

SENZORI

1. Introducere

1.1. Definiții și clasificări

Structurile de măsurare destinate evaluării mărimilor neelectrice includ întotdeauna cel puțin un traductor (mijloc de măsurare care asigură conversia suportului informațional al mărimilor de măsurat). Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice impune ca suportul energetic al mărimii măsurate să fie unul electric. Transmisia informației se simplifică iar precizia de măsurare se ameliorează. Devin posibile măsurarea mărimilor neelectrice cu sisteme automate cu semnal unificat (bucla de curent, linii de tensiune sau modulație în frecvență) și realizarea sistemelor de reglare automată.

Conversia de suport informațional la nivelul unui traductor înseamnă schimbarea naturii mărimii purtătoare de informație: mărimea de intrare și mărimea de ieșire din traductor sunt de natură diferită; dacă mărimea de ieșire este electrică, traductorul se numește electric. Traductoarele electrice sunt cele mai răspândite, datorită facilităților lor de prelucrare complexă (fiind incluse obligatoriu în orice sistem de măsurare automată).

Structura generală a unui traductor include un senzor, în care are loc conversia de suport informațional, și un adaptor, care realizează anumite condiții impuse mărimii de ieșire a traductorului (domeniul mărimii de ieșire, nivelul puterii disponibile, impedanța de ieșire, corecția dependenței intrare - ieșire (liniarizare), ș.a.).

Traductorul care include un singur senzor se numește traductor direct; în caz contrar, se numește traductor complex; traductoarele complexe se utilizează atunci când:

- nu există un traductor direct, nefiind posibilă conversia directă;
- sunt necesare performanțe deosebite: imunitate la perturbații, precizie, liniaritate;
- traductorul trebuie să funcționeze în condiții speciale (medii umede, explozive, corozive, cu zgomote, cu vibrații, etc).

Instrumentele portabile sau semiportabile destinate măsurării mărimilor neelectrice cum sunt: humidimetrul, pirometrul, termometrul, luxmetrul,

ș.a. includ doar senzorul respectiv, adaptorul fiind înlocuit de schema internă a instrumentului.

Clasificarea traductoarelor electrice

- după natura mărimii de intrare:
 - traductoare de temperatură;
 - traductoare pentru mărimi geometrice;
 - traductoare pentru mărimi mecanice;
 - traductoare pentru mărimi hidrodinamice (presiune, debit);
 - traductoare de umiditate;
 - traductoare de radiații, etc;
- după forma dependenței intrare-ieșire:
 - traductoare analogice la care dependent intrare-ieșire este o funcție continuă;
 - traductoare numerice cu dependența intrare-ieșire descrisă printr-o funcție discretă.
- după natura mărimii de ieșire:

- parametrice, la care mărimea de ieșire este un parametru (rezistență, inductivitate (proprie sau mutuală), capacitate); aceste variante necesită circuite relativ simple pentru prelucrarea semnalului util;

- generatoare, la care mărimea de ieșire este o tensiune electromotoare sau sarcină electrică rezultată prin conversie directă utilizând o proprietate fizică a materialului din care este realizat senzorul.

Traductoarele numerice pot fi realizate în următoarele variante:

- incrementale, care oferă informații privind doar modificarea mărimii de intrare (variantele se mai numesc și variante relative);

- absolute (propriu-zise) care, prin cuvântul binar reprezentând mărimea de ieșire pun în evidență atât valoarea cât și semnul mărimii de intrare.

Combinând adecvat două sau mai multe traductoare parametrice directe, se obțin traductoare complexe având mărimea de ieșire: frecvență, fază sau factor de umplere, traductoarele rezultante făcând parte din categoria traductoarelor numerice (mărimea de ieșire se măsoară prin discretizare, cu tehnici numerice).

Spre deosebire de traductoarele analogice, traductoarele numerice au avut, până în prezent, o arie de utilizare mai restrânsă, fiind asociate structurilor numerice de măsurare, pentru evaluarea mărimilor geometrice. În prezent și în perioada care va urma, aceste traductoare cunosc și vor cunoaște o tot mai largă utilizare, datorită extinderii metodelor numerice de măsurare.

1.2. Prezentare generală a traductoarelor

1.2.1. Traductoare analogice parametrice

Traductoare rezistive

Rezistența electrică a unui material depinde de proprietățile fizice și chimice ale materialului respectiv și de dimensiunile sale geometrice, diferitele variante de traductoare rezistive fiind realizate pe baza modificării acestora sub influența mărimii de intrare.

La traductoarele de temperatură (termorezistențe, termistoare), traductoarelor fotorezistive (pentru intensitate luminoasă) sau piezorezistive (pentru eforturi mecanice și vibrații) mărimea neelectrică de intrare modifică proprietățile fizice (constantele de material) ale senzorilor.

La traductoarele rezistive pentru deplasări liniare sau unghiulare, mărimea neelectrică de intrare modifică dimensiunile geometrice ale senzorului.

În cazul traductoarelor tensometrice rezistive pentru măsurarea deformațiilor, mărimea neelectrică de intrare modifică simultan constantele de material și dimensiunile geometrice ale senzorului.

Traductoare inductive

Inductivitatea unei bobine poate fi controlată prin modificarea dimensiunilor geometrice (l- lungimea circuitului magnetic sau S- secțiunea miezului) (cazul traductoarelor de deplasare liniară sau unghiulară) sau a constantelor de material (cazul traductoarelor magnetoelastice pentru măsurarea eforturilor).

Măsurând variația inductivității se poate obține măsura mărimii de intrare a traductorului care a produs variația respectivă.

Variantele utilizate frecvent sunt cele diferențiale (elimină influența factorilor perturbatori) și transformatorice, a căror mărime de ieșire (tensiune) este mai ușor de măsurat.

Observație: Deși oferă la ieșire o tensiune, variantele transformatorice sunt totuși traductoare parametrice (nu generatoare) deoarece suportul energetic al mărimii purtătoare de informație (de ieșire) provine de la o sursă auxiliară de alimentare și nu dintr-un proces de conversie în senzor.

Traductoare capacitive

Pentru un condensator cu armături plane sau cilindrice, capacitatea este dependentă de o constantă de material (permitivitatea " ϵ ") și de dimensiunile

geometrice (suprafața comună a armăturilor și distanța dintre acestea).

