4  $-U$ ; pinul 5 compesare decalaj; pinul 6 ieșire; pinul 7  $+U$ ; pinul 8 nefolosit.

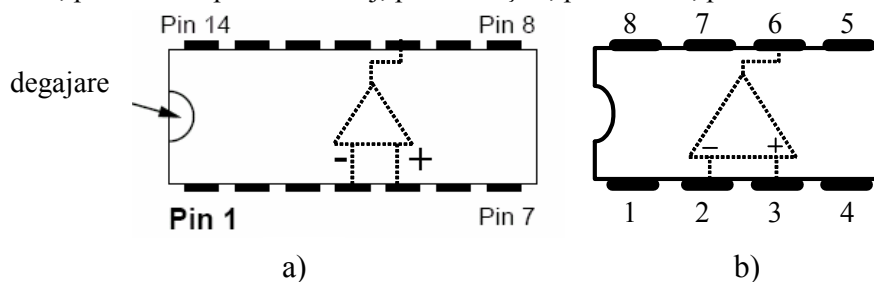


Fig. 2.73 Amplificatorul operațional 741: a- varianta cu 14 pini; b - varianta cu 8 pini

În figura 2.74 se prezintă schema amplificatorului inversor. Intrarea neinversoare se conectează la masă iar semnalul de intrare se conectează prin rezistența

$R_1$  la intrarea inversoare. Punctul X este un punct de referință la un potențial între  $+0.0001\text{ V}$  și  $-0.0001\text{ V}$  motiv pentru care este numit *masă virtuală*. Amplificarea în tensiune este:

$$V_e = -\frac{R_2}{R_1} V_i \quad (2.118)$$

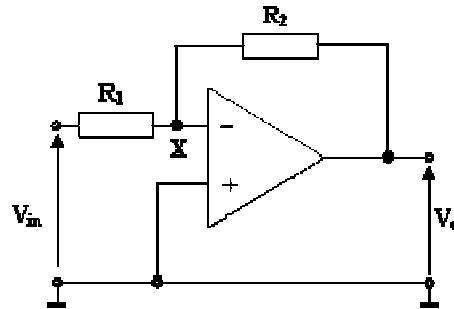


Fig. 2.74 Amplificatorul inversor

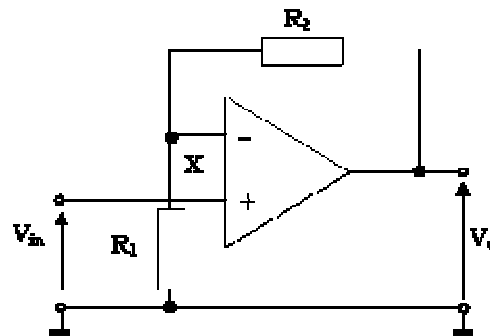


Fig. 2.75 Amplificatorul ne-inversor

Amplificatorul ne-inversor este prezentat în figura 2.75. În acest caz semnalul de intrare este conectat pe intrarea ne-inversoare. Amplificarea în tensiune în acest caz este:

$$G = \frac{V_e}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.119)$$

#### 2.4.4. Circuite pentru liniarizarea caracteristicii

O număr mare de elemente senzoriale utilizate în industrie prezintă o caracteristică statică neliniară (fig.2.76). Această neliniaritate poate fi eliminată printr-o *variantă hardware* și o *variantă software*.

Un modul hardware cu capabilități de liniarizare este modulul SCM5B. Acesta asigură o funcție de transfer neliniară pornind de la valoarea de intrare minimă și cea maximă. Această funcție neliniară este astfel configurată încât să fie egală și în opoziție cu neliniaritatea elementului senzorial. Diferența dintre valoarea reală a semnalului de



ieșire și valoarea liniară asigurată de modul se numește eroare de conformitate (fig.2.77). Punctele de întrerupere pentru segmentarea aproximării sunt plasate de-a lungul curbei egalizând eroarea de conformitate pozitivă și negativă [2.23].

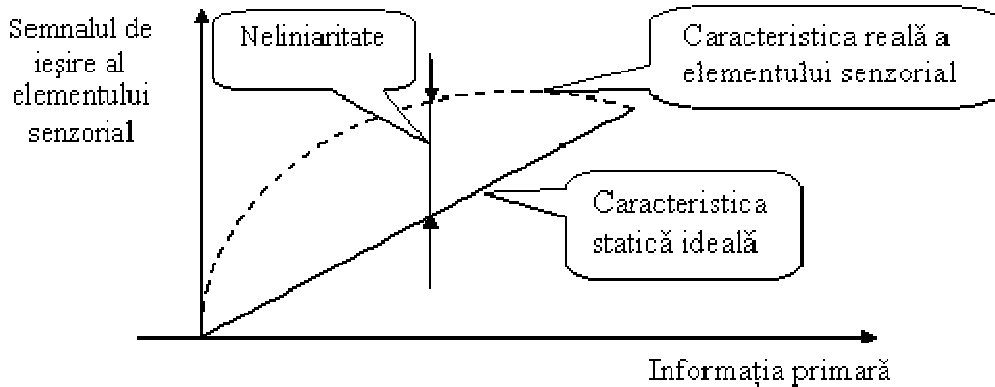


Fig. 2.76 Caracteristica neliniară a elementului senzorial

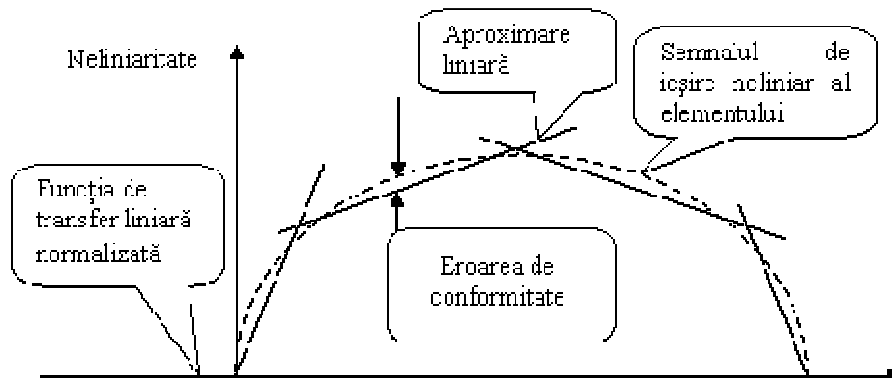


Fig. 2.77 Liniarizarea caracteristicii prin metode hardware

Modulul SCMSB utilizează 9 puncte de întrerupere (10 segmente) pentru a corecta neliniaritatea.

Firma Analog Devices oferă module pentru condiționarea semnalului incluzând și funcția de liniarizare [2.24]. Se consideră tehnici uzuale de liniarizare: metoda matematică directă, metoda de aproximare singulară, metoda de aproximare pe porțiuni. Fiecare dintre acestea prezintă avantaje și dezavantaje rămânând să fie adoptată metoda optimă fiecărui caz în parte.

Metoda matematică directă utilizează relațiile matematice și principiile clasice de aproximare. Exemplificăm această metodă pentru un senzor de temperatură rezistiv. Funcția de transfer al unui astfel de senzor este descrisă prin două ecuații polinomiale distincte: una pentru temperaturi de sub  $0^{\circ}\text{C}$  și alta pentru temperaturi superioare lui  $0^{\circ}\text{C}$ . Aceste ecuații sunt:

$$R_{RTD}(t) = R_0 \left[ 1 + At + Bt^2 + C(t - 100^{\circ}\text{C})t^3 \right] \text{ (pentru } t \leq 0^{\circ}\text{C)} \quad (2.120)$$

$$R_{RTD}(t) = R_0 [1 + At + Bt^2] \quad (\text{pentru } t \geq 0^\circ C) \quad (2.121)$$

unde:  $t$  – este temperatura RTD;  $R_0$  – rezistența RTD la  $0^\circ C$ ;  $A = 3.9083 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ C^{-1}$ ;  $B = -5.775 \cdot 10^{-7} \text{ }^\circ C^{-2}$ ;  $C = -4.183 \cdot 10^{-12} \text{ }^\circ C^{-4}$ .

Determinarea temperaturii ca o funcție de rezistența elementului senzorial conduce la rezolvarea ecuațiilor (2.120), (2.121). Pentru al doilea caz expresia este:

$$t_{RTD}(r) = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4B \left(1 - \frac{r}{R_0}\right)}}{2B} \quad (2.122)$$

Având în vedere că rezolvarea și reprezentarea funcției trebuie făcută în timp real, se recomandă prelucrarea preliminară a termenilor numerici.

Liniarizând caracteristica exprimată prin rel. (2.121) se obține o ecuație de forma:

$$R_{RTD} = R_0 + \frac{R_{t_{\max}} - R_0}{t_{\max}} \cdot t \quad (2.123)$$

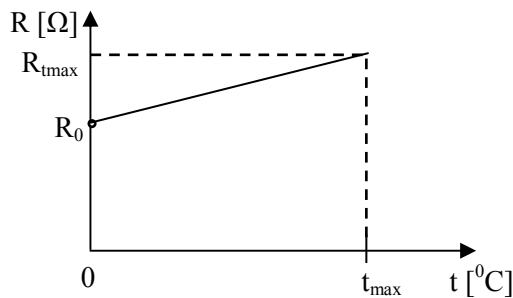


Fig. 2.78 Caracteristica liniară pentru elemental senzorial pe baza relației (2.123)

#### Exemplu de calcul

Rezultatele calibrării unui senzor de temperatură (rezistiv, rezistență de platină) sunt prezentate în tabelul 2.4.

Tabelul 2.4

Temperatura ( $^\circ C$ )	Rezistența $\Omega$
0	100
100	138.5
200	175.83

Să se determine:

- valorile coeficienților  $\alpha$  și  $\beta$
- neliniaritatea – procentuală - a senzorului la  $100^\circ C$ .

a. Ecuația are forma:

$$R_t = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot t + \beta \cdot t^2) \quad (2.124)$$

care valoric se va prezenta prin sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} 138.5 &= 100 \cdot (1 + \alpha \cdot 100 + \beta \cdot 100^2) \\ 175.83 &= 100 \cdot (1 + \alpha \cdot 200 + \beta \cdot 200^2) \end{aligned} \quad (2.125)$$

Soluția numerică pentru sistemul anterior este:

$$\alpha = 3.91 \cdot 10^{-3} \text{ și } \beta = -5.85 \cdot 10^{-7}.$$

Pentru o calibrare liniară ecuația este (vezi figura 2.78):

$$R_t = \frac{R_{200} - R_0}{200} \cdot t + R_0 \quad (2.126)$$

Conform celor specificate:

$$R_{100} = \frac{175.83 - 100}{200} \cdot 100 + 100 = 137.9 \text{ } \Omega \quad (2.127)$$

b) Neliniaritatea elementului senzorial la  $t = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$  va fi:

$$\Delta R = \frac{138.5 - 137.9}{200} \cdot 100 = 0.3 \text{ } \% \quad (2.128)$$

Metoda de liniarizare simplă stă la baza metodei de liniarizare prin segmente multiple. Metoda se dezvoltă pe baza coeficienților corespunzători funcției de transfer, existenți în memoria atașată sistemului de achiziții de date. Acești coeficienți sunt practic perechile de valori rezistență – temperatură ( $R_i, t_i$ ). Relația de interpolare pe segmentul  $i - j$  este (fig.2.79):

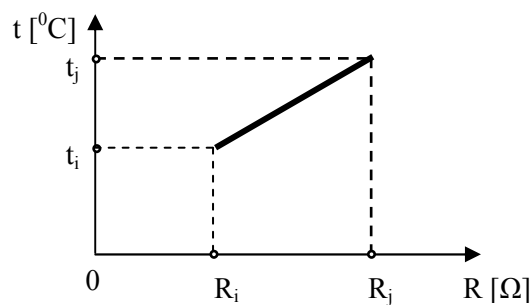


Fig. 2.79 Interpolare liniară

$$t_{seg}(r) = t_i + \frac{t_j - t_i}{R_j - R_i} \cdot (r - R_i) \quad (2.129)$$

Valoarea rezistenței corespunzătoare ultimului punct se poate calcula:

$$R_n = R_0 + n \cdot \Delta R \quad (2.130)$$

unde valorile  $R_0$  și  $\Delta R$  sunt prestabilite și memorate.

Pe baza relațiilor anterioare se poate determina relația de interpolare generalizată pentru setul de puncte:

$$t_{seg}(r) = t_i + \frac{t_{i+1} - t_i}{\Delta R} \cdot [r - (r_0 + i \cdot \Delta R)] \quad (2.131)$$

În [2.8] se prezintă diverse metode liniarizare: liniarizare cu punte activă, liniarizare cu dublă reacție, liniarizare pentru scheme cu amplificator de instrumentație, liniarizare cu multiplicator, liniarizare prin metode numerice.

În figura 2.80 se prezintă metoda liniarizării cu punte activă.

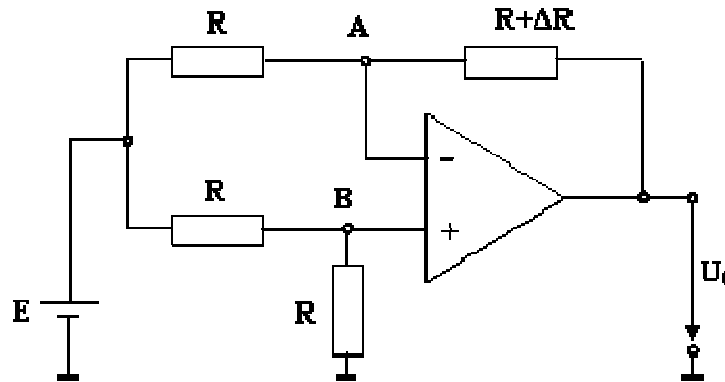


Fig. 2.80 Punte activă

Punctele A și B se găsesc la același potențial, astfel că:

$$\frac{E - E/2}{R} + \frac{U_0 - E/2}{R + \Delta R} = 0 \quad (2.132)$$

$$U_0 = -E \cdot \left( \frac{\Delta R}{2R} \right) \quad (2.133)$$

În figura 2.81 se prezintă un circuit de liniarizarea caracteristicii unui element senzorial, prin utilizarea unor amplificatoare operaționale.

Circuitul de feedback conține o diodă cu caracteristica neliniară. Caracteristica acesteia se poate reprezenta prin ecuația:

$$V = K \cdot \ln I \quad (2.134)$$

unde  $K$  este o constantă.

Semnalul de ieșire va fi:

$$V_e = -K \cdot \ln \left( \frac{V_{in}}{R} \right) \quad (2.135)$$

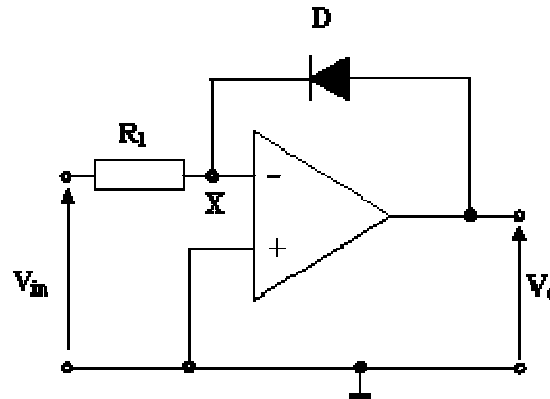


Fig. 2.81 Amplificator logaritmic

Dacă pe terminalul de intrare se aplică semnalul de ieșire al unui element senzorial dependent de timp:

$$V_{in} = Ae^{at} \quad (2.136)$$

se va obține o ieșire liniarizată:

$$V_e = K \ln V_{in} = K \ln(Ae^{at}) = K \ln A + Ka \cdot t \quad (2.137)$$

#### 2.4.5. Circuite pentru conversia curent - tensiune

Semnalele de ieșire în curent, de la senzori îndepărtați, 4...20 mA este adesea convertit la nivel ridicat. Conversia în semnal de tensiune se poate realiza în mod simplu pe baza unui rezistor simplu (fig.2.82).

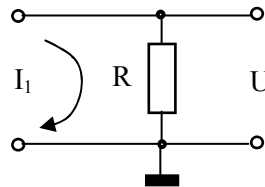


Fig. 2.82 Circuit pentru conversia semnalului

Semnalul în tensiune are valoarea:

$$U = RI_1 \quad (2.138)$$

Un rezistor de valoare 250  $\Omega$  sau 500  $\Omega$  asigură un domeniu de tensiune de 1..5 V sau 2...10 V pentru un semnal de 4 ...20 mA. Utilizarea acestei metode de conversie este totuși limitată în special pentru curenți de valori reduse. De ex. pentru un curent 1 $\mu$ A ar fi necesar un rezistor de 5 M $\Omega$ . Utilizarea unui rezistor de valori ridicate este o potențială sursă de erori datorită "zgomotului" și a metodei de măsurare. O schemă utilizată pentru conversia semnalelor în curent este prezentată în figura 2.83

Considerând condiții ideale, semnalul de ieșire este:

$$U_0 = -R \cdot I \quad (2.139)$$

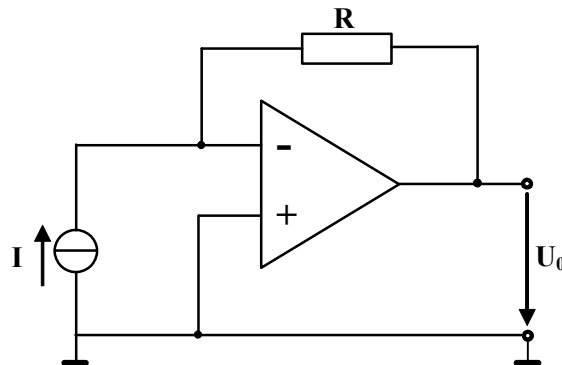


Fig. 2.83 Conversia curent – tensiune

Dacă amplificarea este de valoare finită  $A$ , transferul va fi:

$$U_0 = -\frac{A}{1+A} \cdot R \cdot I \quad (2.140)$$

Tensiunea offset și curentul de deplasare (bias) contribuie în mod adițional la tensiunea de ieșire:

$$U_0 = -RI + U_{off} \quad (2.141)$$

Compensarea curenților de deplasare se poate realiza conform schemei din figura 2.84 [2.16].

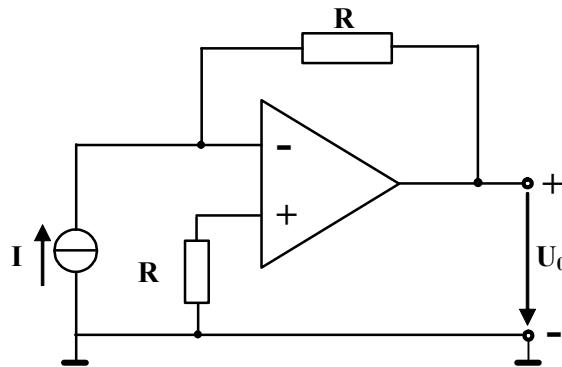


Fig. 2.84 Conversia curent-tensiune. Compensarea curenților de deplasare

#### 2.4.6. Circuit pentru atenuarea semnalelor (circuit divizor)

Semnale în tensiune superioare valorilor acceptate de convertoarele A / D (în general 10 V) trebuie atenuate. Acest lucru se realizează prin circuite divizoare de tensiune.

Schema unui circuit divizor de tensiune este prezentată în figura 2.85. Semnalul de ieșire, pentru un semnal în tensiune la intrare  $V_0$ , va fi:

$$V_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_0 \quad (2.142)$$

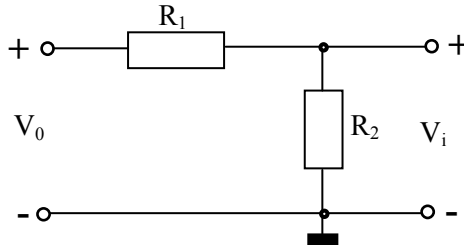


Fig. 2.85 Divizor de tensiune rezistiv

Realizarea practică a circuitului poate conduce la apariția unor capacități parazite: o capacitate parazită  $C_S$  în paralel cu rezistența  $R_1$  și o capacitate parazită  $C_P$  în paralel cu rezistența  $R_2$ . Valorile rezistențelor trebuie alese astfel încât constantele de timp,  $R_1 C_S$  și  $R_2 C_P$ , să fie egale.

În selectarea valorilor pentru rezistențele divizorului trebuie avute întreg complexul de influențe ale acestora din procesul de măsurare.

### Exemplu

Pentru alimentarea unui experiment se utilizează o sursă cu tensiunea nominală  $U_S = 120 \text{ V}$ . Pentru realizarea experimentului se impune o reducere a tensiunii cu raportul  $k = 20$  prin utilizarea unui divizor de tensiune. Dacă suma rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  este de  $1500 \Omega$ , se cere:

- Tensiunea de ieșire din circuit și valorile rezistențelor în cazul ideal (se neglijează efectele sarcinii);
- Dacă sursa de semnal are rezistența  $R_S = 1 \Omega$ , să se determine tensiunea de ieșire și eroarea introdusă de rezistența sursei;
- Dacă circuitul se conectează pe un instrument de impedanță  $R_0 = 10 \text{ k}\Omega$ , care este tensiunea de ieșire și eroarea de măsurare.

Schema electrică a circuitului, cu notațiile aferente, este prezentată în figura 2.86.

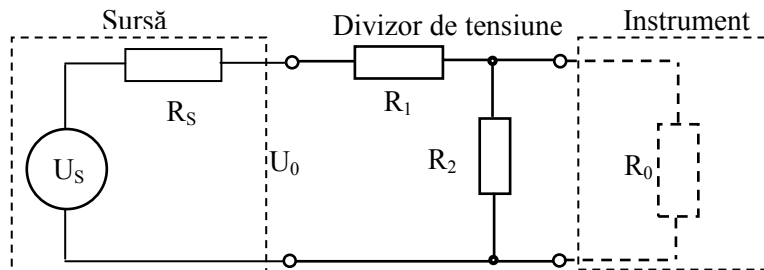


Fig. 2.86 Circuitul divizor în etanuearea semnalului

a) Utilizând relația de definiție (2.142), se poate scrie:

$$\frac{V_i}{V_0} = \frac{1}{20} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{1500} \quad (2.143)$$

Se determină în mod simplu:

$$R_2 = \frac{1500}{20} = 75 \, \Omega \quad (2.144)$$

$$R_1 = 1500 - 75 = 1425 \, \Omega \quad (2.145)$$

$$V_i = \frac{V_0}{20} = \frac{120}{20} = 6 \, V \quad (2.146)$$

b) Dacă se ia în considerare parametrul sursei, curentul din circuit va avea valoarea:

$$I = \frac{V_0}{R_S + R_1 + R_2} = \frac{120}{1 + 1425 + 75} = \frac{120}{1501} \cong 0.07994 \, A \quad (2.147)$$

Tensiunea de ieșire în acest caz va fi:

$$V_i = IR_2 = 0.07994 \cdot 75 = 5.9955 \, V \quad (2.148)$$

Eroarea de calcul pentru tensiunea de ieșire este:

$$\varepsilon_V = \frac{6 - 5.9955}{6} \cdot 100 = 0.075 \, \% \quad (2.149)$$

c) Dacă circuitul sursă – divizor se completează cu sarcina de impedanță  $R_0$ , curentul din circuit are valoarea:

$$I = \frac{V_0}{R_{ech}} = \frac{V_0}{R_S + R_1 + \frac{R_2 R_0}{R_2 + R_0}} = \frac{120}{1 + 1425 + 74.441} = 0.079976 \, A \quad (2.150)$$

iar tensiunea de ieșire:

$$V_i = 0.079976 \cdot 74.441 = 5.9535 \, V \quad (2.151)$$

Eroarea de calcul va fi în acest caz:

$$\varepsilon_V = \frac{6 - 5.9535}{6} \cdot 100 = 0.775 \, \% \quad (2.152)$$

#### 2.4.7. Circuit sumator cu amplificare

În figura 2.87 se prezintă circuitul corespunzător unui sumator cu amplificare.



Circuitul se poate utiliza într-o aplicație în care se dorește atât medierea semnalelor de la mai multe elemente senzoriale cât și o amplificare a rezultatului.

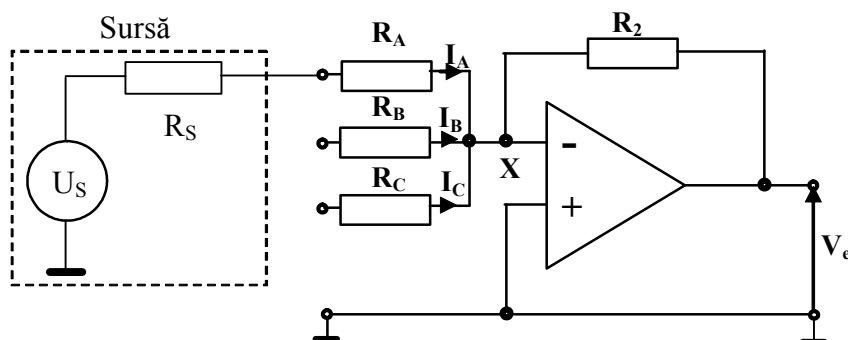


Fig. 2.87 Amplificator sumator

Punctul X se constituie în punctul virtual de masă. Suma curenților în nodul X va fi:

$$I = I_A + I_B + I_C \quad (2.153)$$

Având în vedere relațiile evidente, în acest caz:

$$I_A = \frac{V_A}{R_A} ; I_B = \frac{V_B}{R_B} ; I_C = \frac{V_C}{R_C} \quad (2.154)$$

$$I = -\frac{V_e}{R_2} \quad (2.155)$$

Conform cu relațiile (2.153 – 2.155), se obține:

$$V_e = -\left( \frac{R_2}{R_A} \cdot V_A + \frac{R_2}{R_B} \cdot V_B + \frac{R_2}{R_C} \cdot V_C \right) \quad (2.156)$$

#### 2.4.8. Circuitul amplificator diferențial

Amplificatorul diferențial asigură la ieșire o mărime proporțională cu diferența de potențiale de la intrare.

$$V_e = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \quad (2.157)$$

Aplicațiile sunt multiple. Am prezentat posibilitatea utilizării circuitului împreună cu o punte Wheatstone. În figura 2.88 se prezintă utilizarea circuitului amplificator diferențial într-un sistem de măsurare a temperaturii.

Senzorul de temperatură este o termocuplă fier – constantan. Punctul de sudură a celor două materiale ce formează termocupla va constitui joncțiunea caldă. Punctul de

legătură al firului de constantan la circuitul de măsurare va constitui joncțiunea rece. Diferența în tensiune dintre tensiunile celor două joncțiuni va fi amplificată. Valorile celor două rezistențe  $R_1$  și  $R_2$  se pot alege astfel ca să se obțină o ieșire de 10 mV pentru o diferență de temperatură a joncțiunilor de  $10^{\circ}\text{C}$ .

Dacă diferența în tensiune pe termocuplu este  $\Delta V = 410 \mu\text{V}$  (termocupla K) atunci există relația:

$$10 \cdot 10^{-3} = \frac{R_2}{R_1} \cdot 410 \cdot 10^{-6} \quad \text{sau} \quad \frac{R_2}{R_1} = 24,4 \quad (2.158)$$

Dacă se alege o rezistență  $R_1 = 1k$ , se obține valoarea pentru  $R_2$ .

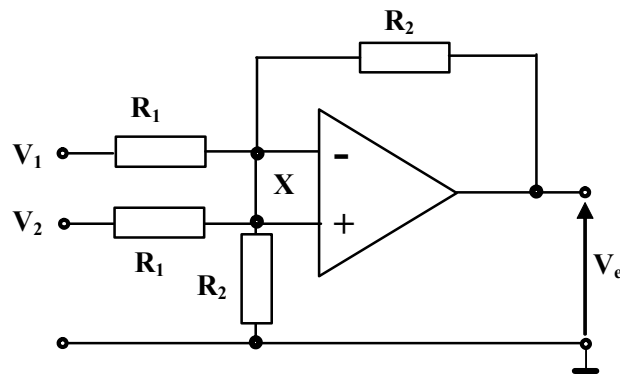


Fig. 2.88 Circuitul amplificator diferențial

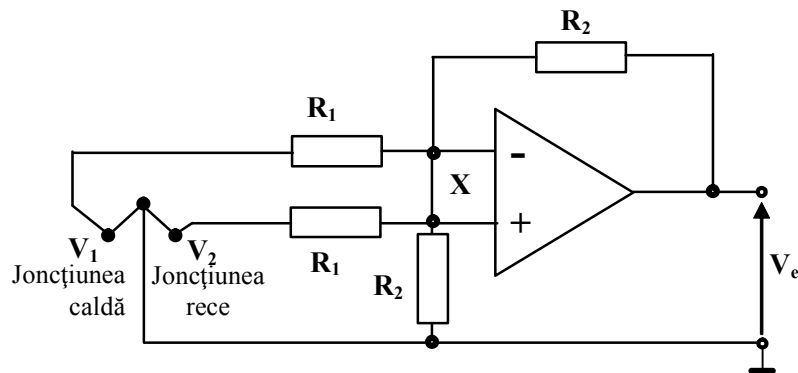


Fig. 2.89 Utilizarea circuitului diferențial în măsurarea temperaturii

#### 2.4.9. Circuit de conversie tensiune – curent

În unele aplicații se simte necesitatea ca un semnal în tensiune să fie convertit într-un semnal în curent. În figura 2.90 se prezintă un astfel de circuit. Semnalul este:

$$I = \frac{V_i}{R} \quad (2.159)$$

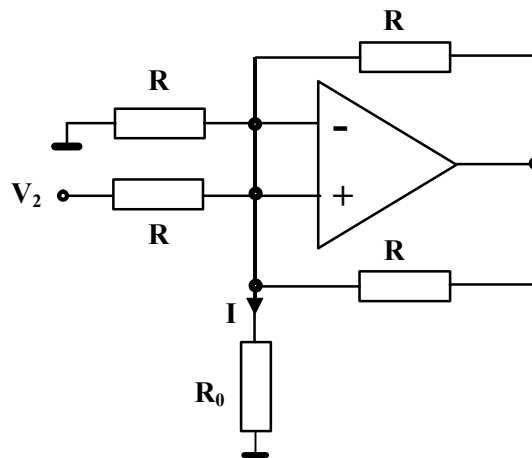


Fig. 2.90 Convertor tensiune – curent

#### 2.4.10. Circuit amplificator integrator

Circuitul amplificator cu integrare prezintă pe calea de reacție un condensator  $C$ . Punctul X se constituie în punct de potențial zero (fig.2.91).

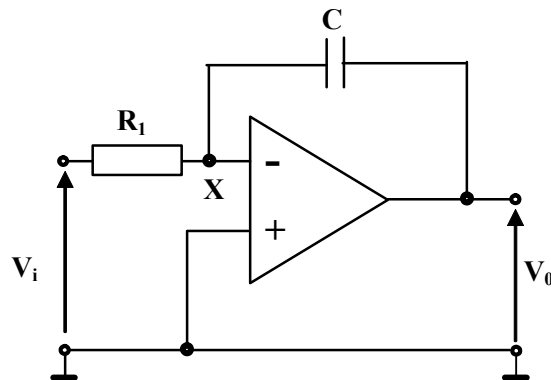


Fig. 2.91 Circuit amplificator integrator

Pentru determinarea relației de legătură dintre intrarea și ieșirea amplificatorului, se au în vedere relațiile clasice pentru dependența capacității  $C$  de sarcina  $Q$  aferentă, și curentul  $i$  rezultat în timp:

$$Q = CV = C \cdot (V_x - V_0) = -CV_0 \quad (2.160)$$

$$i = \frac{dQ}{dt} = -C \cdot \frac{dV_0}{dt} \quad (2.161)$$

$$\frac{V_i}{R} = -C \cdot \frac{dV_0}{dt} \quad (2.162)$$

Rearanjarea relației (2.162) permite determinarea semnalului de ieșire:

$$dV_0 = -\frac{1}{RC} \cdot V_i \cdot dt \quad (2.163)$$

$$V_0(t_2) - V_0(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_i \cdot dt \quad (2.164)$$

Senzorii piezoelectrice sunt una din clasele de senzori care utilizează un astfel de circuit.

### 2.4.11. Circuit comparator

Circuitul comparator urmărește compararea a două tensiuni. Un astfel de circuit poate utiliza un amplificator operațional. Una dintre tensiuni se aplică la intrarea inversoare iar cea de-a doua tensiune la intrarea ne-inversoare. În figura 2.92 se prezintă relația de dependență dintre semnalele de intrare și semnalul de ieșire a comparatorului [2.1].

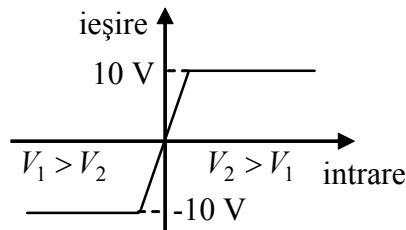


Fig. 2.92 Rezultatul comparării a două tensiuni

O aplicație a comparatorului este ilustrată în figura 2.93. Un termistor este montat într-un circuit în punte. Dacă puntea este echilibrată semnalele pe intrările amplificatorului sunt egale astfel încât tranzistorul este blocat. Dacă puntea este dezechilibrată releul se va găsi în stare activată.

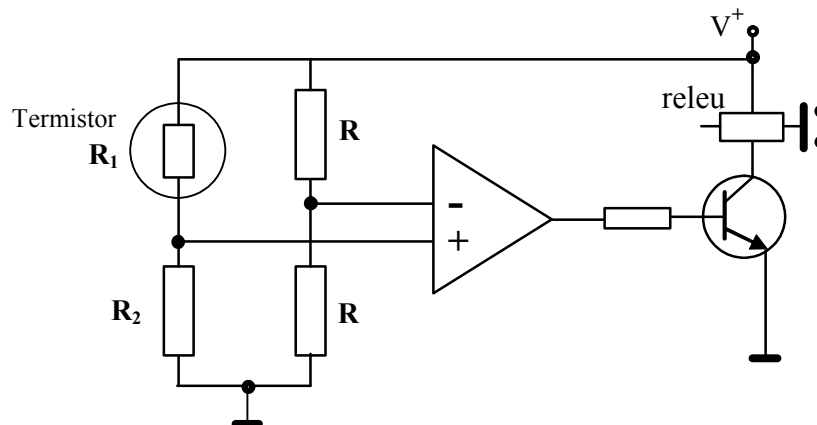


Fig. 2.93 Utilizarea circuitului comparator într-un montaj pentru măsurarea temperaturii

### 2.4.12. Circuite pentru compensarea erorilor

Amplificatorul operațional nu este perfect în operațiile reale. Când amplificatorul operațional face parte din etajul de măsurare a dezechilibrului unei punți de măsurare, este necesară compensarea decalajului tensiunii sau curentului de intrare.

Una dintre problemele referitoare la erorile de lucru este cea a tensiunii de decalaj (*offset voltage*). Deoarece acest decalaj este datorat fie etajului de intrare a amplificatorului, fie elementelor exterioare lui (rezistoare), el se poate anula acționând asupra acestor cauze prin intermediul unor generatoare de curent sau tensiune exterioare circuitului integrat. În figura 2.94 și figura 2.95 se prezintă două posibilități de compensare a acestei erori. Alte soluții sunt prezentate în [2.17].