Traductoarele capacitive se realizează în diferite variante pentru:

- deplasări (liniare, unghiulare) sau vibrații, când se modifică distanța între armături sau aria comună a armăturilor;
 - măsurarea grosimilor, la care se modifică dimensiunile dielectricului;
 - analize de material, când se modifică permitivitatea.
- Influențele externe (parazite) fac ca traductoarele capacitive să aibă construcții greu compatibile cu producția de serie, fiind mai puțin răspândite.

1.2.2. Traductoare analogice generatoare

Traductoarele termoelectrice își bazează funcționarea pe efectul Seebeck care constă în apariția unei tensiuni electromotoare într-un circuit închis realizat din două conductoare metalice din materiale diferite, atunci când punctele de contact ale conductoarelor (joncțiunile termoelectrice) se află la temperaturi diferite. Traductorul realizat după acest principiu se numește **termocuplu**.

Traductoarele piezoelectrice își bazează funcționarea pe proprietatea de polarizare electrică superficială a unor cristale din anumite materiale (cuarț, sare Seignette, materiale ceramice) atunci când sunt comprimate după o anumită direcție. Traductorul este direct (de efort sau de presiune) dar se folosește și în traductoarele complexe pentru accelerație.

Traductoarele fotoelectrice sunt realizate din joncțiuni semiconductoare p-n care au proprietatea unor de a se polariza atunci când sunt iluminate (în spectrul vizibil sau invizibil).

Traductoare de inducție au ca mărime de ieșire o tensiune indusă prin mișcarea unui conductor într-un câmp magnetic. Tensiunea de ieșire depinde de viteza conductorului (traductoarele electromagnetice de debit) sau de variația câmpului magnetic.

Traductoarele electrochimice își bazează funcționarea pe efectele legii lui Nernst, care stabilește corespondența dintre t.e.m. de tip electrochimic și concentrația de purtători (ioni) dintr-o soluție, utilizându-se ca traductoare de concentrație ionică sau aciditate (pH).

1.2.3. Traductoare complexe

Traductoare cu conversie multiplă

Dacă nu există un principiu de conversie directă sau realizările pe baza unor principii existente nu sunt suficient de precise, se recurge la realizarea unor traductoare cu conversie multiplă (succesivă).

Exemplul tipic este cel al traductoarelor electrice pentru presiune care realizează mai întâi o conversie $\Delta p \rightarrow \Delta l$ (variație de presiune \rightarrow deplasare), cu elemente mecanice elastice (membrană, burduf, tub), și apoi o conversie $\Delta l \rightarrow \Delta X_e$ (deplasare \rightarrow mărime electrică) utilizând traductoare directe inductive, rezistive sau capacitive.

Precizia globală a traductoarelor cu conversie multiplă este determinată de erorile parțiale ale senzorilor elementari componenți.

Traductoare diferențiale

Aceste traductoare complexe sunt realizate pentru obținerea unor măsurări precise, cu influențe minime din partea factorilor perturbatori.

Un traductor diferențial grupează, într-o construcție unitară, două traductoare directe, identice, poziționate spațial așa încât mărimea utilă să producă efecte egale ca valoare dar de semne contrare, iar mărimile perturbatoare (care însoțesc mărimea utilă) să producă efecte egale și de același semn, mărimea de ieșire a traductorului diferențial fiind proporțională cu diferența mărimilor de ieșire ale celor două traductoare directe.

Dacă se notează:

Y_d - mărimea de ieșire a traductorului diferențial;

Y_u - mărimea de ieșire produsă de efectul util;

Y_p - mărimea de ieșire produsă de perturbație, pentru ansamblul celor două traductoare se pot scrie relațiile:

$$Y_1 = Y_u + Y_p \text{ (ieșirea primului traductor)} \quad (1.1)$$

$$Y_2 = -Y_u + Y_p \text{ (ieșirea celui alt traductor)} \quad (1.2)$$

$$Y_d = Y_1 - Y_2 = 2Y_u \text{ (ieșirea traductorului diferențial)} \quad (1.3)$$

Traductoarele parametrice (de tip rezistiv, inductiv sau capacitiv) se utilizează cu precădere în variante diferențiale. Toate aceste variante permit eliminarea influențelor perturbatoare ale temperaturii. Variantele diferențiale au dependențe intrare-ieșire mai puțin neliniare decât cele directe.

Traductoare cu compensare

Variantele moderne de traductoare complexe realizate pentru structuri de măsurare de mare precizie au ca fundament funcțional *principiul compensării*, în cadrul unei structuri cu reacție negativă (fig.5.1).

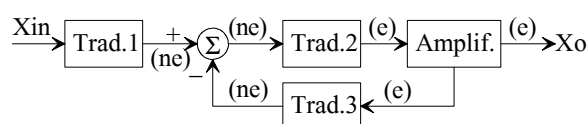


Fig.1.1. Structura traductoarelor complexe

Mărimea X_{in} este, de obicei, neelectrică, mărimile de la bornele sumatorului, deasemenea neelectrice, având sau nu aceeași natură cu X_{in} . Traductoarele de intrare și intermediare sunt directe, singurul traductor electric fiind Trad.2. Etajul de amplificare are rolul de adaptor pe ieșire și permite realizarea traductorului Trad.3 cu o sensibilitate rezonabilă.

Erorile caracteristice traductoarelor cu compensare sunt foarte reduse în ciuda conversiilor numeroase.

Structura complicată și tehnologia deosebit de pretențioasă necesară obținerii preciziei ridicate fac ca prețul acestor traductoare să fie, de cele mai multe ori, (foarte) ridicat, utilizarea lor vizând o sferă relativ restrânsă.

1.2.4. Indici de performanță ai senzorilor

Precizia - capacitatea senzorilor de a oferi, prin mărimea de ieșire, informații corecte asupra mărimii de intrare. Precizia se specifică de regulă prin mărimea erorii de conversie - abaterea ieșirii de la valoarea teoretică, specificată ca procent din valoarea de capăt de scală;

Eroarea de histerezis - diferența între valorile ieșirii corespunzătoare aceluiași nivel al mărimii de intrare, datorată sensului de variație al mărimii de intrare;

Eroarea de liniaritate - abatere a caracteristicii de transfer a senzorului de la linia dreaptă;

Repetabilitatea - proprietatea de a răspunde la valori identice ale mărimii de intrare prin valori identice ale mărimii de ieșire;

Stabilitatea - proprietatea de a menține un nivel constant al mărimii de ieșire corespunzător unui nivel constant al mărimii de intrare; se regăsește în specificațiile tehnice ale senzorilor în *deriva în timp* a ieșirii pentru mărimi de intrare constantă (de exemplu: 0,1mV/24h);

Rezoluția - cea mai mică variație a mărimii de intrare măsurabilă la ieșire fără eroare de apreciere sau de discretizare;

Zona "moartă" - domeniu al mărimii de intrare începând cu valoarea minimă, pentru care ieșirea nu există sau nu are o variație măsurabilă;

Gama dinamică - interval definit de valorile minimă și maximă posibile ale mărimii de intrare pentru care ieșirea urmărește intrarea conform funcției de transfer specificate a senzorului;

Sensibilitatea - raport dintre mărimea de ieșire și mărimea de intrare, definit în domeniul liniar (de exemplu: 5 mV/atm, 0,5mV/°C, 100mV/Nm, etc.);

Impedanța de ieșire - măsura în care ieșirea unui senzor este afectată de parametrii circuitului care utilizează semnalul său de ieșire;

Timpul de răspuns - timp măsurat din momentul aplicării unui semnal treaptă la intrarea senzorului până în momentul în care mărimea de ieșire intră într-o vecinătate a valorii finale de lățime 2% din valoarea finală;

Constanta de timp - timp necesitat pentru ca mărimea de ieșire a senzorului să atingă nivelul de 63,2% ($1 - e^{-1}$) din valoarea finală în urma aplicării la intrare a unui semnal treaptă;

Timpul de creștere - timp după care este atins pragul de 90% din valoarea finală, considerând din momentul inițial în care mărimea de ieșire începe să-și schimbe valoarea în urma aplicării unui semnal de intrare treaptă.

2. Traductoare de temperatură

2.1. Scurt istoric al măsurării temperaturii

Cercetările legate de măsurarea temperaturii au urmat un drum sinuos, marcat de mai multe încercări de stabilire a unui sistem de evaluare unitar. Numeroase personalități au avut contribuții însemnate, în continuare fiind amintite doar câteva.

Ole Christensen Römer (1644-1710) inventează în 1701 primul termometru practic, având ca indicator - vin roșu. Scara de temperatură propusă de Römer avea referința (zero grade) fixată la temperatura soluției sare + gheață (cca 259 K), un punct intermediar de $7\frac{1}{2}$ grade la temperatura de îngheț a apei (273,15 K) și 60 - temperatura de fierbere a apei (373,15 K). Römer a rămas în istoria științei și pentru prima determinare a vitezei luminii în 1676.

Daniel Gabriel Fahrenheit (1686-1736) inventează termometrul cu mercur în 1714. Scara inițială de temperatură Fahrenheit avea reperele:

0 - temperatura amestecului sare-gheață (cca. 255 K)

30 - punctul de îngheț al apei (273,15 K)

90 - media temperaturii umane: (cca. 310 K)

și a fost reajustată ulterior prin:

32 - punctul de îngheț al apei;

212 - punctul de fierbere al apei (373,15 K)

Scara de temperatură propusă de Fahrenheit este legată și de evoluția climatică din Europa de Est:

0 - temperatura minimă;

100 - temperatura maximă

fiind utilizată în prezent în USA și statele afiliate.

Fahrenheit a pus în evidență efectul presiunii asupra punctului de fierbere al lichidelor.

Rene Antoine de Reaumur (1683-1757) propune în 1731 o altă scară de temperatură:

0 - punctul de îngheț al apei (273,15 K)

80 - punctul de fierbere al apei (373,15 K).

abandonată în favoarea scării centigrade

Anders Celsius (1701 -1744) propune în 1742 prima scară centigradă, inițial în varianta inversată.

Carl Linnaeus (1707-1778) inițiază în 1744 forma actuală a scării Celsius:

0 - punctul de îngheț al apei (273,15 K)

100 - punctul de fierbere al apei (373,15 K).

Unitatea scării Celsius este *gradul centigrad* (°C).

William Thomson lord Kelvin (1824-1907) propune în 1848 scara termodinamică având reperele:

0 - zero absolut

273,15 - punctul de îngheț al apei

373,15 - punctul de fierbere al apei

și unitatea - gradul Kelvin (°K) egal cu gradul Celsius: $1^{\circ}\text{K} = 1^{\circ}\text{C}$

William John Rankine (1820-1872) propune în 1859 scara termodinamică Rankine, bazată pe scara

Fahrenheit ($1^{\circ}\text{R} = 1^{\circ}\text{F}$), care nu s-a putut impune neavând avantaje față de scara Kelvin.

În 1948, la a IX-a Conferință de Măsurări și Greutăți, în onoarea lui Anders Celsius, gradul centigrad a fost denumit grad Celsius.

În 1954, la a X-a Conferință Generală de Măsurări și Greutăți, în onoarea Sir William Thomson, Baron Kelvin al Ținutului Largs, Lord Kelvin al Scoției, gradul Kelvin a fost desemnat ca unitate fundamentală în Sistemul Internațional de unități.

Cu aceeași ocazie a fost fixată referința $273,16^{\circ}\text{K}$ la valoarea corespunzătoare punctului triplu al apei.

În 1967 a XIII-a Conferință Generală de Masuri și Greutăți a redenumit gradul Kelvin ca unitate fundamentală păstrând numai numele Kelvin și abandonând cuvântul "grad".

De exemplu punctul de îngheț al apei este $273,15\text{ K}$.

Relații între scările de temperatură Fahrenheit, Celsius, Kelvin

t_F	$t_F = (t_C \times 9/5) + 32$	$t_F = (T_K \times 9/5) - 459,67$
$t_C = (t_F - 32) \times 5/9$	t_C	$t_C = T_K - 273,15$
$T_K = (t_F + 459,67) \times 5/9$	$T_K = t_C + 273,15$	T_K

2.2. Generalități

Măsurarea temperaturii se bazează pe utilizarea *corpurilor termometrice* - obiecte fizice ale căror proprietăți sunt dependente (în mod reproductibil) de temperatură (senzori termici).

Pentru determinarea temperaturii unui corp oarecare, acesta trebuie pus în contact cu corpul termometric un interval de timp corespunzător realizării echilibrului termic. În momentul final al măsurării, temperaturile senzorului și a corpului sunt (ideal) egale.