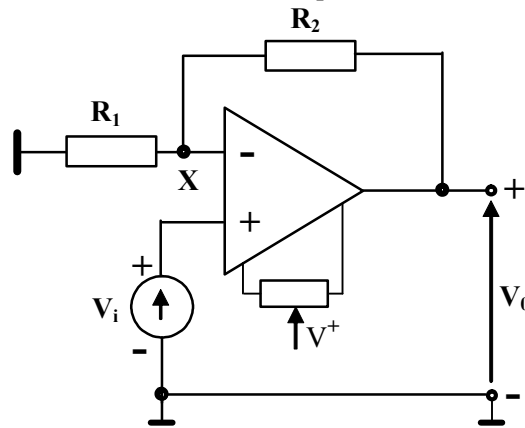


Fig. 2.94 Compensarea tensiunii de decalaj prin compensare internă

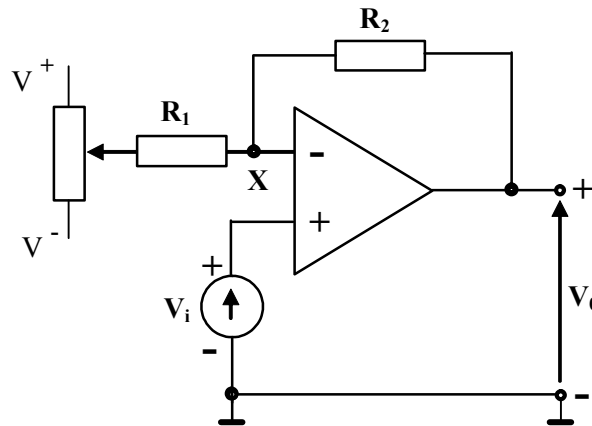


Fig. 2.95 Compensarea tensiunii de decalaj prin tensiune suplimentară (de la sursa de alimentare)

### 2.4.13. Circuite de protecție

Multe aplicații necesită atașarea elementelor senzoriale unei clase speciale de circuite. Această clasă, circuitele de protecție, au rolul de a proteja componente din circuitul de măsurare a căror funcționare este foarte sensibilă la unele tensiuni peste

valorile admisibile (de ex.: microprocesoarele).

În figura 2.96 se prezintă montajul de bază pentru un circuit de protecție prin diodă Zener. În vederea obținerii unor tensiuni stabile, diodele Zener sunt incluse în circuite mai complexe.

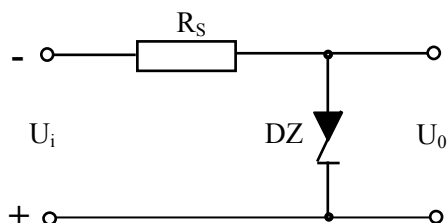


Fig. 2.96 Circuit de protecție cu diodă Zener

Circuitul de izolare sunt o altă clasă a circuitelor de protecție. Aceste circuite se referă la trecerea semnalului de la sursă la dispozitivul de măsurare fără o conectare fizică sau galvanică. Cele mai obișnuite metode de izolare conduc la circuite optocuploare, magnetice sau capacitive. Optocuploarele se utilizează pentru semnale digitale. Izolarea magnetică și capacitivă este utilizată pentru semnale analogice, modulate în frecvență.

O primă funcție importantă îndeplinită de circuitele de izolare este cea de protecție a echipamentului de calcul și a plăcilor DAQ la defecte electrice posibile pe circuit. O altă funcție importantă a circuitelor de izolare este cea de a asigura un punct de tensiune de referință comun și astfel de a nu afecta acuratețea măsurătorilor.

În figura 2.97 se prezintă posibilitatea utilizării *optocuploarelor* pentru separarea galvanică a elementelor senzoriale de restul circuitelor. Variantele optocuploarelor este extrem de largă: cu fototranzistoare, în montaj Darlington, cu triac etc.

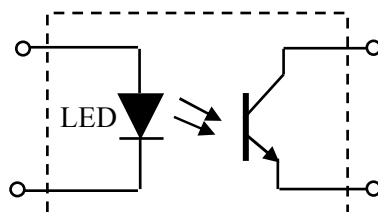


Fig. 2.97 Optocuplor

## 2.4.14. Circuite de filtrare

### 2.4.14.1. Introducere

Procesul de filtrare se referă la extragerea zgomotului nedorit din semnalul măsurat înainte de a fi amplificat și prezentat circuitelor de conversie analog – digitale (A / D). Modulele inteligente de condiționarea semnalului integrează într-o formă unitară convertoare (A / D) cu posibilități de filtrare a oricărui zgomot ciclic apărut la intrare. Un filtru electric este un sistem care realizează acest tip de prelucrare a informației.

În cazul sistemelor liniare și invariabile în timp, funcția de densitate spectrală a semnalului de ieșire  $Y(j\omega)$  este dată de relația:

$$Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega) \quad (2.165)$$

în care  $X(j\omega)$  este funcția de densitate spectrală a semnalului de intrare, iar  $H(j\omega)$  este funcția sistemului. Un filtru electric trebuie să aibă funcția  $H(j\omega)$  de valori diferite la frecvențe diferite adică să fie selectivă în frecvență, în conformitate cu cerințele aplicației.

În funcție de formatul semnalelor de intrare și de ieșire filtrele pot fi clasificate în *analogice și numerice (digitale)*.

*Filtrele analogice* pot fi clasificate în raport cu elementele componente în:

- *Filtre pasive RLC* care includ componentele LC ca elemente selective și în care rezistența R reprezintă pierderile nedorite în LC. Filtrele RC sunt mai economice dar au o selectivitate mai redusă.
- *Filtre active*. Folosirea filtrelor pasive RLC la frecvențe relativ joase presupune utilizarea de inductanțe relativ mari. Inductoarele au un număr mare de spire (și deci pierderi mari), volum mare, necesită costuri ridicate pentru fabricație astfel că devin incompatibile cu miniaturizarea sau cu implementarea de microcircuite. Din aceste motive s-au dezvoltat filtrele active pe bază de rezistențe, capacități și elemente active (se utilizează de obicei amplificatoare operaționale -AO).
- *Filtre cu capacități comutate*
- *Filtre cu cristale de coarș etc.*

*Filtrele numerice* sunt definite prin relații intrare – ieșire în timp discret și se realizează fie prin implementarea algoritmilor ce descriu filtru pe procesoare de semnal fie prin programarea acestor algoritmi pe calculatoare de uz general.

Modelele ideale care definesc cerințele pe care un sistem de prelucrarea semnalelor ar trebui să se le satisfacă nu sunt în general realizabile. Aproximarea caracteristicilor ideale cu funcțiile unui sistem realizabil fizic conduce la o apropiere mai mare sau mai mică de cerințele ideale.

Dintre atributele obișnuite ale filtrelor se pot menționa: frecvența de tăiere (*cut-off frequency*), variația cu frecvența (*roll-off*), factorul de calitate Q.

Factorul de calitate, în fizică și inginerie, compară constanta de timp caracteristicii de scădere a amplitudinii unui circuit fizic oscilant și perioada de oscilație. În general, coeficientul Q se definește:

$$Q = \omega \cdot \frac{\text{energia acumulata}}{\text{energia pierduta}} \quad (2.166)$$

unde  $\omega$  este frecvența sistemului.

Pentru un circuit electric RLC, factorul de calitate Q se definește ca fiind:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.167)$$

Pentru un circuit RLC paralel, Q este egal cu:

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \quad (2.168)$$

În general, pentru un sistem cu o impedanță  $Z$ ,

$$\underline{Z} = R + jX \quad (2.169)$$

factorul de calitate este:

$$Q = \left| \frac{X}{R} \right| \quad (2.170)$$

Pentru un sistem mecanic de masă  $M$ , de rigiditate  $K$ , o rezistență mecanică  $C$  (coeficient de amortizare) ( $F_{amortizare} = Cv$ ,  $v$  – viteza), coeficientul  $Q$  este:

$$Q = \frac{\sqrt{MK}}{C} \quad (2.171)$$

#### 2.4.14.2. Filtre pasive

##### 2.4.14.2.1. Filtru trece sus

Filtru trece sus (sau “taie jos”) atenuează semnalele cu frecvențele sub frecvența de tăiere. Vor trece neatenuate, sau foarte puțin atenuate, semnalele cu frecvențele superioare frecvenței de tăiere.

În conformitate cu teoria sistemelor și cele prezentate anterior funcția de transfer a filtrului se definește ca raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare pe terminalele acestuia:

$$A(j\omega) = \frac{U_e}{U_i} \quad (2.172)$$

Forma complexă a funcției de transfer permite calculul modului  $|A(j\omega)|$  și a fazei  $\varphi(\omega)$ . Amplificarea din circuitul electric (exprimită în decibeli – dB) se exprimă prin relația:

$$G = 20 \lg \left( \frac{U_e}{U_i} \right) [dB] \quad (2.173)$$

În figura 2.98 se prezintă schema electrică a unui filtru trece-sus.

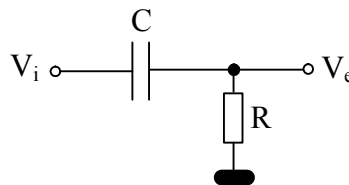


Fig. 2.98 Filtru trece sus



Pe baza ecuațiilor scrise pentru circuitul anterior se determină:

$$\underline{V}_e = \underline{V}_i \cdot \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (2.174)$$

astfel că se poate determina funcția de transfer a filtrului:

$$A(j\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{(\omega CR)^2 + j\omega CR}{1 + (\omega CR)^2} \quad (2.175)$$

Pe principiile clasice se poate determina modulul funcției de transfer și respectiv faza:

$$|A(j\omega)| = \frac{\omega CR \sqrt{(\omega CR)^2 + 1}}{1 + (\omega CR)^2} \quad (2.176)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{1}{\omega CR}\right) \quad (2.177)$$

Intervalul de trecere permis de filtru este:

$$\begin{cases} f_0 \leq f \leq \infty \\ f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \end{cases} \quad (2.178)$$

În figura 2.99 se prezintă o altă variantă pentru un filtru trece sus.

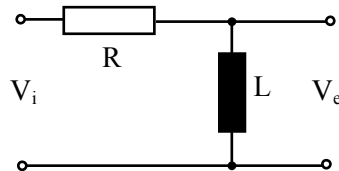


Fig. 2.99 Filtru trece sus

Principiile de calcul anterioare permit calculul funcției de transfer:

$$A = \frac{1}{1 - j \frac{f_0}{f}} \quad (2.179)$$

unde  $f_0 = \frac{R}{2\pi L}$ , este frecvența de tăiere a filtrului.

Defazajul dintre semnalul de ieșire și semnalul de intrare este  $\varphi = \arctg\left(\frac{f_0}{f}\right)$ .

### 2.4.14.2.2. Filtru trece jos

Filtru “trece jos” (sau “taie sus”) realizează o atenuare a semnalelor care au frecvențele superioare celei frecvenței de tăiere. Rămânând neatenuate sau foarte puțin atenuate, semnalele cu frecvențele inferioare frecvenței de tăiere.

Utilizând aceeași metodologie ca în cazul anterior, se poate obține funcția de transfer. În figura 2.100 se prezintă funcția de transfer a filtrului pasiv “trece-jos”.

$$\frac{V_e}{V_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j \cdot 2\pi f RC} \quad (2.180)$$

Relația anterioară permite determinarea modul funcției de transfer:

$$\left| \frac{V_e}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RC)^2 \cdot f^2}} \quad (2.181)$$

Din relația (2.180) rezultă în mod direct că pentru  $2\pi RC \cdot f_0 = 1$  se obține:

$$\left| \frac{V_e}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.182)$$

ceea ce înseamnă o atenuare de 3 dB a semnalului de ieșire față de semnalul de intrare. Valoarea frecvenței  $f_0$ , pentru care are loc egalitatea, va fi numită frecvența de tăiere. Relația (2.180) se poate rescrie în raport cu frecvența de tăiere:

$$\left| \frac{V_e}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}}} \quad (2.183)$$

Se prezintă în tabelul 2.5 valorile modulului funcției de transfer pentru o serie de valori ale raportului frecvențelor.

Tabelul 2.5

$\frac{f}{f_0}$	$\left  \frac{V_e}{V_i} \right _{dB} = 20 \cdot \lg \left( \left  \frac{V_e}{V_i} \right  \right)$
0	0.0000
0.25	-0.2633
0.5	-0.9691
0.75	-1.9382
1	-3.0103
2	-6.9897
4	-12.3045
8	-18.1291
10	-20.0432
100	-40.0004

Din tabelul anterior se poate constata atenuarea semnalului de 3dB pentru egalitatea frecvențelor. Pentru frecvențe mai mari de  $2f_0$  atenuarea semnalului este de aprox 6dB pentru fiecare dublare a frecvenței. Pentru frecvențe mai mari de  $10f_0$ , atenuarea semnalului este de aproximativ 20 dB. Aceste valori ale atenuării introduse de filtru la diferite frecvențe ne indică *măsura pantei funcției de transfer*.

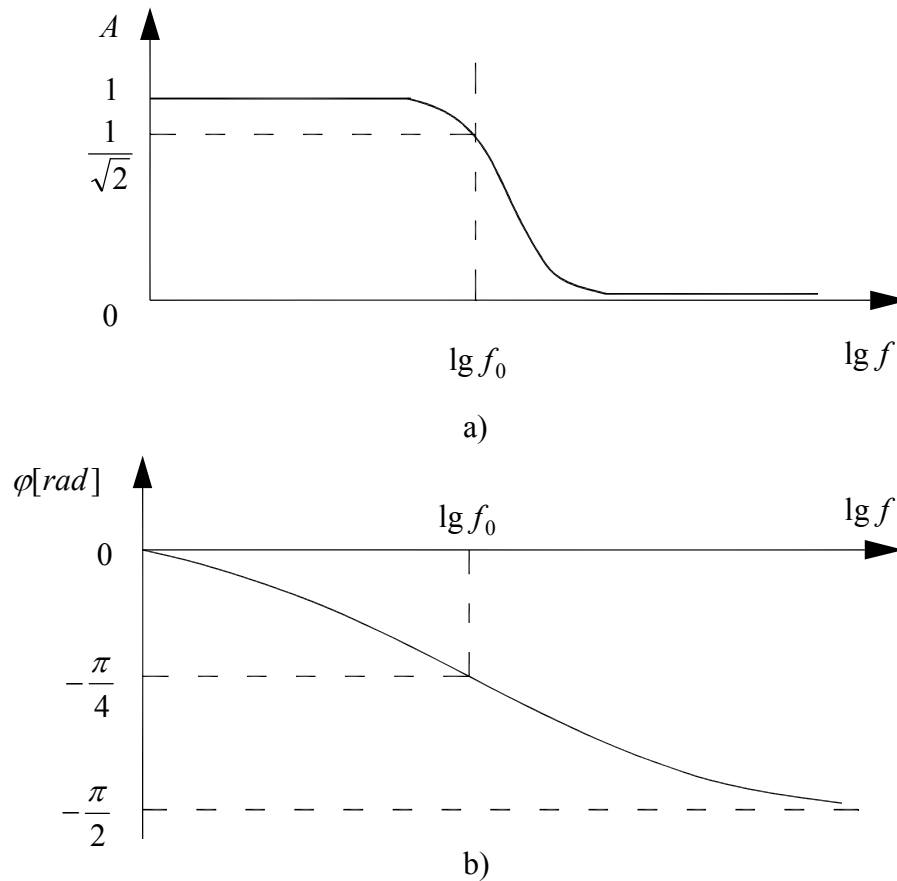


Fig. 2.100 Funcția de transfer a filtrului și unghiul de defazaj

Influența filtrului asupra fazei se poate determina din relația (2.179) prin determinarea defazajului semnalului de ieșire față de semnalul de intrare:

$$\varphi = -\arctg\left(\frac{f}{f_0}\right) \quad (2.184)$$

Frecvența de tăiere și inclusiv intervalul de trecere permis de filtru este:

$$\begin{cases} 0 \leq f \leq f_0 \\ f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \end{cases} \quad (2.185)$$

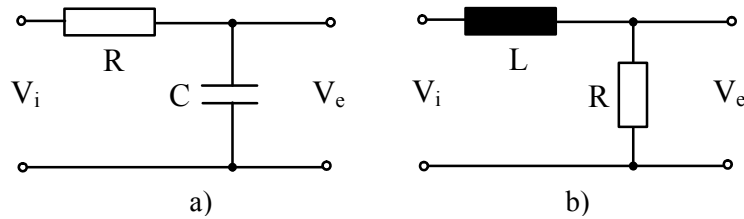


Fig. 2.101 Filtru trece-jos

Pentru filtru “trece jos” – LR (fig.2.100) se poate determina în același mod modulul funcției de transfer și faza :

$$\frac{V_e}{V_i} = \frac{1}{1 + j \cdot \frac{f}{f_0}} \quad (2.186)$$

$$\varphi = -\arctg\left(\frac{f}{f_0}\right) \quad (2.187)$$

unde frecvența de tăiere este dată de relația:

$$f_0 = \frac{R}{2\pi L} \quad (2.188)$$

Cele mai simple filtre pasive sunt construite doar cu două elemente pasive rezistor - condensator sau rezistor – bobină și se mai numesc *filtre de ordinul 1*. Atunci când este necesară obținerea unor îmbunătățiri în procesul de filtrare, se pot conecta în serie mai multe filtre de ordinul 1 obținându-se un *filtru de ordinul n* (n – este numărul filtrelor de ordinul 1).

#### 2.4.14.2.3. Filtru trece bandă și stop bandă

Filtrul “trece – bandă” lasă să treacă neatenuate, sau foarte puțin atenuate, semnalele cu frecvențe cuprinse într-un anumit domeniu valoric. Acest domeniu se numește *bandă de trecere*. Semnalele din afara domeniului de frecvențe sunt puternic atenuate.

Filtrul “stop – bandă” sunt complementare categoriei anterioare. Aceste filtre atenuează puternic semnalele cuprinse în interiorul unui domeniu de frecvențe (*bandă de tăiere*) și permite trecerea neatenuată a restului de semnale.

Prin combinarea unui circuit rezonant paralel LC cu o altă componentă pasivă – un rezistor – se poate obține un filtru “trece - bandă” (fig.2.102a). În figura 2.102b se prezintă schema de principiu al unui filtru “stop – bandă”.

Funcția de transfer a filtrului este prezentată în figura 2.103. Semnalele cu frecvențe cuprinse între  $f_1$  și  $f_2$  sunt atenuate cu mai puțin de 3 dB față de semnalul cu frecvența egală cu frecvența de rezonanță a circuitului LC. Frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  delimitează ceea ce vom denumi *bandă de trecere de 3dB*.