Mijlocul de măsurare care include un corp termometric se numește instrument termometric sau *termometru* (în sens generic). Instrumentele termometrice pentru temperaturi sub 600°C se numesc termometre iar cele pentru temperaturi peste 600°C - *piometre*. Calitățile prin care se apreciază calitatea unui termometru includ:

- influența minimă asupra stării termice a corpului cu temperatura de măsurat;

- viteza maximă de răspuns;
- stabilitatea în timp;
- independența de factori perturbatori;
- manevrabilitatea;
- portabilitatea;
- dimensiunile cât mai reduse (posibilitatea de a măsura temperatura în spații mici).

În funcție de proprietatea corpurilor termometrice care se modifică în funcție de temperatură, termometrele se clasifică astfel:

- volumetrice;
- manometrice;
- electromecanice;
- electrice parametrice;
- electrice generatoare;
- magnetice;
- optice;
- acustice;
- spectroscopice.

Termometrele *volumetrice* sunt cele care utilizează ca măsură a temperaturii variația volumului corpului termometric. Acesta poate fi un fluid sau un solid.

Termometrele *manometrice* se bazează pe variația presiunii unui corp termometric fluid la volum constant în funcție de temperatură.

Termometrele *electromecanice* utilizează variația cu temperatura a frecvenței proprii de vibrație a corpului termometric.

Termometrele *electrice parametrice* se bazează pe variația rezistivității materialelor în funcție de temperatură iar cele *generatoare* - pe efectele termoelectrice.

Termometrele *magnetice* funcționează pe baza dependenței susceptibilității magnetice de temperatura materialului magnetic.

Termometrele *optice (piometre)* se bazează pe variația emisiei optice a corpului termometric în funcție de temperatură.

Termometrele *acustice* funcționează pe baza variației în funcție de temperatură a vitezei sunetului în corpul termometric.

Termometrele *spectroscopice* se utilizează pentru temperaturi mari și foarte mari, având ca fundament funcțional modificarea în funcție de temperatură a densității electronice în spectrele de emisie și absorbție ale corpurilor termometrice (gazoase).

Dintre variantele enunțate mai sus se studiază doar cele electrice.

2.3. Traductoare termorezistive

Realizarea traductoarelor rezistive de temperatură se bazează pe dependența de temperatură a rezistivității sensorului, realizat dintr-un metal (*termorezistențe*) sau nemetal - pulberi de oxizi metalici sau semiconductor (*termistoare*). Materialele utilizate pentru realizarea senzorilor de temperatură trebuie să aibă următoarele caracteristici:

- stabilitate și repetabilitate a proprietăților fizico-chimice pentru o utilizare îndelungată într-un domeniu de temperatură cât mai larg și interschimbabilitate;

- sensibilitate cât mai mare ($\Delta\rho/\Delta\theta$) într-un domeniu de temperatură cât mai larg, pentru a necesita scheme de măsurare cât mai simple;

- rezistivitate ridicată, pentru ca o valoare mare a rezistenței să se obțină cu un volum mic de material. Rezistența inițială mare este necesară pentru a micșora influența negativă a variației rezistenței conductoarelor de legătură dintre senzor și circuitul de măsurare a rezistenței asupra preciziei de măsurare). Dimesiunile reduse sunt impuse de necesitatea ca senzorul să poată fi utilizat în zone greu accesibile și să nu modifice, prin prezența sa, câmpul termic din zona în care se efectuează măsurarea.

Materialele metalice se caracterizează prin stabilitate, repetabilitate și domeniu extins de utilizare, iar cele nemetalice - prin sensibilitate mare și rezistivitate crescută. Termorezistențele se utilizează în măsurări industriale de precizie și într-un domeniu mare de temperatură iar termistoarele se utilizează pentru măsurarea unor temperaturilor mici dar cu variații rapide.

2.3.1. Termorezistențe

Termorezistențele uzuale sunt senzori de temperatură realizați dintr-un fir subțire ($\Phi=0,01\dots0,1\text{mm}$) înfășurat bifilar (neinductiv, cu extremitățile la același capăt), pe un suport izolant (sticlă, cuarț, mică, ceramică, în funcție de domeniul de măsurare), ca în fig.2.1. Aceste variante sunt destinate măsurării temperaturii în volume de fluid. Variantele cu film rezistiv, obținute prin metalizarea suportului izolant, permit și măsurarea temperaturii superficiale.

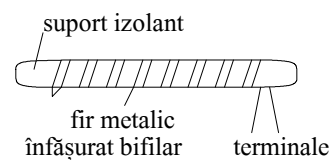


Fig.2.1. Termorezistența cu fir metalic

Pentru utilizarea în mediu industrial, termorezistența propriu-zisă se introduce într-o teacă de protecție prevăzută cu un sistem de prindere (cu flanșă) pe peretele incintei în care se măsoară temperatura, și o cutie de borne, ca în reprezentarea din fig.2.2.

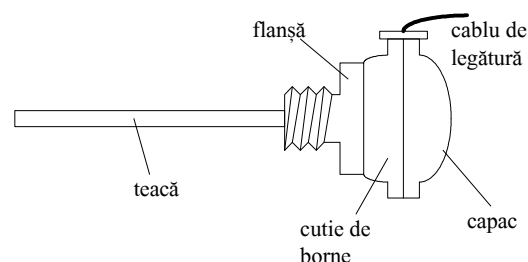


Fig.2.2. Traductor rezistiv industrial

Pentru ca măsurarea să fie corectă, adâncimea de imersie a tecii de protecție în mediul cărui se măsoară temperatura trebuie să fie de cel puțin 50 de ori mai mare decât diametrul ei, astfel încât în zona termorezistenței să nu existe gradient de temperatură.

Materialele metalice utilizate în mod curent pentru realizarea termorezistențelor sunt: cuprul (Cu), platina (Pt) și nichelul (Ni).

Cuprul permite măsurarea în intervalul $[-200, +260]^{\circ}\text{C}$ cu precizie medie, având sensibilitate mai mare decât platina ($\alpha_p|_{20}=4,3 \times 10^{-3} (^{\circ}\text{C})$) dar rezistivitatea foarte mică ($\rho|_{20}^{\circ}\text{C}=1,67 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$). Dependența $\rho(\theta)$ este liniară în toată gama de temperatură. Cuprul este ieftin dar ușor de impurificat de agenții externi.

Platina permite măsurări în intervalul $[-200, +850]^{\circ}\text{C}$ cu precizie maximă (materialul poate fi foarte pur și este greu oxidabil, deci dependența $\rho(\theta)$ se menține (cu erori minime) constantă în timp; sensibilitatea are valori medii: $(\alpha_p|_{20}^{\circ}\text{C}=3,85 \times 10^{-3} / ^{\circ}\text{C})$, dependența $\rho(\theta)$ fiind neliniară în toată gama de temperatură (descrisă matematic printr-un polinom de

gradul 5); rezistivitatea are valoare mare ($\rho|_{20^{\circ}\text{C}} = 1,06 \times 10^{-7} \Omega\text{m}$), dar materialul este foarte scump.

Nichelul permite măsurări în intervalul $[-80, +320]^{\circ}\text{C}$, cu precizie medie, dependența $\rho(\theta)$ fiind neliniară; are cea mai mare sensibilitate: $\alpha_{\rho|_{20^{\circ}\text{C}}} = 6,8 \times 10^{-3} (^{\circ}\text{C}^{-1})$ și rezistivitate medie: $\rho|_{20^{\circ}\text{C}} = 6,8 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$.

Formele constructive ale termorezistențelor celor mai utilizate sunt reprezentate în fig.2.3.



Fig.2.3. Termorezistente uzuale

Termorezistențele se realizează și în construcții speciale precum cele din fig.2.4.



Fig.2.4. Termorezistențe speciale

Principalele mărimi caracteristice ale unei termorezistențe:

1. Rezistența nominală, definită la 0°C sau la 20°C are valori standardizate:

- pentru Cu: 10Ω (la 20°C);
- pentru Pt: 25, 50, 100, 200Ω (la 0°C);
- pentru Ni: 50, 100, 120Ω (la 0°C).

2. Curentul maxim admisibil - limita curentului pe care circuitul de măsurare îl poate injecta în

termorezistență fără a-i modifica temperatura (prin efect termic); domeniul uzual 1...5mA.

3. Eroarea constructivă - abaterea maximă față de dependența $R(\theta)$ standardizată, exprimată procentual prin raportare la domeniul de măsurare, cu valori în intervalul: $[0,1;1]\%$.

Circuite de măsurare asociate termorezistențelor

Măsurarea temperaturii cu termorezistențe impune circuitului de măsurare două condiții:

- să ofere informații despre temperatura măsurată în grade Celsius (de obicei), printr-o măsurare relativă (a variației rezistenței termorezistenței față de valoarea la temperatura de referință 0°C);

- să permită eliminarea influenței rezistenței cablurilor de legătură de la circuitul de măsurat spre termorezistență (în general aceste distanțe pot fi de zeci sau sute de metri).

Soluțiile practice pentru îndeplinirea acestor condiții sunt:

- pentru măsurarea propriu-zisă:

- metoda de măsurare cu punte echilibrată de curent continuu sau ohmmetru, prin care se determină valoarea rezistenței traductorului, valoarea temperaturii găsindu-se prin calcul sau prin utilizarea tabelului prin care fabricantul pune la dispoziția utilizatorului dependența $R(\theta)$. Calculul poate fi efectuat de experimentator sau automat (dacă aparatul de măsurat este prevăzut cu bloc de calcul);

- metoda de măsurare cu punte de c.c. în regim dezechilibrat sau cu punte automată de c.c. cu echilibrare;

În figura 2.5 este reprezentată o configurație rațiometrică utilizând puntea de curent continuu. Tensiunea de alimentare a punții este aceeași cu tensiunea de referință a convertorului A/D. Variațiile relative ale tensiunii de alimentare a punții sunt compensate de variații egale în procesul de conversie, deoarece cuvântul de la ieșirea ADC (DOUT) este imaginea numerică a raportului dintre mărimea de intrare a convertorului, AIN și referința convertorului V_{REF} . Tensiunea de intrare a convertorului A/D și referința sa provin din aceeași sursă, deci variațiile sursei nu produc erori de măsurare.

Prin urmare, în configurațiile rațiometrice, dacă mărimea de măsurat (de intrare în traductor) se menține constantă, cuvântul de ieșire al ADC este imun la variațiile tensiunii de alimentare a punții și

pentru a obține măsurări precise nu este strict necesară o tensiune de referință foarte stabilă.

Principiul rațiometric reprezintă un instrument puternic pentru obținerea preciziei și stabilității în sistemele de măsurare independent de stabilitatea surselor de referință sau de alimentare.

Conversia însăși nu este afectată în mod semnificativ de variațiile tensiunii de alimentare a ADC deoarece rejecția acesteia la nivelul ADC este puternică (80...100 dB).

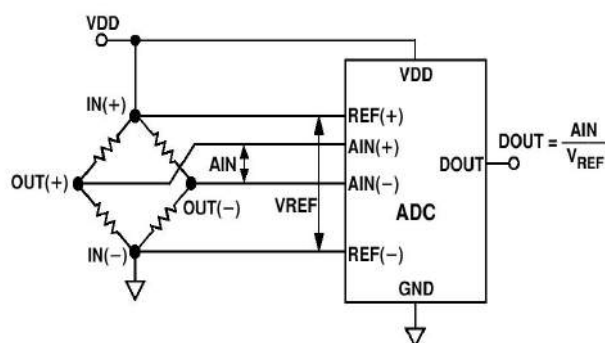


Fig.2.5. Schema rațiometrică în punte

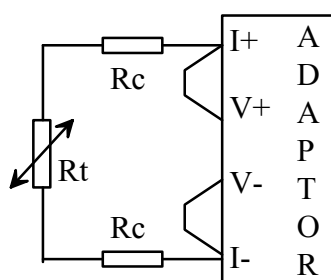


Fig.2.6. Schema de conectare cu două fire a traductoarelor rezistive

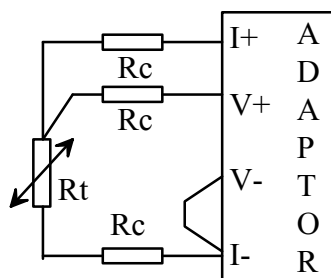


Fig.2.7. Schema de conectare cu două fire a traductoarelor rezistive la puntea de măsurare

Schema cu 3 fire este utilizată și în asociere cu cele mai moderne circuite electronice de condiționare a semnalelor (fig.2.8)