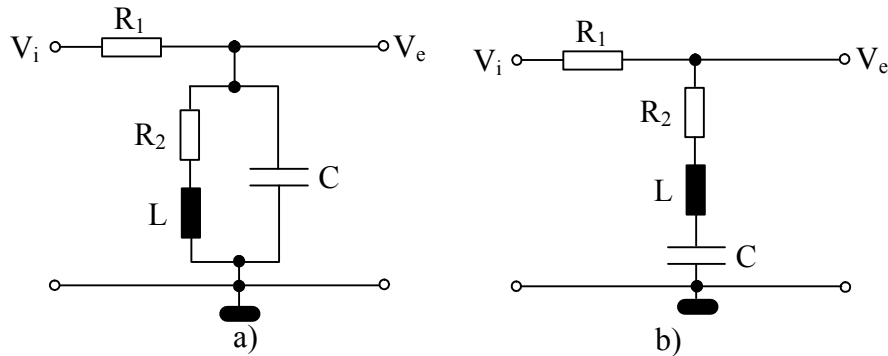


Fig. 2.102 Filtru “trece – bandă” (a) și “stop – bandă” (b)

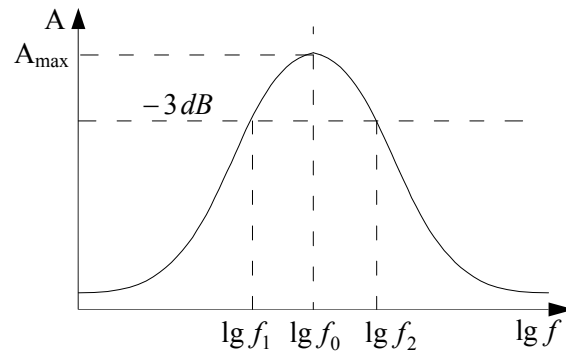


Fig. 2.103 Funcția de transfer pentru filtru “trece-bandă”

Schema principală, de conectare serială a unui filtru “trece – sus” și a unui filtru “trece – jos” pentru obținerea unui filtru “trece – bandă”, este prezentată în figura 2.104. Filtru “trece – sus” precede pe cel “trece – jos”.

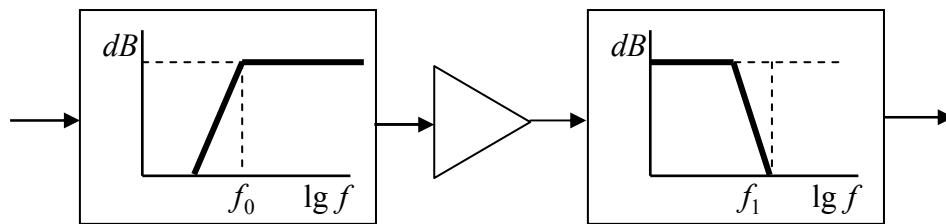


Fig. 2.104 Filtru trece – bandă

În același mod, prin conectarea în paralel a filtrelor anterioare și însumarea ieșirilor, se obține filtru “stop – bandă”.

### 2.4.14.3. Filtre active

Filtrele active reprezintă o combinație de filtre pasive și elemente active de circuit (de obicei, amplificatoare operaționale).

Una din cerințele de bază, pentru filtre în general, este nedistorsionarea

semnalului. Un semnal transferat printr-un sistem analogic liniar și invariant în timp este considerat nedistorsionat dacă la ieșire se regăsește forma semnalului de la intrare, eventual la altă scară și cu o întârziere datorată transferului prin sistem (fig.2.105).

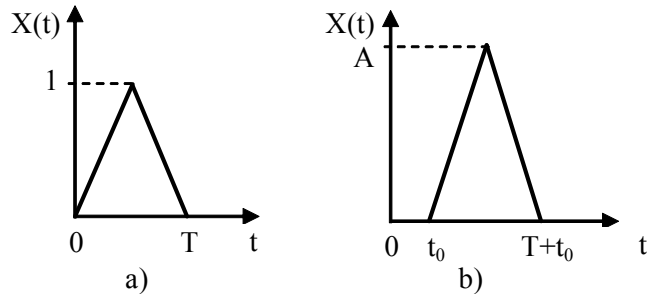


Fig. 2.105 Transfer nedistorsionat al unui impuls

În figura 2.106 se prezintă schema unui filtru activ “trece jos” iar în figura 2.107 se prezintă caracteristica de transfer ideală a unui astfel de filtru.

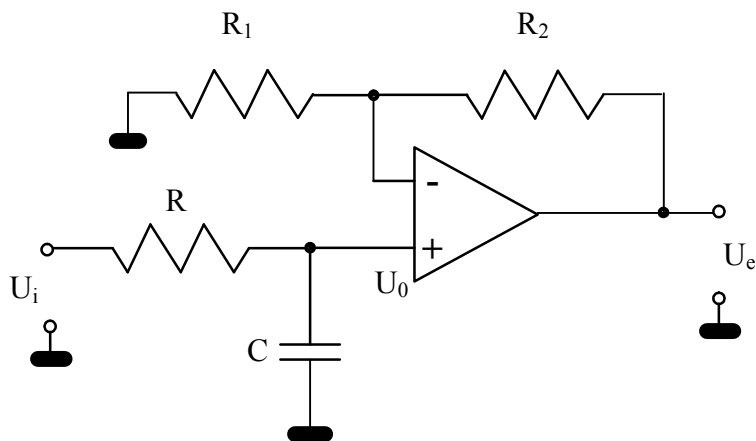


Fig. 2.106 Filtru activ “trece jos”

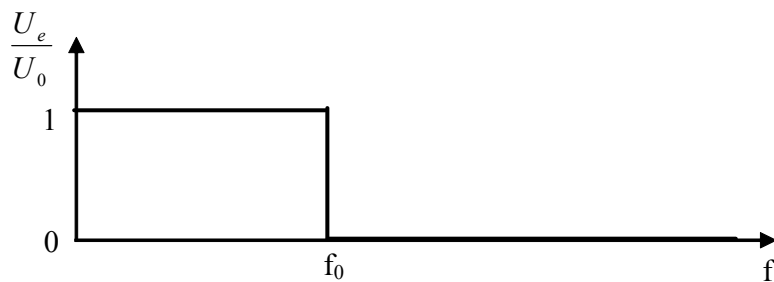


Fig. 2.107 Caracteristica ideală intrare – ieșire pentru filtru trece jos

Schema electrică a unui filtru activ “trece – sus” este prezentată în figura 2.108 iar caracteristica ideală a acestuia în figura 2.109.

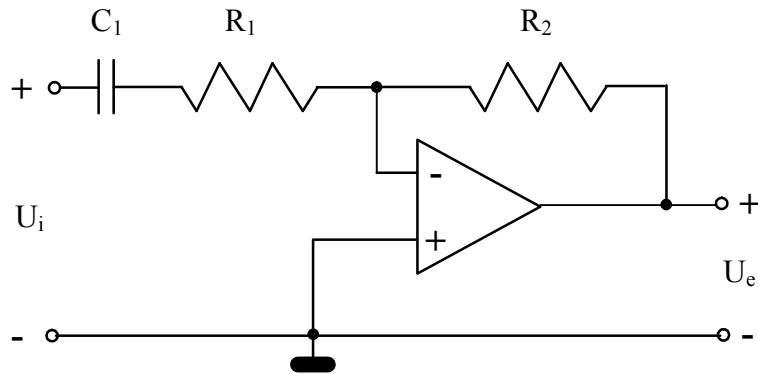


Fig. 2.108 Filtru activ "trece - sus"

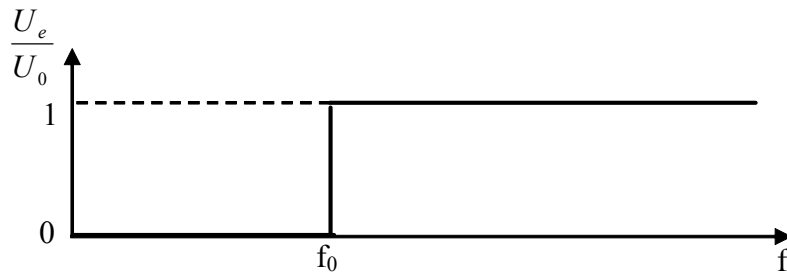


Fig. 2.109 Caracteristica ideală a filtrului "trece - sus"

Filtru Butterworth se referă la un filtru la care aproximarea este de tip Butterworth cu aplatizare maximă în zona de trecere (fig.2.110).

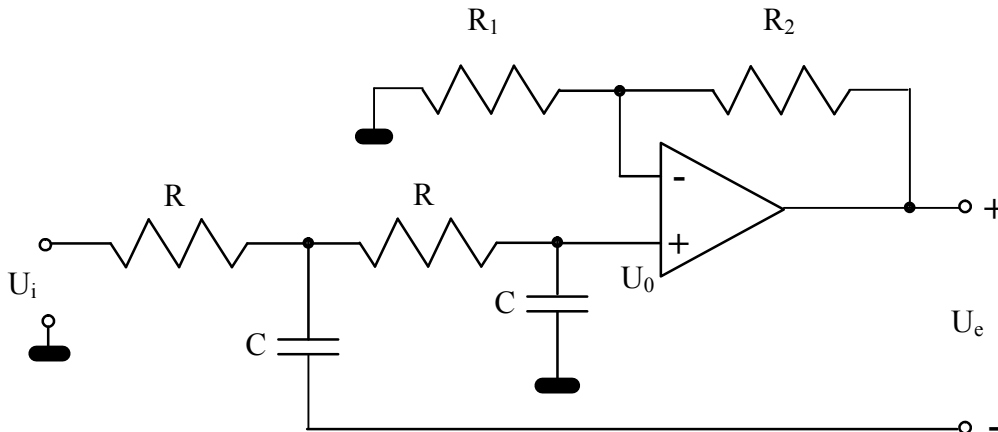


Fig. 2.110 Filtru Butterworth

Dacă dorim ca semnalul util să fie filtrat de zgomote, să fie amplificat, să reducem influențele sursei de semnal și a sarcinii asupra performanțelor filtrului vom găsi soluția în filtrele active cu amplificatoare operaționale. Datorită parametrilor de

intrare și de ieșire foarte buni, amplificatorul operațional poate fi utilizat ca etaj tampon (buffer) între sursa de semnal și filtrul pasiv și între filtrul pasiv și sarcină. Un astfel de montaj se manifestă ca un filtru pasiv ideal (fig.2.111).

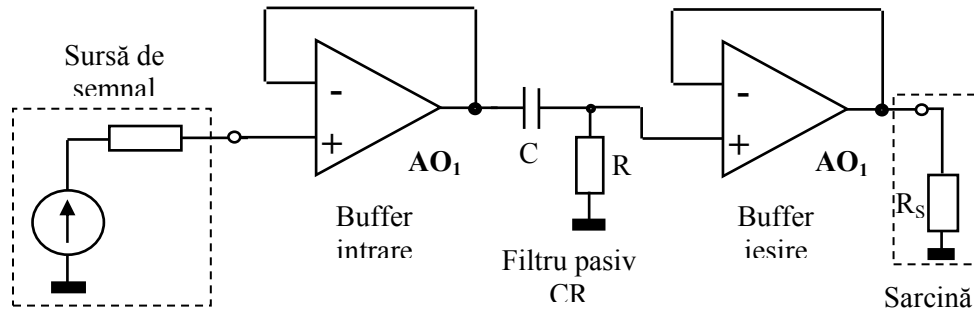


Fig. 2.111 Filtru activ

### 2.4.15. Conversoare analog – numerice

#### 2.4.15.1. Introducere

În cadrul procesului de achiziție a datelor, informația primară din mediu este convertită într-un semnal electric care este în fazele următoare condiționat (amplificat, filtrate, etc.). În continuarea procesului de achiziție, semnalul analogic este convertit în semnal digital utilizând circuite specifice – conversoare A / D.

Întreruperea continuității în timp sau a continuității în valoare este un fapt de discretizare, dintr-o mulțime infinită de valori luându-se doar o mulțime finită. Discretizarea variației temporale poartă denumirea de *eșantionare*, iar a variației valorilor poartă denumirea de *cuantizare* [2.15].

#### 2.4.15.2. Eșantionarea semnalelor

Deoarece semnalul analogic este continuu în timp, prezintă interese condițiile ce se impun procesului de eșantionare pentru ca din eșantioanele extrase să se poată reconstitui semnalul continuu.

Se impune, din punct de vedere practic, abordarea câtorva probleme:

- Teorema de eșantionare și aliasing;
- Filtre anti-aliasing;

În anumite condiții, semnalele analogice pot fi complet reprezentate printr-o succesiune de eșantioane luate la momente discrete de timp.

Semnalul eșantionat este un semnal discretizat în timp. Reprezentarea acestuia se poate realiza în două moduri:

- ca o funcție de variabila  $nT$  ;
- funcție de raportul dintre variabila timp " $t$ " și perioada " $T$ " adică funcție de variabila timp discret normată " $n$ ".

Modelul ideal al unui semnal continuu și modelul eșantionării sunt reprezentate în figurile 2.112 și 2.113.



Eșantionarea unui semnal analogic cu eșantioane luate la momente echidistante de timp se numește eșantionare uniformă sau periodică (fig.2.113). În figura 2.114 se prezintă trei semnale  $x_i(t), i = 1, 2, 3$  care au aceeași amplitudini la momentele de eșantionare cu perioada  $T$ . Mărimea  $f = 1/T$  se numește frecvența de eșantionare iar  $\Omega = 2\pi/T = 2 \cdot \pi \cdot f$  frecvența unghiulară de eșantionare [2.10].

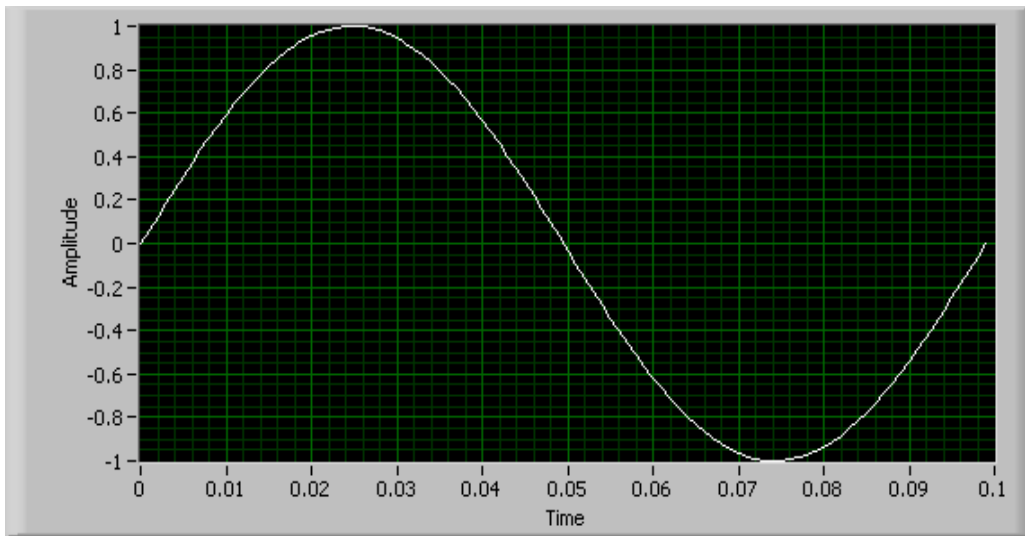


Fig. 2.112 Semnal continuu

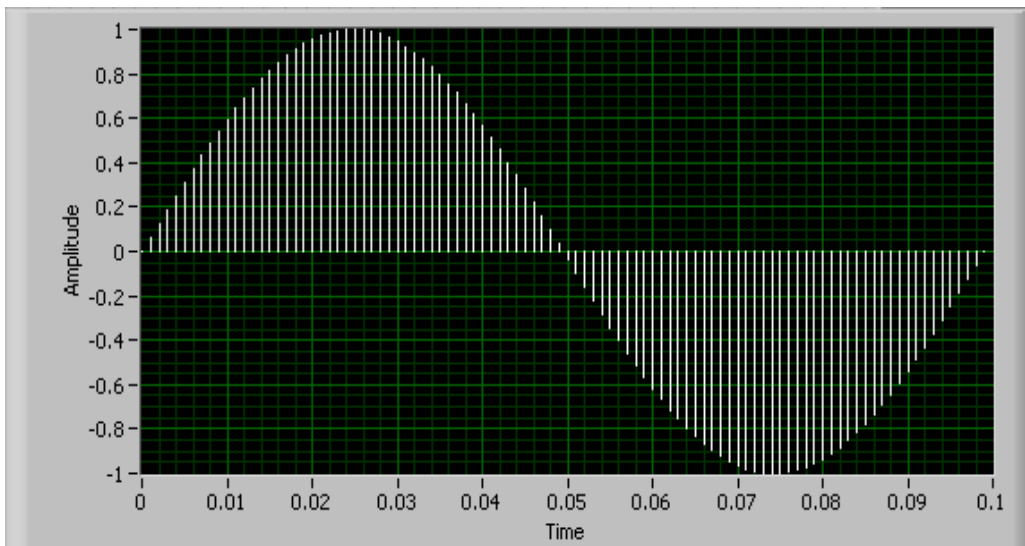


Fig. 2.113 Semnalul eșantionat

Eșantionarea identică a mai multor semnale diferite este prezentată în figura 2.114.

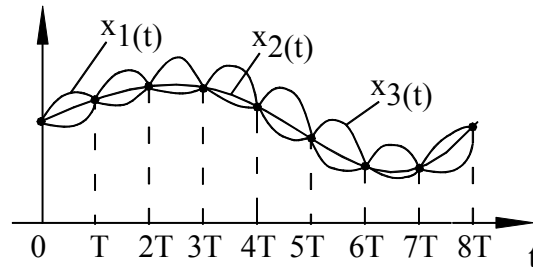


Fig. 2.114 Eșantioane și semnale

Semnalul neeșantionat poate fi cu banda de frecvență:

- Nelimitată, caz în care  $X(\omega) \neq 0, \forall \omega \in R$ ;
- Limitată, caz în care avem  $X(\omega) = 0$ , pentru  $|\omega| > \omega_M$

unde  $X(\omega)$  este transformata Fourier a semnalului  $x(t)$ .