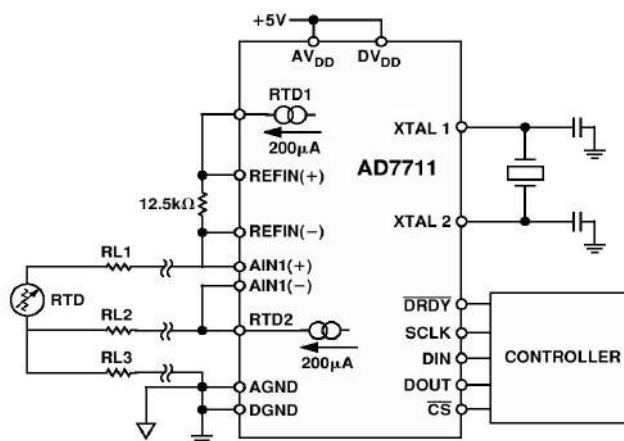


Fig.2.8. Conectarea termorezistenței la AD7711

Metoda cea mai precisă de măsurare presupune conectarea traductorului termorezistiv la un adaptor care realizează conversia rezistență - tensiune prinjecția de curent în termorezistență. Varianta optimă de conectare în acest caz este conexiunea cu 4 fire: două pentru injecția curentului în termorezistență și două de prelevare a căderii de tensiune de la bornele termorezistenței - mărimea de ieșire a traductorului (fig.2.9).

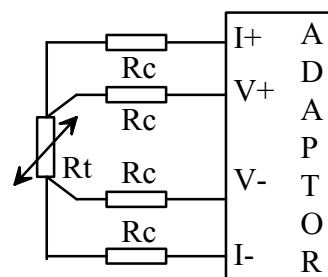


Fig.2.9. Schema "cu 4 fire" și circuit de măsurare de tip sursă de curent asociată cu mA și mV

Observație: Cu excepția termorezistenței din cupru, cu dependență $R(\theta)$ liniară, termorezistențele necesită compensarea neliniarității. Metodele utilizate curent pentru compensarea neliniarității sunt:

- utilizarea unui indicator analogic cu scara gradată neliniară (cea mai simplă soluție);
- utilizarea, în cazul punților automate, a unui element de echilibrare (potențiomtru) neliniară;
- utilizarea unui circuit electronic cu caracteristică de transfer neliniară (cu elemente de tip log-antilog sau cu transformator funcțional cu caracteristică poligonală compusă din caracteristici liniare offset-ate);

- utilizarea unui microcontroler pentru controlul tuturor funcțiilor aparatului de măsurat (măsurare, prelucrarea valorii măsurate și afișarea valorii măsurate a temperaturii).

2.3.2. Termistoare

Termistoarele sunt senzorii de temperatură cu cea mai ridicată sensibilitate. Pentru instrumentele analogice se utilizează termistoare cu coeficient negativ de temperatură (NTC), existând și variante cu coeficient de variație pozitiv - PTC (rar utilizate la măsurarea temperaturii).

Termistoarele de tip NTC (Negative Temperature Coefficient) au elementul sensibil realizat prin sinterizare din pulberi de oxizi metalici de Mn, Fe, Ni, Cu, Zn, Co. Dependența $R(\theta)$ pentru termistoarele NTC corespunde relației:

$$R_T = R_\infty e^{\frac{B}{T}} \quad (2.1)$$

în care: T - temperatura absolută în K;

B - constantă de material;

$$R_\infty = R|_{T \rightarrow \infty}.$$

a cărei formă echivalentă utilizată practic este:

$$R_T = R_{T1} e^{B(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})} \quad (2.2)$$

unde T_0 este temperatura de referință.

Coeficientul relativ de variație a rezistenței cu

$$\text{temperatura: } \alpha_R = \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} \quad (2.3)$$

are expresia uzuală este:

$$\alpha_R = -\frac{B}{T^2} \quad (2.3')$$

Ținând seama de (2.3') relația (2.2) devine:

$$R_T = R_{T_0} e^{\alpha_{R1} \frac{T_0}{T} (T - T_0)} \quad (2.4)$$

relație utilizată curent, având în vedere faptul că în datele tehnice ale unui termistor sunt cuprinse uzual α_R (în limitele: -3...-5,5 [%/K]) și $R(20^\circ\text{C})$ în limitele (k Ω ...M Ω). Domeniul de temperatură în care se utilizează termistoarele este [-50...200] $^\circ\text{C}$.

Observație: Comparând $|\alpha_R|$ pentru termistoare și pentru termorezistențe rezultă că sensibilitatea termistoarelor este de cel puțin zece ori mai mare.

Termistoarele au formă de perlă (cu terminale axiale sau de o singură parte), baghetă sau pastilă. (fig.2.10).

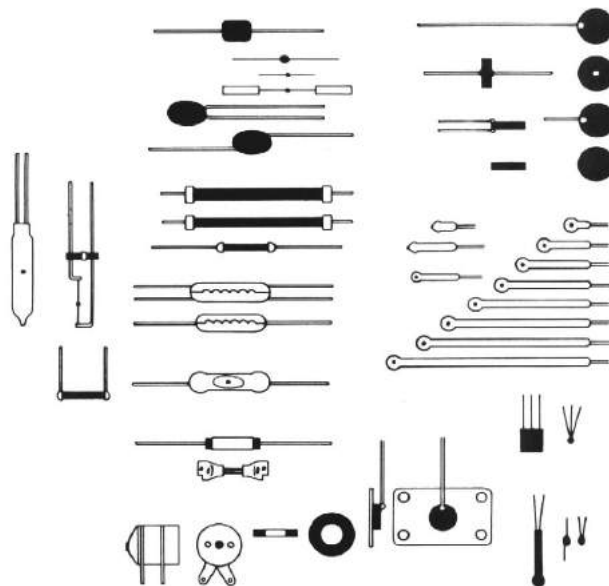


Fig.2.10. Tipuri de termistoare

Circuite de măsurare asociate termistoarelor

Majoritatea circuitelor de măsurare utilizate pentru termistoare sunt circuite dedicate, impuse în primul rând de caracteristica puternic neliniară și coeficientul negativ de variație cu temperatura ale acestora.

Puntea simplă de curent continuu se utilizează în asociere cu caracteristica statică a termistorului dată sub formă tabelară. Termistorul introdus în mediul cu temperatura de măsurat este conectat pe una din laturile punții. Puntea se echilibrează (manual sau automat) iar valoarea rezistenței termistorului se calculează pe baza valorilor celorlalte rezistoare ale punții. Pentru o anumită valoare a rezistenței termistorului se determină temperatura utilizând tabelul dependenței intrare-ieșire (manual sau automat).

Conversia rezistență - frecvență este o soluție adecvată sistemelor numerice de măsurare cu microcontroler. Circuitul numeric măsoară frecvența sau perioada și asociază valoarea corespunzătoare a temperaturii pe baza unui tabel de corespondență.

Metoda voltampermetrică impune folosirea unor circuite de liniarizare (care includ multiplicatoare,

circuite log-antilog) sau compensarea neliniarității prin conectarea termistorului respectiv în rețele de rezistențe de tip serie-paralel, care combină termistoare și rezistențe cu coeficient termic redus.

O altă posibilitate de liniarizare pe porțiuni a caracteristicii termistoarelor este utilizarea *transformatoarelor funcționale* (cu mai multe etaje de amplificare), care realizează liniarizarea pe porțiuni a caracteristicii statice a termistoarelor.

2.3.3. Termometre pentru scara Celsius

Senzorii de temperatură de tip rezistiv au rezistență nenulă la 0°C . Pentru realizarea unui termometru cu indicația în $^{\circ}\text{C}$, este necesară decalarea caracteristicii globale astfel încât la 0°C tensiunea la ieșirea adaptorului să fie 0mV.

Tehnica de decalare presupune utilizarea unei referințe cu tensiunea de ieșire egală cu cea a adaptorului senzorial rezistiv corespunzătoare temperaturii 0°C și a unui amplificator diferențial la intrările căruia se aduc semnalele de la referința de tensiune și de la adaptor.

Câștigul amplificatorului diferențial se reglează astfel încât tensiunea sa de ieșire să fie numeric egală cu temperatura măsurată în grade Celsius.

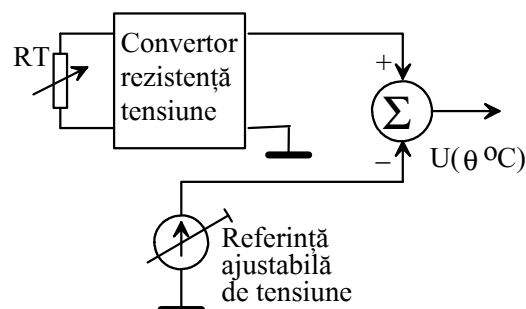


Fig.2.11. Traductoare pentru scara Celsius

2.4. Traductoare termoelectrice (termocuple)

Termocuplul (TC) este un senzor generator alcătuit din două conductoare din metale diferite (termoelectrozi) care formează o joncțiune termoelectrică.



Fig.2.12. Termocuplul

Joncțiunea termoelectrică reprezintă zona de contact nemijlocit între două conductoare metalice.

Componentele unui termocuplu sunt:

- termoelectrozii (cele două conductoare);
- joncțiunea de măsurare;
- joncțiunile de referință (de la capetele libere ale termoelectrozilor).

Circuitul termoelectric este o succesiune de conductoare metalice având cel puțin două joncțiuni termoelectrice. Circuitul termoelectric cu două joncțiuni se numește circuit termoelectric elementar. De la joncțiunile de referință, aflate de regulă într-o cutie de borne, circuitul electric se continuă cu fire de cupru.

2.4.1. Efecte termoelectrice fundamentale

Efectul Seebeck evidențiat în 1822 de Thomas J. Seebeck constă în apariția a unei tensiuni termoelectromotoare (t.t.e.m.) și/sau a unui curent corespunzător într-un circuit format din două metale diferite ale căror joncțiuni se află la temperaturi diferite (fig.2.13). Fenomenul fizic care corespunde acestui efect este conversia energiei termice în energie electrică.

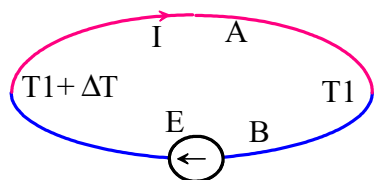


Fig.2.13. Efectul Seebeck

În practică, t.t.e.m. are două componente: prima datorată efectului Peltier din joncțiuni, cealaltă - efectului Thomson din conductoarele supuse gradientului de temperatură.

Dacă circuitul este deschis, apare o tensiune termoelectromotoare, iar dacă circuitul este închis - un curent.

Relația dintre t.t.e.m. și diferența de temperatură dintre două joncțiuni definește coeficientul Seebeck:

$$S_{AB} = \frac{dE_{AB}}{dT} = S_A - S_B \quad (2.5)$$

S_A și S_B sunt puterile termoelectrice ale celor două metale care formează joncțiunea termoelectrică.

S_{AB} este proporțional cu temperatura.

Curentul generat în circuit depinde de rezistența circuitului, dar t.t.e.m. nu depinde nici de rezistența sau grosimea conductoarelor, nici de distribuția gradientului de temperatură în lungul conductoarelor care alcătuiesc circuitul termoelectric, ci numai de diferența de temperatură de la extremitățile conductoarelor care formează joncțiunea termoelectrică.

Ulterior s-a demonstrat că efectul Seebeck este în fapt superpoziția a alte două efecte distincte: efectul Peltier și efectul Thomson.

Efectul Peltier descoperit de Jean C. A. Peltier în 1834 constă în încălzirea sau răcirea unei joncțiuni termoelectrice străbătute de curent (fig.2.14). Efectul este unul slab și depinde de sensul curentului prin joncțiune: dacă sensul curentului se schimbă, atunci și sensul fluxului termic se schimbă. O joncțiune care generează căldură fiind străbătută de un curent de un anumit sens, va absorbi căldură dacă va fi străbătută de curent în sens invers.

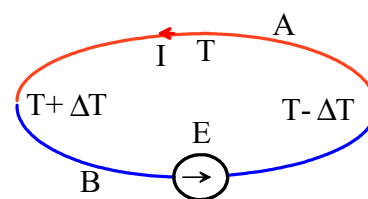


Fig.2.14. Efectul Peltier

La un termocuplu străbătut de curent, una din joncțiuni se încălzește iar cealaltă se răcește cu aceeași variație de temperatură.

Efectul este reversibil și independent de tipul contactului (sudură, prindere, răsucire, etc.) forma și dimensiunile conductoarelor. Influențează numai compoziția chimică și temperatura joncțiunii.

Dependența este liniară și definește coeficientul Peltier p_{AB} (căldura eliberată într-o joncțiune termoelectrică pe unitatea de curent care o străbate).

$$p_{AB} = T (S_A - S_B) = -p_{BA} \quad (2.6)$$

Sub efectul unei diferențe de temperatură, tensiunea Peltier $E_P(\theta)$ este proporțională cu temperatura fiecărei joncțiuni.