Pentru primul caz semnalele  $X(\omega)$  și  $X_e(\omega)$  sunt reprezentate în figura 2.115.

Datorită semnalelor adiacente suprapuse (în limba engleză termenul este de *aliasing*) nu se poate realiza o reconstituire a semnalului  $x(t)$  din semnalul eșantionat.

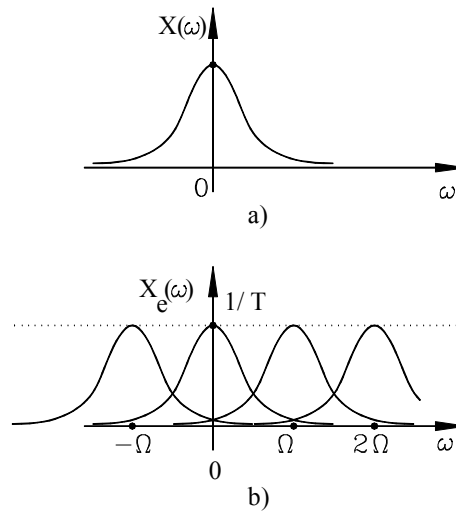


Fig. 2.115 Eșantionare și aliasing

În cel de-al doilea caz situațiile posibile sunt:

- $\Omega > 2\omega_M$  sau  $F > 2f_M$ . În acest caz nu avem suprapunere spectrală și semnalul  $x(t)$  poate fi recuperat din eșantioanele sale;
- $\Omega = 2\omega_M$  sau  $F = 2f_M$ . Situația este de limită, nu există suprapunere spectrală iar semnalul  $x(t)$  poate fi încă recuperat din eșantioanele sale;

- $\Omega < 2\omega_M$  sau  $F < 2f_M$ . Există o suprapunere a spectrelor adiacente și ca urmare semnalul  $x(t)$  nu mai poate fi recuperat din eșantioanele sale.

În situațiile în care semnalul  $x(t)$  poate fi recuperat din eșantioanele sale, această reconstituire se realizează printr-un proces de filtrare trece-jos.

Considerațiile anterioare permit enunțarea teoremei eșantionării – *teorema lui Shannon* – sub forma: un semnal  $x(t)$  cu banda de frecvență limitată poate fi reconstituit din eșantioanele sale considerate la momente de timp echidistante, dacă perioada de timp a eșantioanelor respectă relația:

$$T \leq \frac{1}{2f_M} \quad (2.189)$$

Perioada maximă de eșantionare – *perioada lui Nyquist* – este  $T_{\max} = \frac{1}{2f_M}$  iar

frecvența minimă de eșantionare – *frecvența lui Nyquist* – este  $F_{\min} = 2f_M$ .

De exemplu, un semnal analogic cu spectrul limitat la 2kHz trebuie eșantionat cu o frecvență  $F_{es} \geq 4kHz$ .

Dacă condiția (2.189) este satisfăcută, prima componentă (fundamentală) din spectrul semnalului eșantionat este chiar semnalul analogic inițial. Aceasta înseamnă că pentru refacerea semnalului util este suficientă utilizarea unui filtru trece-jos (FTJ), la intrarea căruia se aplică semnalul eșantionat iar la ieșire se obține semnalul analogic proporțional cu cel inițial.

Semnalele eșantionate se obțin prin două procedee:

- Cu ajutorul circuitelor de eșantionare și memorare (S & H – *Sample and Hold*) bazate pe încărcarea unui condensator cu tensiunea de semnal util. În acest scop se utilizează comutatoare analogice comandate de tren de impulsuri. În acest caz se utilizează un circuit având structura din figura 2.116 care constă dintr-un amplificator operațional în montaj repetitor și un condensator C cu memorare la masă.

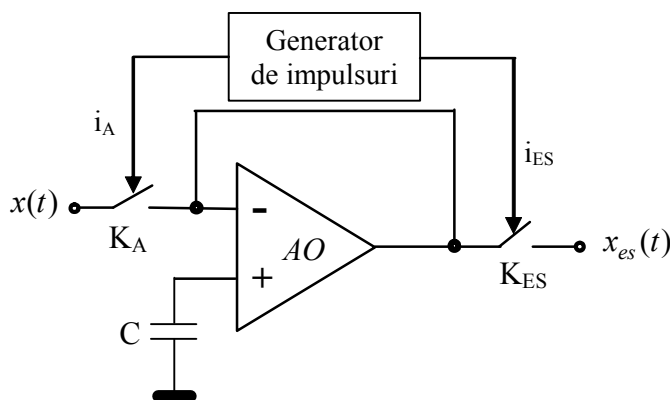


Fig. 2.116 Circuit de eșantionare și memorare

- Prin modularea în amplitudine a unui tren de impulsuri dreptunghiulare de către semnalul util. Practic se realizează produsul dintre două semnale  $x(t)$  și  $\delta(t)$  folosind multiplicatoare diverse.  
Semnalul eșantionat în timp va avea expresia (fig.2.117):

$$x_e(t) = x(t) \cdot \delta_T(t) \quad (2.190)$$

unde expresia analitică a succesiunii periodice de funcții  $\delta_T(t)$  de perioadă  $T$  este:

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.191)$$

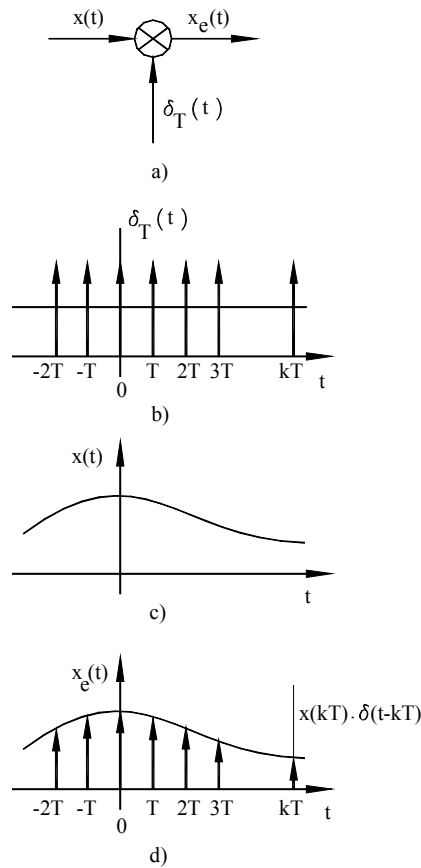


Fig. 2.117 Eșantionarea semnalului  $x(t)$

### 2.4.15.3. Cuantizarea semnalelor

Prin cuantizare se înțelege operația de transformare a unui semnal analogic,  $x(t)$  într-un semnal ce poate lua numai valori dintr-o mulțime discretă. Fiecare valoare a funcției, ce reprezintă semnalul analogic, se înlocuiește cu cea mai apropiată valoare discretă.

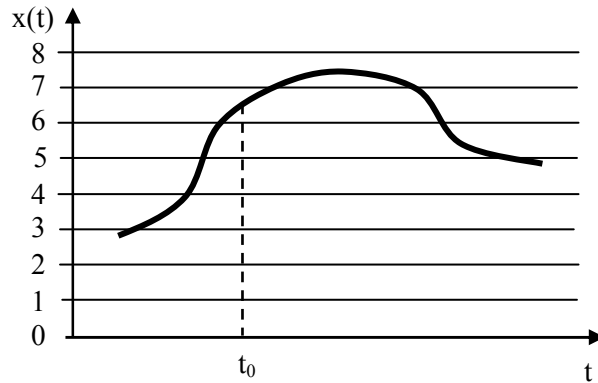


Fig. 2.118 Discretizarea în amplitudine

Valoarea analogică din momentul  $t_0$  (fig.2.118) se aproximează fie prin valoarea 6, fie prin valoarea 7. Acest proces de aproximare introduce evident erori cu atât mai mici cu cât intervalul ales între valorile discrete este mai mic. Acest interval poartă denumirea de *cuantă*. Dacă cuantele sunt egale între ele, se spune că avem o *cuantizare uniformă*. În caz contrar se spune că avem o cuantizare neuniformă.

Pentru o cuantizare uniformă, semnalul cuantizat se poate defini ca fiind:

$$x_c(t) = k(t) \cdot \Delta \quad (2.192)$$

unde  $k(t)$  este un număr întreg.

Dispozitivul care realizează cuantizarea se numește *cuantizor*. Cea mai simplă schemă de efectuare a cuantizării, ca principiu de de funcționare, este prezentată în figura 2.119.

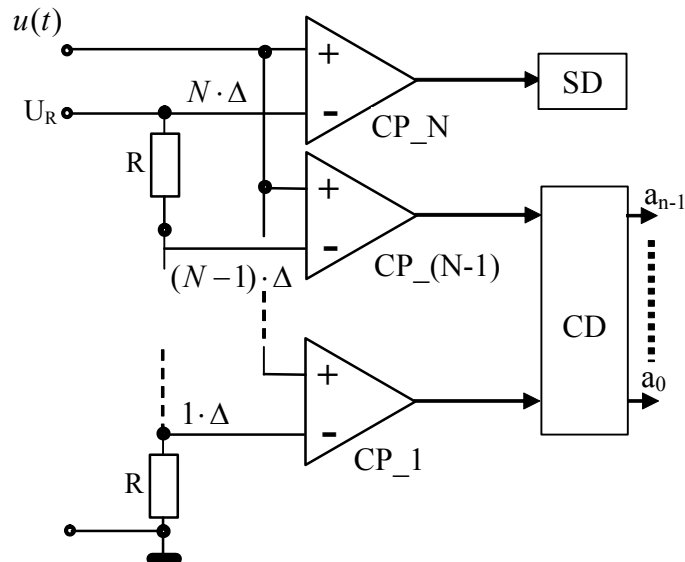


Fig. 2.119 Circuit pentru cuantizare

O tensiune de referință  $U_R$  este divizată în  $N$  nivele cu ajutorul unui divizor format din  $N$  rezistențe. Se obțin astfel tensiuni egale cu  $1, 2, \dots, N$  cuante. Tensiunea  $u(t)$ , care trebuie cuantizată, se compară cu cele  $N$  nivele. Operația de comparare se realizează cu cele CP\_I comparatoare cu amplificatoare operaționale. Circuitul combinațional de codificare CD oferă la ieșire codul în binar al numărului care indică câte cuante conține tensiunea  $u(t)$ .

Numărul de ranguri binare  $n$  ale codului este determinat de numărul de nivele  $N$ . Valoarea maximă ce se poate codifica cu  $n$  ranguri este  $2^n - 1$  și ea corespunde situației când  $(N - 1) \cdot \Delta < u(t) < N \cdot \Delta$ .

Dacă  $u(t) > N \cdot \Delta = U_R$  la ieșirea convertorului se obține un semnal de depășire (circuitul SD).

Domeniul de lucru al convertorului este definit prin:

$$D = V_{\max} - V_{\min} \quad (2.193)$$

Dacă definim valoarea cuantei prin:

$$\Delta = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{2^n - 1} = \frac{R}{2^n - 1} \quad (2.194)$$

se poate determina numărul de biți pentru reprezentare:

$$n = \frac{\lg(1 + \frac{R}{Q})}{\lg 2} \quad (2.195)$$

Schema unui convertor A / D este prezentată în figura 2.120.

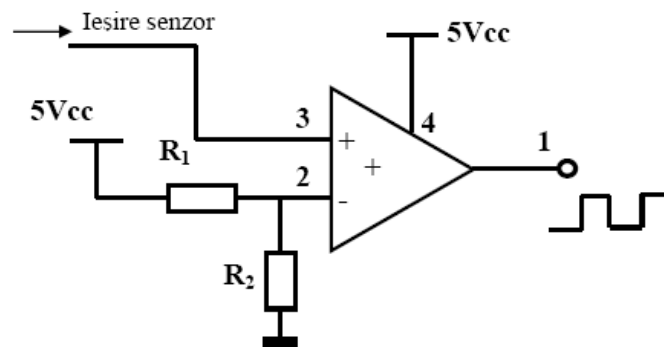


Fig. 2.120 Convertor A / D

La pinul 1 se obține semnalul de ieșire digital. La pinul 2 se aplică tensiunea de referință prin divizorul de tensiune  $R_1$ - $R_2$ . La pinul 3 se aplică semnalul analogic al senzorului iar la pinul 4 se aplică tensiunea de alimentare pentru AO.

O reprezentare simplificată a circuitului de conversie pentru 4 biți este dată în figura 2.121.

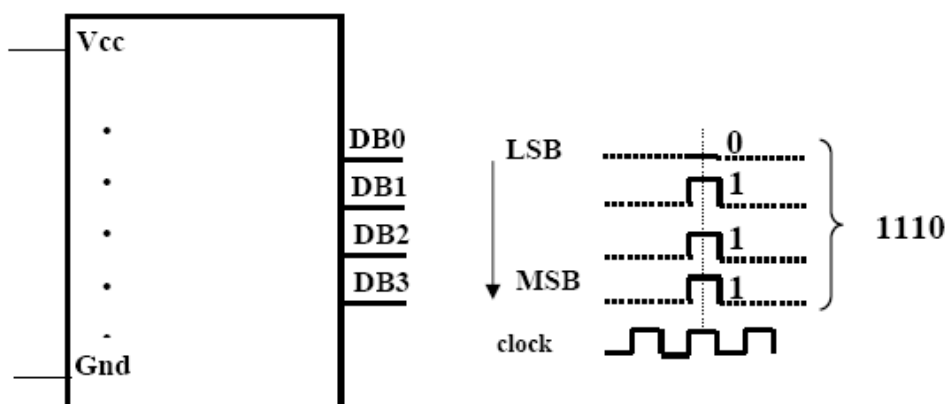


Fig. 2.121 Conversia A / D și modul de reprezentare a ieșirilor

*Exemplu*

Să se determine rezoluția unui convertor A / D pe 4 – bit dacă tensiunea maximă a domeniului de lucru este 12 V.

Soluție

Se aplică rel. 2.194 pentru  $V_{\min} = 0$  V.

$$\Delta = \frac{12 - 0}{2^4 - 1} = \frac{12}{15} = 0.8 \text{ V}$$

*Exemplu*

Să se determine rezoluția pentru un convertor pe 8-bit dacă domeniul de lucru este [-5V ...5V].

Soluție

$$\Delta = \frac{5 - (-5)}{2^8 - 1} = \frac{10}{255} = 0.04 \text{ V}$$

*Exemplu*

Să se determine numărul de biți pentru reprezentarea unei tensiuni de 5 V cu o rezoluție de 4mV

Soluție

$$N = \frac{\lg(1 + \frac{10}{0.004})}{\lg 2} = 11.289 = 11 \text{ bit}$$

#### 2.4.15.4. Parametrii convertoarelor analog – numerice

Se dispune la ora actuală de o gamă extrem de largă de variante pentru convertoare A / N. Alegerea și utilizarea corectă a acestor convertoare presupune cunoașterea parametrilor caracteristici ai acestora

În figura 2.122 se prezintă caracteristica ideală a unui convertor cu o intrare

unipolară (a) și respectiv bipolară (b).

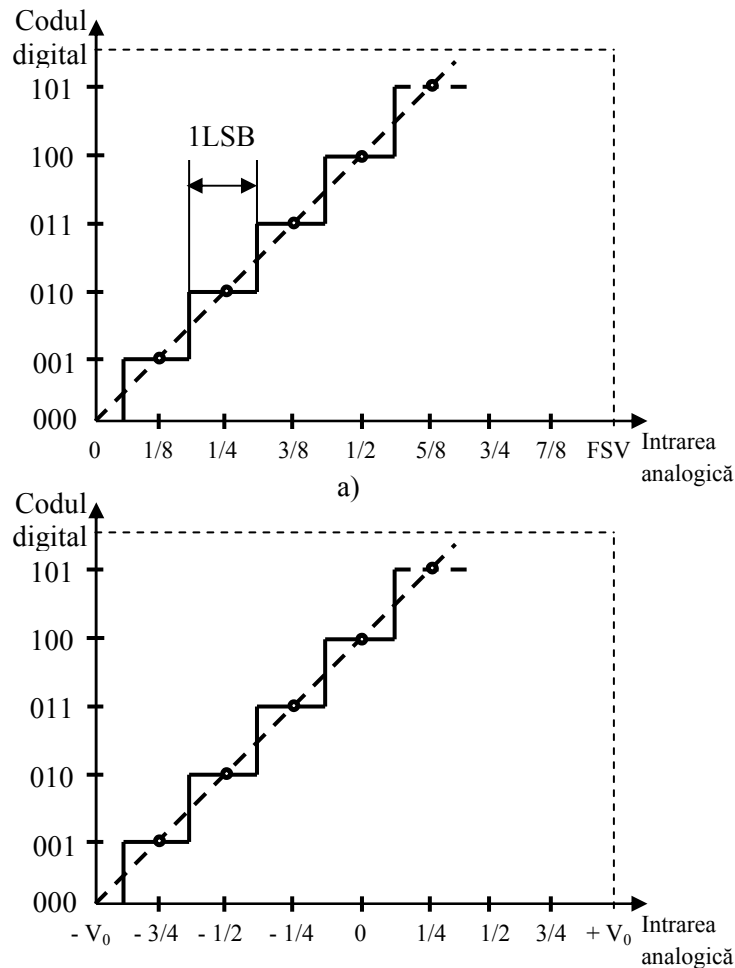


Fig. 2.122 Caracteristica de transfer pentru un convertor A / N unipolar (a) și bipolar (b)

Caracteristica din figura 2.122a este pentru un convertor pe 3 bit A/N cu o intrare 0 – FSV. Axa orizontală reprezintă semnalul analogic ca fracțiune din FSV iar axa verticală reprezintă codul digital de ieșire (8 diviziuni, de la 000 la 111). Figura 2.122b reprezintă caracteristica ideală pentru un convertor bipolar cu intrarea  $[-FSV, +FSV]$ .

Pe baza caracteristicilor statice se pot analiza parametrii definitorii pentru calitatea convertoarelor A/N. Se pot aminti dintre aceștia:

- *Lățimea de cod* – este variația minimă detectabilă a semnalului măsurat și corespunde variației bitului cel mai puțin semnificativ (LSB). Valoarea nominală a lățimii de cod corespunde tensiunii echivalente pentru 1LSB. Zgomotul și alte erori de conversie pot conduce la modificări a lățimii de cod. În general se consideră că acestea nu trebuie să depășească  $\pm 1/2LSB$ .



- *Rezoluția* – este parametrul care caracterizează numărul de stări (nivele) distincte care pot fi deosebite de convertor. Teoretic se consideră că rezoluția este limitată doar de numărul de biți care a fost prevăzut la proiectare. Practic ea este însă limitată de zgomotul din diverse circuite analogice. O caracteristică importantă pentru circuitele S & H, A/N este raportul semnal / zgomot (*signal to noise ratio*):

$$SNR = 20 \lg \left( \frac{\text{valoare efectivă a semnalului}}{\text{valoare efectivă a zgomotului}} \right) \quad (2.196)$$

În cazul convertoarelor A/N există o relație de calcul a raportului SNR [2.7]:

$$SNR [dB] = 6.02 \cdot n + 1.76 \quad (2.197)$$

unde  $n$  este numărul de biți ai convertorului. Se demonstrează astfel că prin creșterea numărului de biți are loc o creștere a raportului semnal / zgomot, adică are loc o scădere a zgomotului.

- *Domeniul de intrare (FSV - full-scale voltage)* – Acest parametru se referă la tensiunea de intrare a convertorului. Convertoarele A/N tipice prevăd o selecție convenabilă a numărului de domenii pentru intrările analogice. De exemplu: [0 V...+5 V] sau [0 V... +10 V] pentru convertoare unipolare și [-5 V ..+5 V] sau [-10 V ...+10 V] pentru convertoare bipolare. În cazul plăcilor cu A/N domeniul de intrare se selectează prin jumperele de pe placă. Având în vedere că 1LSB corepunde lui FSV, este esențial ca la intrarea convertorului să poată fi asigurat acest domeniu. Din acest motiv unele convertoare A/N au posibilitatea ajustării valorii nominale FSV.
- *Timpul de conversie* – este definit ca durata de timp din momentul inițierii procesului de conversie și momentul în care codul digital valid se obține la ieșirea convertorului. Pentru majoritatea convertoarelor A/N timpul de conversie este identic cu rata de conversie. Un convertor A/N cu o durată de conversie de 25 μs este capabil să convertească semnale analogice cu o frecvență de 40000/s. Pe baza caracteristicilor statice prezentate se pot defini erorile convertoarelor A/N: eroare de cuantizare, eroarea de offset, eroarea de proporționalitate, eroarea de neliniaritate [2.15].

#### 2.4.16. Convertoare digital – analogice. Caracteristici

Convertoarele digital – analogice (D / A) sunt dispozitive care primesc la intrare un cod digital și oferă la ieșire o tensiune sau un curent funcție de informația aplicată la intrare. În figura 2.123 este prezentată caracteristica de transfer a unui asemenea convertor.

Pentru o alegere și utilizare corectă a convertorului D/A este necesară cunoașterea mărimilor caracteristice ale acestora:

- Domeniul maxim;
- Bitul cel mai puțin semnificativ;

- Eroarea de offset;
- Eroarea de proporționalitate;
- Neliniaritatea integrală;
- Neliniaritatea diferențială;
- Precizia absolută;
- Precizia relativă.

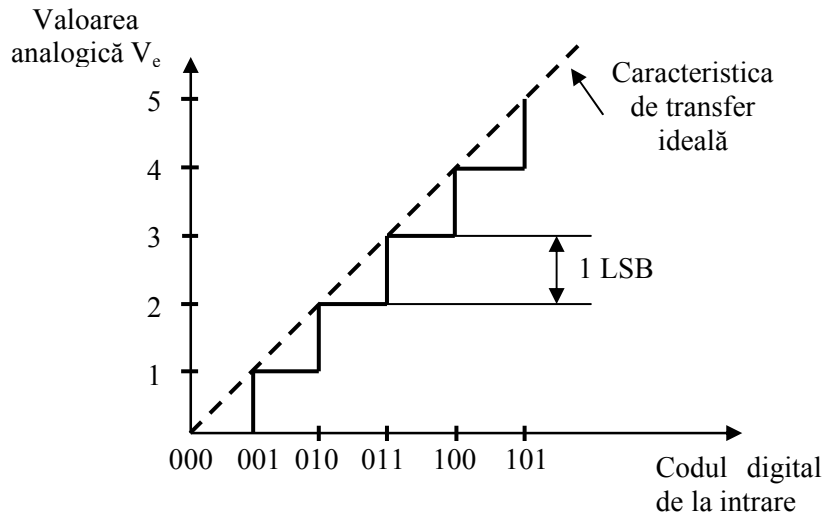


Fig. 2.123 Caracteristica de transfer ideală a unui convertor D / A

*Domeniul maxim* (FSR – *Full Scale Range*) reprezintă valoarea teoretică maximă a tensiunii de ieșire. Tensiunea reală de ieșire pentru codul maxim aplicat la intrare este dată de relația  $FSR - \frac{FSR}{2^n}$ , unde  $n$  este numărul de biți ai codului de la intrare. Se prezintă procentual din FSR sau LSB.

*Bitul cel mai puțin semnificativ* (LSB) oferă posibilitatea determinării rezoluției convertorului:

$$R = LSB = \frac{FSR}{2^n} \quad (2.198)$$

*Eroarea de offset* reprezintă tensiunea de ieșire pentru un cod 0 aplicat la intrare. Această eroare produce o translație a caracteristicii convertorului (fig.2.123).

*Eroarea de proporționalitate* reprezintă o modificare a pantei reale a caracteristicii de transfer față de cea ideală. Aceasta înseamnă un factor de amplificare diferit de cel ideal. Această mărime este nulă pentru cod 0 (în origine) și maximă pentru codul maxim (fig.2.125).

*Neliniaritatea integrală* reprezintă diferența între o dreaptă de referință (vezi cap. caracteristici) și linia reală a caracteristicii. Modul de trasare a dreptei de referință respectă principiile clasice.

*Neliniaritatea diferențială* reprezintă diferența între variația ideală a tensiunii de

la un cod la cel următor (adică 1 LSB) și variația reală. Această variație trebuie să se încadreze în limitele  $1LSB \pm \frac{1}{2}LSB$ . Dacă nu se respectă condiția amintită poate apărea fenomenul de nemonotomie a caracteristicii (fig.2.126).

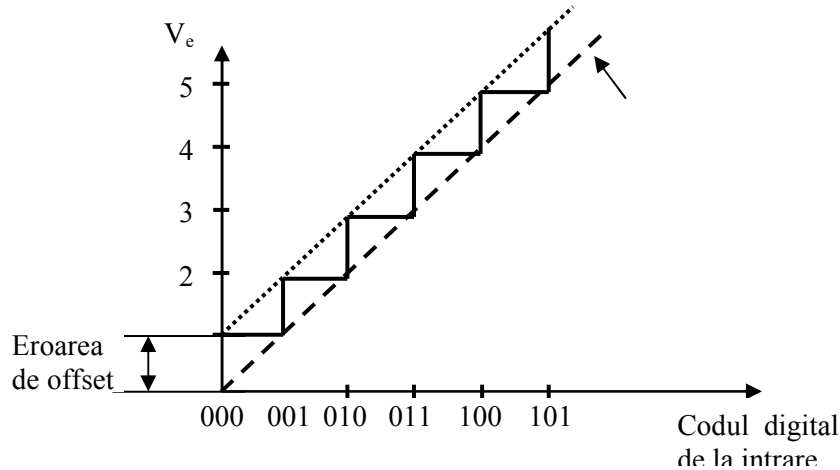


Fig. 2.124 Eroarea de offset a convertorului D / A

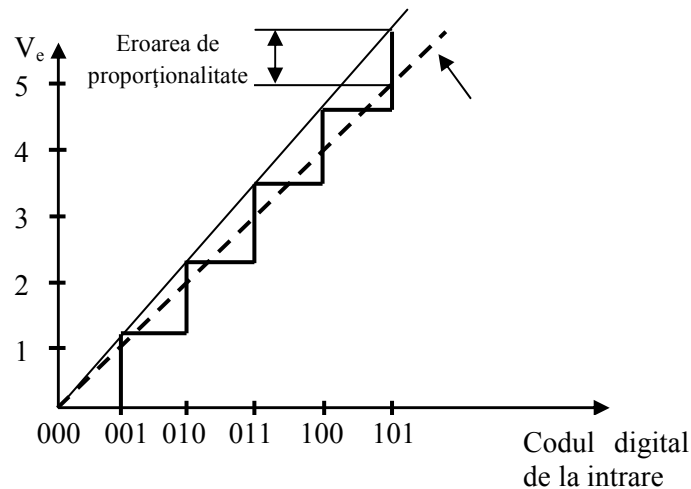


Fig. 2.125 Eroarea de proporționalitate a convertorului D / A

*Precizia absolută* reprezintă diferența între tensiunea ideală și tensiunea efectiv generată la un cod de intrare. Acest parametru include eroarea de offset, eroare de proporționalitate și neliniaritatea integrală.

*Precizia relativă*, definită identic ca și precizia absolută da în mod relativ, face abstracție de eroare de proporționalitate și cea de offset. Prin acest parametru se oferă o măsură a neliniarității convertorului D / A.

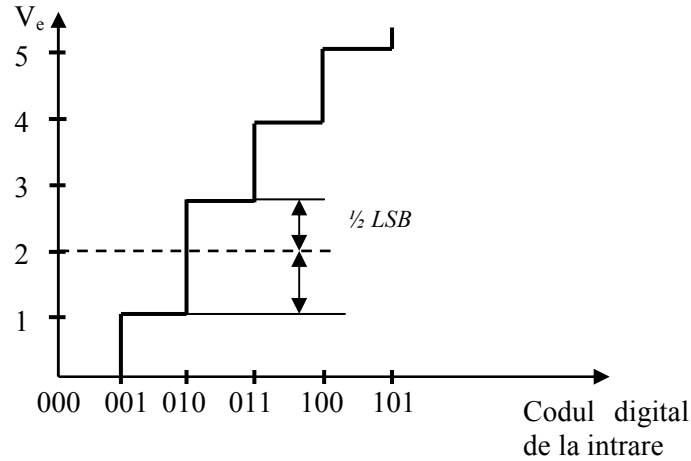


Fig. 2.126 Neliniaritatea diferențială a convertorului D / A

#### 2.4.17. Multiplexarea semnalelor

Multiplexorul este un circuit care permite transmiterea datelor de la una din cele  $m$  intrări la o cale de ieșire unică. Selecția căii de intrare se face printr-un cuvânt binar de  $n$  biți care este legat de numărul intrărilor prin relația  $m = 2^n$ .

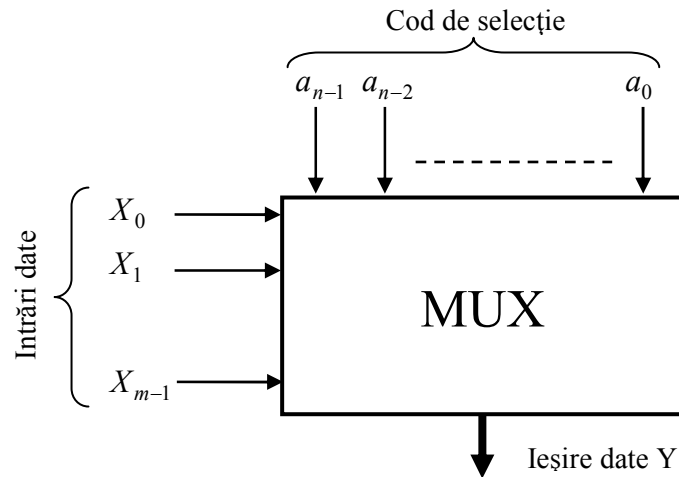
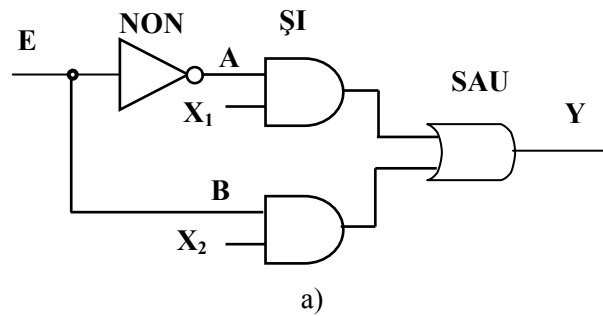


Fig. 2.127 Multiplexorul

Exemplificarea funcționării este extrem de sugestivă pentru un multiplexor 2:1 care asigură selectarea uneia din cele două intrări ale sale ( $X_1$ ,  $X_2$ ) pe o singură ieșire ( $Y$ ) (fig.2.128a). Multiplexorul este compus din două porți ȘI și o poartă SAU cu două intrări. Pentru selectarea unuia dintre cele două semnale, este necesar ca pe o poartă ȘI să avem semnal de comandă logic "1". Tabela de adevăr este prezentată în figura 2.128b.



E	A	B	Y
1	0	1	$X_2$
0	1	0	$X_1$

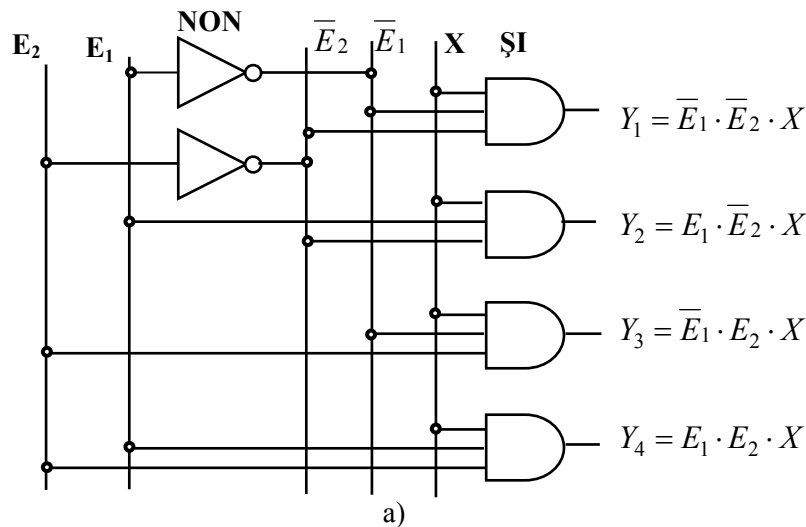
a)

Fig. 2.128 Schema logică a unui multiplexor 2:1

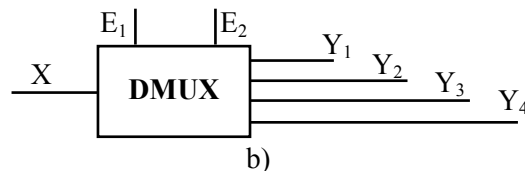
Schema logică pe care o realizează acest circuit este:

$$Y = A \cdot X_1 + B \cdot X_2 = \bar{E} \cdot X_1 + E \cdot X_2 \quad (2.199)$$

Demultiplexorul este circuitul care comută semnalul de la intrarea sa pe una din cele  $n = 2^m$  ieșiri, care se selectează cu ajutorul semnalelor de comandă  $E_i$  (*enable – a permite*). Schema unui demultiplexor 1:4 este prezentată în figura 2.129.



a)



b)

Fig. 2.129 Demultiplexor 1:4. Schema logică, funcțiile de ieșire (a) și simbolizarea (b)

Tabela de adevăr pentru circuitul de demultiplexare este prezentată în tabelul 2.6. S-au avut în vedere și funcțiile logice pentru fiecare ieșire.

Tabelul 2.6

$E_1$	$E_2$	$\bar{E}_1$	$\bar{E}_2$	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$
0	0	1	1	X	0	0	0
1	0	0	1	0	X	0	0
0	1	1	0	0	0	X	0
1	1	0	0	0	0	0	X

## 2.5. Clase ale circuitelor de condiționare

### 2.5.1. Introducere

Componentele pentru condiționarea semnalelor se pot obține de la firme diferite cu diverși parametri: preț, performanțe, modularitate și ușurință în utilizare. În același timp trebuie reținut faptul că există multe aplicații în care echipamentul hardware trebuie ajustat pentru aplicația în cauză.

### 2.5.2. Circuite de condiționare pe plăci plug-in

Există plăci de achiziție care conțin componente hardware pentru condiționarea semnalului. Schema principală pentru sistemul de achiziție de date este în acest caz prezentată în figura 2.130 [2.13].

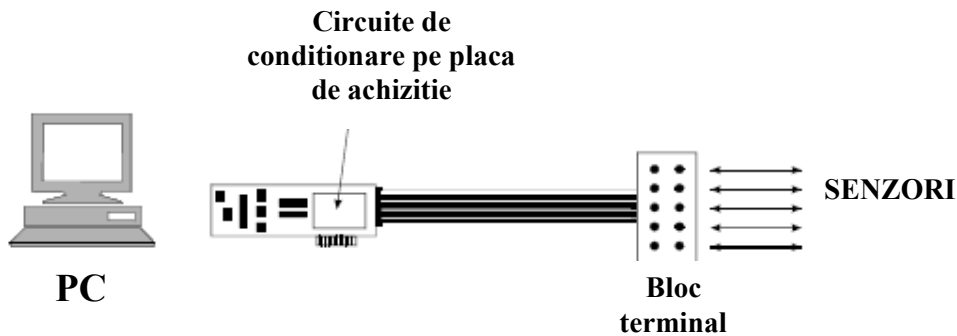


Fig. 2.130 Circuite de condiționare pe placa de achiziție

Fiecare placă de achiziție are posibilitatea de lucru cu o categorie de elemente senzoriale: plăci de achiziție pentru lucru cu termocuple, plăci de achiziție pentru lucru elemente senzoriale tenzorezistive etc. Această categorie de echipamente hardware sunt specifice pentru sisteme mici (cu un număr redus de elemente senzoriale) sau sisteme specializate de achiziție.

### 2.5.3. Circuite de condiționare modulare

În această variantă un element senzorial sau un actuator lucrează cu un modul de

circuite de condiționare (fig.2131).

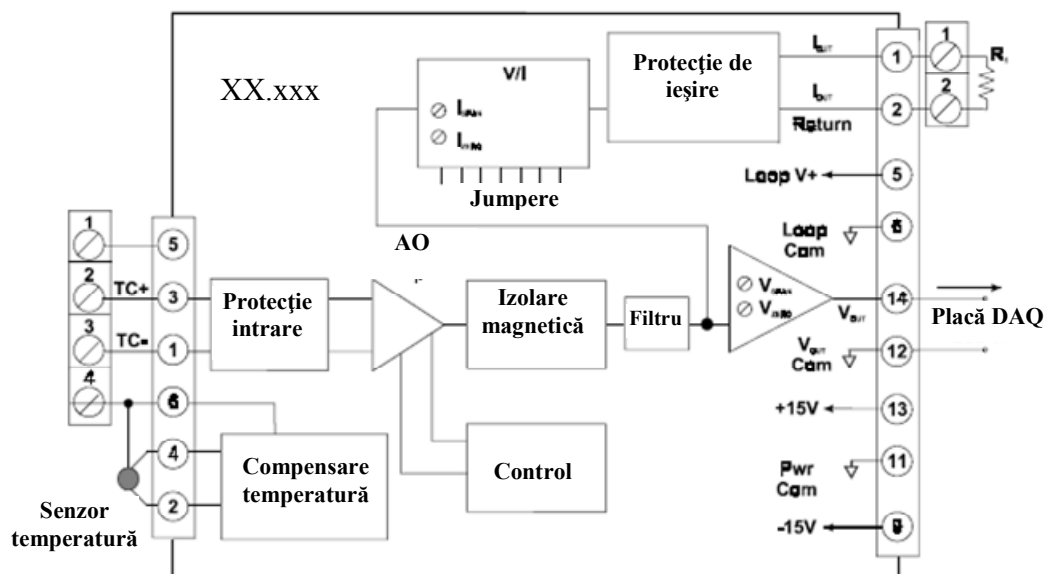


Fig. 2.131 Modul cu circuite de condiționarea semnalului

Semnalul analogic condiționat este transferat (în general în semnal în tensiune sau curent 4-20 mA), pe două linii de legătură, spre placa de achiziție inclusă în structura PC-lui. O astfel de structură este comercializată de firme producătoare având inscripționat numele specific XX.xxx. O astfel de structură nu este inteligentă și nu este performant în conversia A/D. Modulele independente necesită prezența unei surse de tensiune pentru alimentare (15 - 40 V) (fig.2.132) [2.13].

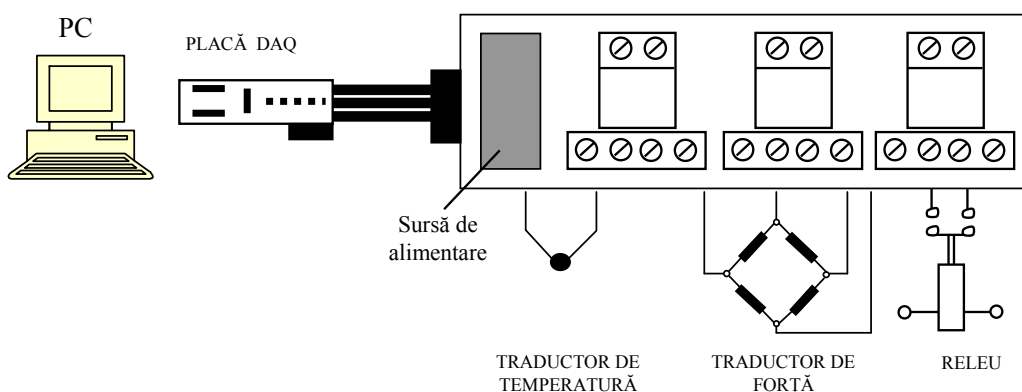


Fig. 2.132 Module multiple pentru condiționarea semnalului

#### 2.5.4. Structurare distribuită

O mare categorie de elemente senzoriale sunt distribuite într-un mediu ostil, greu accesibil (vezi §1.3). În aceste cazuri elementele senzoriale sunt conectate la module

locale pentru prelucrarea semnalului iar transferul informației spre PC-ul gazdă se realizează digital.

## 2.6. Placa de achiziție

### 2.6.1. Introducere

Plăcile de achiziție combină toate aspectele legate de achiziția datelor și control în sistemul vizat. Acestea includ intrări analogice și digitale, convertoare A/D și D/A, circuite de control, contoare de timp, interfețe digitale I/O, modul pentru generarea ratei de eșantionare, întreruperilor și transfer, multiplexare, etc. Unele plăci de achiziție dispun de memorie locală dacă frecvența de achiziție este mai mare decât frecvența de transfer.

### 2.6.2. Parametrii constructivi și funcționali ai plăcii de achiziție

*Intrările – ieșirile analogice și intrările – ieșirile digitale* sunt specificate în parametrii hardware ai plăcii de achiziție constituind elemente esențiale în achiziția de date.

De exemplu placa *ACL – 8216* este o placă multifuncțională pentru achiziție de date putând fi conectată pe un calculator IBM-PC sau unul compatibil [2.18]. Specificațiile referitor la această placă fac referire la:

- *Intrări analogice*
  - convertor cu aproximări succesive
  - 16 canale single-ended și 8 diferențiale
  - rezoluție 16 bit
  - domeniu de intrare (controlat prin soft):  $\pm 10\text{ V}$ ,  $\pm 5\text{ V}$ ,  $\pm 2.5\text{ V}$ ,  $\pm 1.25\text{ V}$
  - timp de conversie  $10\mu\text{s}$
  - impedanța de intrare  $10\text{M}\Omega / 1\text{pF}$
- *Ieșiri analogice*
  - rezoluție de 12 bit
  - domeniu (referință internă):  $0 - 5\text{ V}$ ;  $0 - 10\text{ V}$
- *Intrări – ieșiri digitale*
  - 16 canale TTL

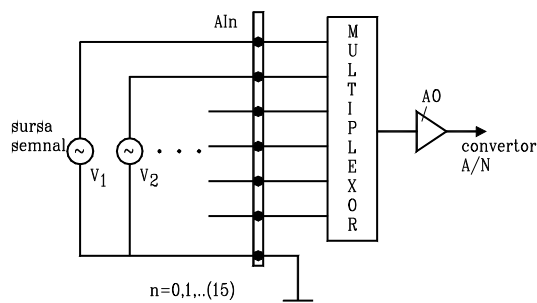


Fig. 2.133 Intrare analogică “single – ended”



Semnalele de intrare pot fi măsurate față de o masă comună analogică, caz în care avem de-a face cu intrări “single – ended” (fig.2.133), sau se măsoară diferența dintre două linii, caz în care avem de-a face cu intrări diferențiale (fig.2.134). În primul caz avem de-a face cu o singură intrare relativă conectată la masă și o sursă de semnal “flotantă”. Sursele au o masă comună.

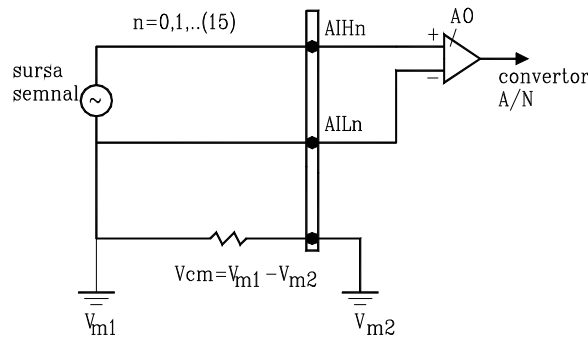


Fig. 2.134 Intrare analogică diferențială

Un mod diferențial trebuie să fie utilizat când sursa de semnal este diferențială. O sursă diferențială înseamnă că bornele sursei de semnal nu sunt conectate la masă. Pentru a evita pericolul unei tensiuni mari între masa locală a semnalului și masa sistemului PC trebuie să fie conectată o cale de masă scurtată. Figura 2.135 arată conectarea sursei diferențiale. O altă variantă este prezentată în figura 2.136.

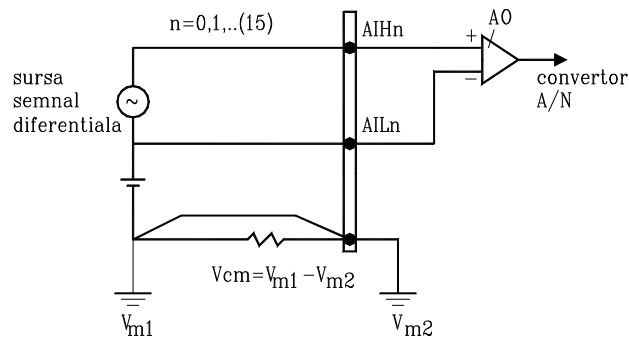


Fig. 2.135 Intrare analogică și sursă diferențială

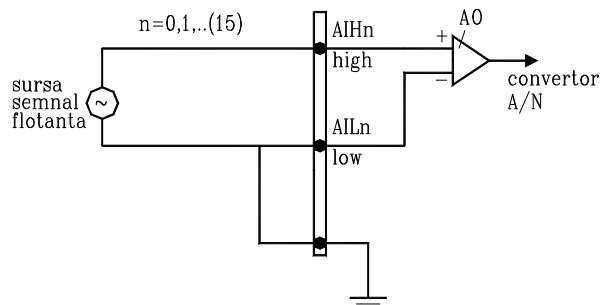


Fig. 2.136 Intrare diferențială și “sursă flotantă”

Intrările analogice sunt specificate în general prin numărul de canale, rata de eșantionare, rezoluția și domeniul de intrare.

Uzual, numărul intrărilor analogice este de *2-16 canale*.

*Rata de eșantionare* indică practic cât de des pot avea loc conversiile. Acest parametru trebuie corelat în procesul de achiziție cu necesitatea respectării teoremei Nyquist și evitării fenomenului de « aliasing ». Uzual se consideră favorabilă o rată de eșantionare de 10 kHz ~ 1 MHz.

Specificările referitoare la *rezoluția* plăcii de achiziție sunt corelate cu specificările referitoare ale convertoarelor A/N incluse pe placă. O rezoluție de 8 – 24 bit se consideră corespunzătoare pentru achiziția datelor asistată.

*Domeniul de intrare* se referă la nivelele de tensiune minime și maxime pe care le poate cuantifica convertorul A/N. Plăcile de achiziție multifuncționale oferă domenii selectabile astfel că placa este configurabilă pentru a manipula o varietate de nivele de tensiune. Cu această flexibilitate se poate potrivi domeniul de semnal la cel al convertorului astfel încât să fie utilizate avantajele rezoluției disponibile și pentru a preleva cât mai precis semnalul.

*Domeniul, rezoluția și amplificarea* disponibilă a plăcii determină valoarea minimă detectabilă în tensiune. Această valoare corespunde bitului cel mai puțin semnificativ (LSB) și este deseori denumită lățime de cod (code width). De exemplu una din plăcile pe 16 biți are un domeniu selectabil de la 0 la 10 V sau de la –10 V la 10 V și o amplificare selectabilă de 1, 2, 5, 10, 20, 50 sau 100. Cu un domeniu de tensiune de [0 -10] V și o amplificare de 100 lățimea de cod ideală este:

$$\frac{10}{100 \cdot 2^{16}} = 1.5 \mu\text{V} \quad (2.200)$$

*Neliniaritatea* plăcii de achiziție pe canalul de intrare analogic este definită practic de neliniaritate convertorului A/N. Ideal ar fi ca placa de achiziție să aibă neliniaritate 0 LSB. Practic se consideră acceptabilă o neliniaritate  $\pm 0.5$  LSB.

*Acuratețea relativă* – măsurabilă în LSB - definește cazul cel mai defavorabil al deviației caracteristicii de transfer a echipamentului de la dreaptă. Această caracteristică se poate determina experimental și verifica astfel încadrarea plăcii în limitele admisibile. Convertoarele A/N au o influență decisivă în acuratețea relativă a plăcii.

Orice semnal inutil (diferit de semnalul util) care apare în semnalul digitizat este *zgomot*. Proiectarea atentă a plăcii are un rol hotărâtor în reducerea zgomotului. Utilizarea ecranării metalice în construcția plăcii este favorabilă reducerii zgomotului.

*Timpul de răspuns* este definit de timpul necesar componentelor din construcția plăcii – amplificatoare, relee, etc- să atingă regimul de funcționare staționar.

*Multiplexarea* constituie o tehnică uzuală pentru a măsura mai multe semnale cu un singur convertor A/N. Convertorul A/N prelevează un canal, comută la următorul canal îl prelevează, comută la următorul canal ș.a.m.d.(fig.2.137) Deoarece același convertor A/N prelevează mai multe canale în loc de unul, rata efectivă de eșantionare pe fiecare canal individual este invers proporțională cu numărul de canale prelevate.

$$\frac{\text{rata de esantionare}}{\text{numar de canale}} = \text{rata efectiva de esantionare / canal} \quad (2.201)$$

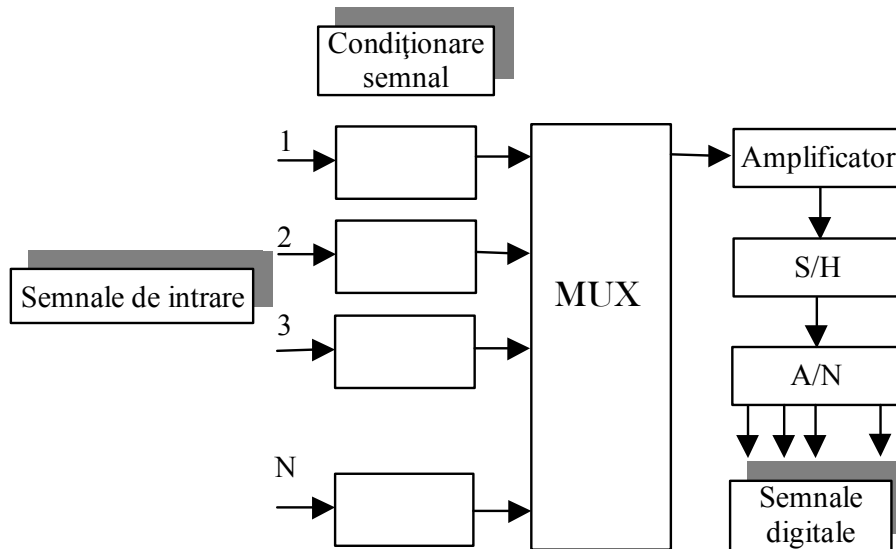


Fig. 2.137 Subsistemul de intrare analogic

*Ieșirile analogice* sunt necesare pentru manipularea semnalelor utilizabile în controlul sistemului vizat. Conversoarele N / A prin parametrii proprii influențează calitatea semnalelor obținute. Timpul de răspuns, viteza de creștere și rezoluția canalului sunt parametri importanți care trebuie luați în considerare.

## 2.7. Caracteristici de exploatare în sistemele de achiziție a datelor

Realizarea unui sistem de achiziția datelor performant este un deziderat al oricărui proiectant sau utilizator de astfel de sisteme. Atingerea parametrilor calitativi doriți se bazează și pe luarea în considerare a analizei factorilor perturbatori din mediul de lucru și luarea măsurilor ca influențele acestora asupra sistemului să fie minime.

În cazul semnalelor numerice influența semnalelor perturbatoare este practic zero datorită diferenței mari între valorile de tensiune corespunzătoare celor două nivele logice. În cazul semnalelor analogice influența se face însă simțită.

În toate cazurile nivelul zgomotului este influențat de o serie de factori:

- impedanța de ieșire a sursei de semnal (sau de impedanța de intrare a sistemului);
- impedanța de sarcină a sursei de semnal;
- firul conductor prin lungime, ecranare și conectare la masă;
- apropierea de sursa de zgomot;
- amplitudinea semnalului și a zgomotului.

Cele mai multe probleme de zgomot pot fi rezolvate printr-o atenție mărită asupra unor principii de conectare la masă și ecranare:

- a nu se confunda noțiunea de “masă” cu cea a “circuitului invers” (*return paths*): “masă” = siguranță în funcționare iar “return” = conducător de curent;
- minimizarea inductivității firelor de legătură;
- minimizarea curenților de masă;
- limitarea antenelor.

În figura 2.138 este ilustrată diferența între noțiunea de masă și cea de circuit invers.

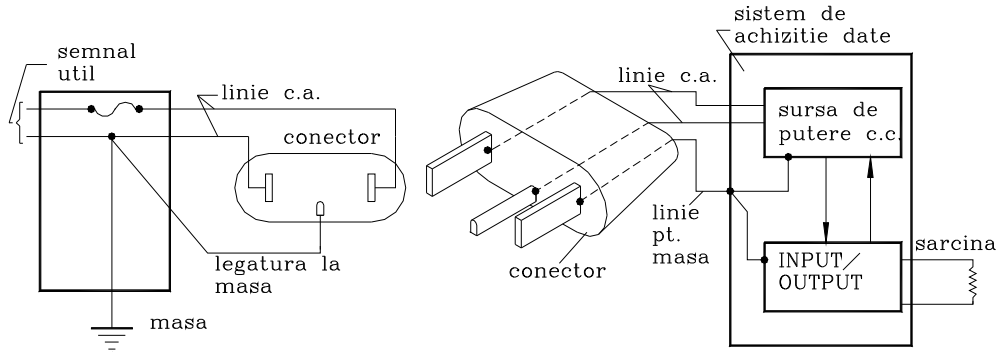


Fig. 2.138 Masă și circuit invers

În concordanță cu cele prezentate anterior în figurile 2.139 – 2.141 sunt sugerate trei modalități de conectare și legare la masă [2.19].

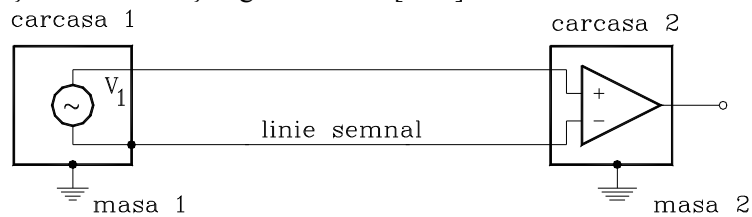


Fig. 2.139 Conectare diferențială

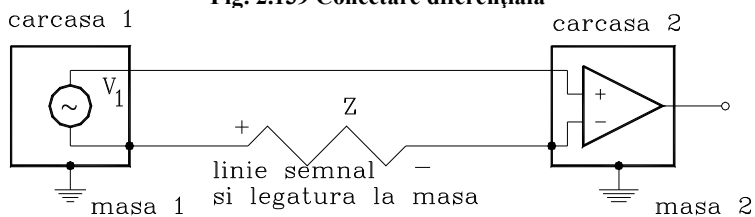


Fig. 2.140 Conectare “single-ended”

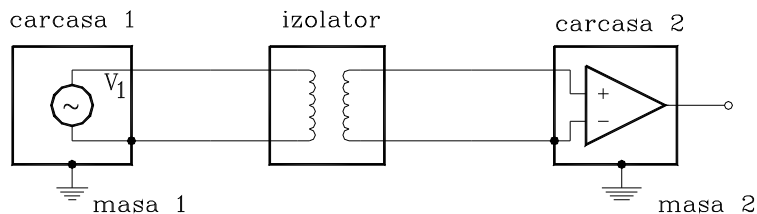


Fig. 2.141 Conectare cu izolare

Procesul de măsurare este afectat de prezența “zgomotului” ca rezultat a unor influențe externe (fig.2.142).

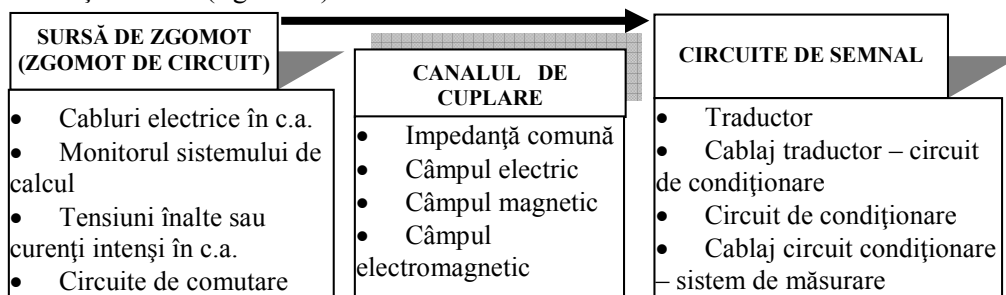


Fig. 2.142 Sursele de zgomot în achiziția semnalelor

Mecanismul de realizare a cuplajului între sursele de zgomot și receptorul sistemului de achiziție este comun și pentru cazul sistemelor de control. Cele patru forme de cuplaj sunt prin:

- impedanțe comune (*cuplajul conductiv*);
- câmpul electric (*cuplajul capacitiv*);
- câmpul magnetic (*cuplajul inductiv*);
- câmpul electromagnetic (*radiații*).

Semnalele perturbatoare rezultate prin *cuplaj inductiv* apar dacă sistemul informațional se găsește în apropierea unor circuite electrice care comută curenți intenși. Acest cuplaj inductiv se realizează practic între sursa de perturbații și firele de legătură. Semnalele perturbatoare datorate acestui cuplaj se pot echivala cu surse de tensiune parazite cuplate în serie cu sursa de semnal util (în tensiune). În cazul unor surse de semnal util în curent acest efect lipsește [2.5].

*Cuplajul capacitiv* are ca origine capacitățile parazite dintre cablurile rețelei de alimentare (c.a., 50 Hz) și firele de legătură ale sistemului informațional.

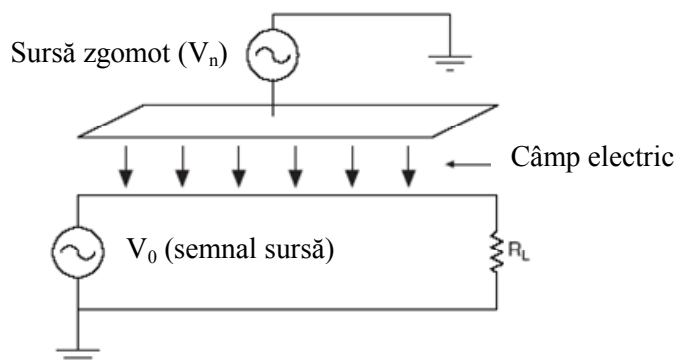


Fig. 2.143 Reprezentarea fizică a cuplajului capacitiv

Schema echivalentă a fenomenului de cuplaj este prezentată în figura 2.144. Semnalele perturbatoare rezultate prin acest cuplaj influențează semnalele utile generate atât de sursele de curent (fig.2.144a) cât și de cele de tensiune (fig.2.144b).

Amplitudinea semnalului perturbator este dată de divizorul format din

capacitatea parazită  $C_p$  și impedanța față de masă a circuitului de măsurare în paralel cu rezistența internă a sursei de semnal util ( $R_p$ , respectiv  $R_s$ ).

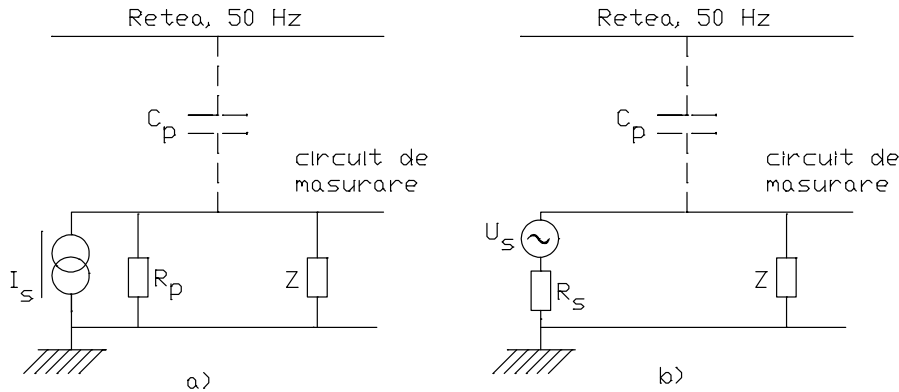


Fig. 2.144 Cuplaj capacitiv între rețeaua de alimentare și circuitul de măsurare

Tensiunea de zgomot perturbatoare  $U_z$  care apare la intrarea circuitului de măsurare are expresia [2.5]:

$$U_z = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_{C_p}^2}} \cdot U = 2\pi \cdot f \cdot C_p \cdot R \cdot U \quad (2.202)$$

Impedanța sursei de semnal are un rol hotărâtor în nivelul “zgomotului” capacitiv rezultat în sistemul de măsurare. În tabelul 2.7 se prezintă informativ valori ale impedanței pentru cele mai uzuale traductoare [2.20].

Tabelul 2.7

TRADUCTOR	IMPEDANȚĂ
Termocuplu	Scăzută $\leq 20 \Omega$
Termistor	Înaltă $> 1 k\Omega$
Traductor rezistiv de temperatură	Scăzută $< 1 k\Omega$
Traductor tensometric	Scăzută $< 1 k\Omega$
Electrod pH	Foarte înaltă $10^9 \Omega$
Potențiomtru (traductor de deplasare)	Înaltă $500 \Omega \div 100 k\Omega$

Ecranarea conduce la reducerea semnalelor parazite prin cuplaj capacitiv (fig.2.145) datorită impedanței reduse  $Z_e$  de conectare la masă a ecranului. Prezența ecranului conduce și la reducerea zgomotelor prin absorbția câmpurilor magnetice și reflexia celor electromagnetice.

*Cuplajul conductiv* se datorează modul de proiectare și materializare a circuitului de măsurare. Un exemplu edificator privind această influență este prezentat în figura 2.146. Varianta unui circuit serie pentru semnalul util și legătura la masă este prezentată în figura 2.146a. O rezistență de  $0.1 \Omega$  între punctele “a” și “b” la un curent

de 1 A înseamnă o variație a semnalului măsurat cu până la 100 mV care poate defini o eroare de măsurare de  $10^{\circ}\text{C}$ . Eliminarea acestei deficiențe se realizează prin separarea circuitelor (fig.2.146b)[2.19].

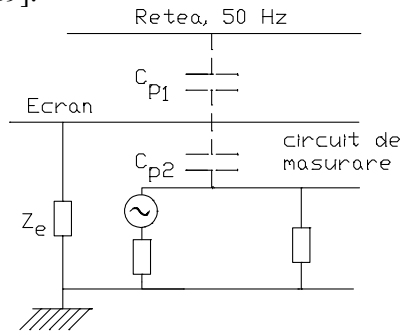


Fig. 2.145 Reducerea zgomotului prin ecranare

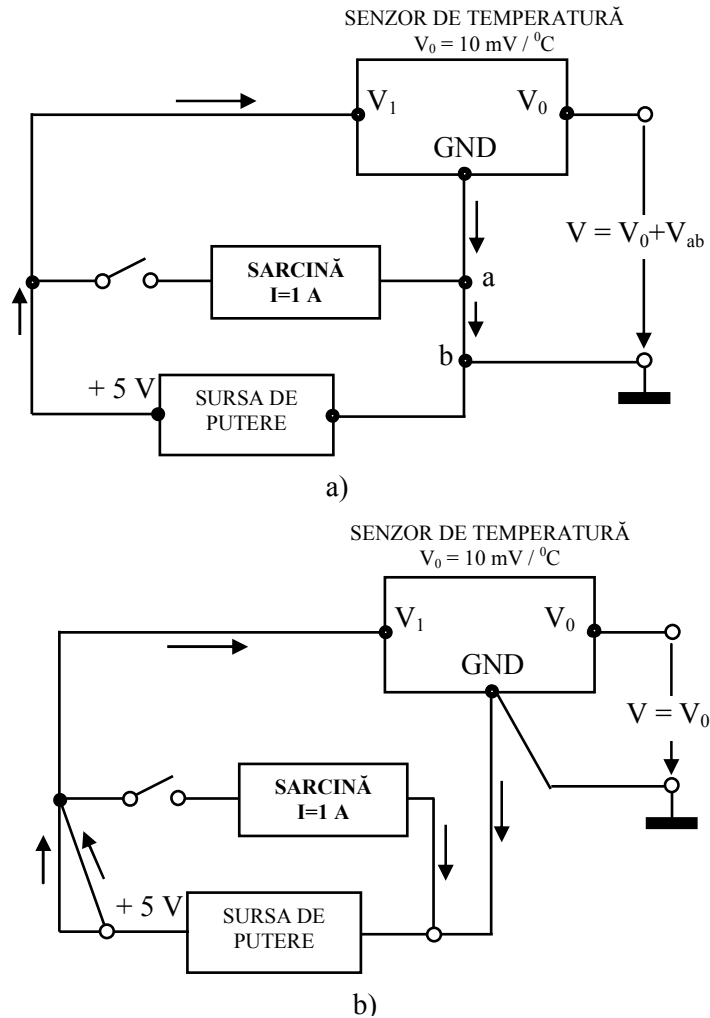


Fig. 2.146 Cuplajul conductiv

Reducerea zgomotelor parazite datorate cuplajelor inductive, capacitive și conductoare se poate realiza prin ecranare, filtrare etc.

Un rol esențial în reducerea influenței zgomotului îl are alegerea corepunzătoare a cablurilor de legătură, ecranarea și conectarea la masă a acestora.

Un ghid referitor la cauze generatoare de zgomot și modul de tratare a problemei este prezentat în tabelul 2.8 [2.12].

Tabelul 2.8

OBSERVATIE	CAUZA	SOLUTIE POSIBILA	OBS.
Zgomot ca funcție de localizarea în cablu	Cuplaj capacitiv	Se utilizează cablu ecranat sau torsadat.	A
	Cuplaj inductiv	Se reduce aria buclei, se utilizează cablu torsadat sau ecran metalic	B
Valoarea medie a zgomotului: <ul style="list-style-type: none"> <li>• nu este zero</li> <li>• este zero</li> </ul>	Traseul conductiv sau legături la masă	Defecțiuni a cablului sau alte pierderi. Se elimină multiplele puneri la masă	C
	Cuplaj capacitiv	Se utilizează cablu ecranat sau torsadat	A
Ecran introdus <ul style="list-style-type: none"> <li>• masă semnificativă</li> <li>• masă nesemnificativă</li> </ul>	Cuplaj capacitiv	Se utilizează pereche de cablu ecranat sau torsadat	A
	Cuplaj inductiv	Se reduce aria buclei, se utilizează cablu torsadat sau ecran metalic	B
Sarcină mărită <ul style="list-style-type: none"> <li>• reduce eroarea</li> <li>• mărește eroarea</li> </ul>	Cuplaj capacitiv	Se utilizează cablu ecranat sau torsadat	A
	Cuplaj inductiv	Se reduce aria buclei, se utilizează cablu torsadat sau ecran metalic	B
Caracteristică dominantă <ul style="list-style-type: none"> <li>• frecvență joasă</li> <li>• frecvență înaltă</li> </ul>	Linie de c.a. 50 Hz, motor, etc.	(1) Se utilizează cablu ecranat sau torsadat; (2) Se reduce aria buclei, se utilizează cablu torsadat sau ecran metalic; (3) Defecțiuni a cablului sau alte pierderi. Se elimină multiplele puneri la masă	
	Radiații electromagnetice	Ecranare completă	D
Zgomot ca funcție de mișcarea cablurilor	Efect triboelectric	Se rigidizează cablurile sau se ung cu lubrifiant	



Zgomot "alb" sau 1/f	Amplificare electronică	Nu este problemă de cablu	
----------------------	-------------------------	---------------------------	--

Semnificația notațiilor din tabelul 2.8 este următoarea:

- (A) - se conectează ecranul și se verifică dacă nu există ecrane neconectate;
- (B) - ecrane neferoase sunt bune numai la frecvențe ridicate. Utilizați ecrane din  $M\mu$ Metal la frecvențe joase;
- (C) - poate fi o cuplare capacitivă cu rectificare parazitică, de ex. efecte neliniare;
- (D) - căutați un element de circuit a cărui mărime este ca și ordin cât lungimea de undă a zgomotului (antena). Deschiderile sau crăpăturile în șasiu sau ecrane cu o dimensiune mai mare ca lungimea de undă a zgomotului / 20 trebuie să fie eliminate.

## 2.8. Concluzii

Procesul de achiziție a datelor este un proces complex care îmbină atât componentă hardware cât și componenta software. Au fost prezentate din acest vast domeniu doar aspectele principale necesare înțelegerii fenomenelor. Prin extinderea achiziției de date asistată de calculator și implicarea acestui aspect și în conducerea (controlul) unor sisteme domeniul abordat este de strict interes pentru specialiștii domeniului de mecatronică.

## 2.9. Bibliografia capitolului 2

- [2.1]Bolton, W., Mechatronics. Electronic control systems in mmechanical and electrical engineering, Pearson Education Limited, Prentice Hall, 2003
- [2.2]Dodoc, P., Metrologie generală, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979
- [2.3]Dolga, V., Construcția traductoarelor și senzorilor, Lito. UTT, Timișoara, 1993
- [2.4]Dolga, V., Traductoare și senzori, Litografia UPT, Timișoara, 1996
- [2.5]Dolga, V., Senzori și traductoare, Editura Eurobit, Timișoara, 1999, ISBN 973-99-227-9-1
- [2.6]Dolga, V., Proiectarea sistemelor mecatronice, Ed. "Politehnica", Timișoara, 2007
- [2.7]Dumitriu, A., Mecatronică, vol.I, Ed. Universitatea "Transilvania" din Brașov, 2006
- [2.8]Igne, A., Măsurări în procese industriale, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, 1995
- [2.9]Konovalov, L.I., Petelin, D.P, Elementî i sistemî elektroavtomatiki, Moskva, Vîșșaiia škola, 1980
- [2.10]Mateescu, A., Dumitriu, N., Stanciu, L., Semnale și sisteme, Ed. Teora, București, 2001
- [2.11]Măgureanu, R., Mașini electrice speciale pentru sisteme automate, Editura tehnică, București, 1980
- [2.12] Osuna, R.G., Intelligent Sensor Systems, Wright State University, (-)
- [2.13]Park,J., Mackay, S., Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems, Elsivier, Amsterdam, 2003, ISBN 0750657960

- [2.14]Perju, D., Măsurări mecanice, Editura Politehnica, Timișoara, 2001
- [2.15] Pop, E., Stoica, V., Principii și metode de măsurare numerică, Editura Facla, Timișoara, 1977
- [2.16]Regtien, P.P.L., ș.a., Measurement Science for Engineers, Kogan Page Science, London, 2004
- [2.17]Vătășescu, A., ș.a., Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare, Editura Tehnică, București, 1975
- [2.18]\*\*\*, ACL-8216 High Resolution Multi-function Data Acquisition Card, , ADLink Technology Inc.
- [2.19]\*\*\* - The handbook of Personal Computer Instrumentation. Data Acquisition, Test, Measurement and Control, Intelligent Instrumentation (USA)
- [2.20]\*\*\*, Data Acquisition Basics Manual, 320997C-01, National Instruments, Austin, Texas, 1999
- [2.21]\*\*\*,Sensors, [http://www.data-acquisition.us/industrial\\_electronics/input\\_devices\\_sensors\\_transducers\\_transmitters\\_measurement/Applications\\_IC\\_Temperature\\_Sensors.html](http://www.data-acquisition.us/industrial_electronics/input_devices_sensors_transducers_transmitters_measurement/Applications_IC_Temperature_Sensors.html)
- [2.22]\*\*\*, Ground Loop and Returns, [zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3394](http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/3394)
- [2.23]\*\*\*, SCM5B, Hardware Linearization of Non-Linear Signals, AN505, Datafort
- [2.24]\*\*\*, RTD Interfacing and Linearization Using an ADuC8xx MicroConverter, Application Note, AN-709, Analog Devices