De remarcat: cantitatea de căldură transformată pe unitatea de suprafață a joncțiunii depinde de valoarea curentului și nu de pătratul curentului, ceea ce distinge efectul Peltier de efectul Joule.

Efectul Peltier fundamentează funcționarea pompelor electrice de căldură și constă în modificarea temperaturii unei joncțiuni termoelectrice în funcție de intensitatea și sensul curentului care străbate joncțiunea, independent de efectul Joule. Efectul este reversibil și constituie una din componentele tensiunii termoelectrice totale de la bornele unui circuit termoelectric.

Efectul Peltier nu depinde de cauza curentului ce străbate joncțiunea termoelectrică, manifestându-se inclusiv la curentul termoelectric, ceea ce are drept rezultat o eroare suplimentară în funcționarea termocuplelor.

Efectul Thomson (descoperit în 1854 de William Thomson - Lord Kelvin of Scotland) constă în absorbția sau eliberarea de căldură într-un conductor omogen cu temperatură neomogenă străbătut de un curent electric (fig. 2.15).

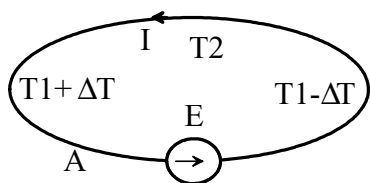


Fig.2.15. Efectul Thomson

Ca și în cazul efectului Peltier, efectul Thomson depinde de valoarea medie a curentului și nu de pătratul acesteia, ceea ce-l deosebește de efectul Joule conferindu-i reversibilitate: căldura este cedată când curentul circulă de la joncțiunea caldă către cea rece și este absorbită când curentul circulă dinspre joncțiunea rece către cea caldă (când curentul și fluxul termic au sensuri diferite căldura este absorbită, iar când

curentul și fluxul termic au același sens, căldura este cedată).

Fluxul termic pe unitatea de volum q a unui conductor de rezistivitate ρ având gradientul de temperatură dT/dx pe direcția curentului de densitate j are valoarea:

$$q = j^2 \rho - j \sigma (dT/dx)$$

unde σ reprezintă coeficientul Thomson

Primul termen al membrului drept al ecuației de mai sus descrie efectul Joule (ireversibil).

Al doilea termen descrie efectul Thomson (reversibil) - apariția unei t.t.e.m. într-un conductor ale cărui capete se află la temperaturi diferite.

Tensiunea Thomson E_T depinde de pătratul gradientului de temperatură în lungul conductorului, $(T_2 - T_1)/\Delta l$ (ceea ce justifică neliniaritatea caracteristicilor TC) și de coeficientul Thomson al conductorului (σ_m).

E_T apare la nivelul fiecăruia din conductoarele termocuplului și este componenta preponderentă în efectul termoelectric.

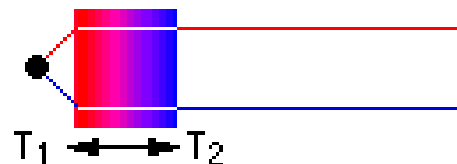


Fig.2.16. Componenta Thomson a efectului Seebeck

Când curenții care parcurg joncțiunile termoelectrice pot fi considerați mici (ordinul $\times 1 \mu A$ sau cel mult $\times 1 mA$) efectul Joule poate fi neglijat și t.t.e.m. totală E_θ dintr-un circuit termoelectric rezultă prin suprapunerea efectelor reversibile:

$$E_\theta = E_P(\theta) + E_T(A) + E_T(B) \quad (2.7)$$

$E_T(A)$, $E_T(B)$ sunt tensiuni Thomson de-a lungul fiecăruia din conductoarele termocuplului. Fiecare t.t.e.m. are un sens propriu (E_S are sensul dependent de natura conductoarelor iar E_T au sensuri dependente de diferențele de temperatură între capetele conductoarelor).

2.4.2. Legile efectului termoelectric

– Legea omogenității materialului

"Într-un circuit termoelectric realizat din conductoare din același material nu apare curent electric". Legea este o consecință directă a faptului că efectul Peltier nu apare decât la nivelul unei joncțiuni termoelectrice realizate cu conductoare din materiale diferite.

$$E_P(\theta_1) = E_P(\theta_2) = 0 \quad (2.8)$$

Efectul Thomson este același în conductoarele identice a,b, tensiunile Thomson anulându-se reciproc:

$$E_T(a) = -E_T(b), \text{ deci } E_{AB}(\theta_1, \theta_2) = 0 \quad (2.9)$$

– Legea materialului intermediar

"Într-un circuit termoelectric realizat din conductoare din materiale diferite, suma t.t.e.m. este nulă dacă toate joncțiunile termoelectrice ale circuitului sunt la aceeași temperatură".

Consecința 1: Într-un circuit termoelectric, un conductor cu extremitățile la aceeași temperatură nu influențează t.t.e.m. totală a circuitului (conductorul se comportă ca un scurtcircuit termoelectric).

Importanță practică: într-un circuit termoelectric se poate conecta un mijloc de măsurare a t.t.e.m. (milivoltmetru de c.c., ca în fig.2.17).

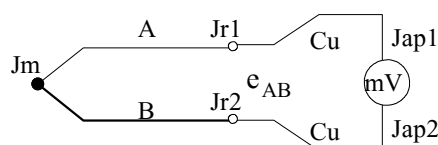


Fig.2.17. Conectarea TC la un milivoltmetru

Conductoarele de legătură spre milivoltmetru sunt, de obicei, din cupru. Dacă în interiorul instrumentului conexiunile și bobina DME sunt realizate tot din cupru, nu mai apare nici o condiție privind temperatura joncțiunilor (conexiunilor) din interiorul mV, condiția de egalitate referindu-se doar la temperatura joncțiunilor de referință J_{r1} , J_{r2} ale TC. Conform legii omogenității materialului, în J_{AP1} și

J_{AP2} nu apar t.t.e.m., ca urmare t.t.e.m. totală din circuit este chiar $e_{AB}(\theta_1, \theta_2)$.

Consecința 2: O joncțiune termoelectrică poate fi realizată și prin folosirea unui material de adaos (dacă prezența acestuia nu impurifică metalele conductoarelor ce formează joncțiunea termoelectrică și dacă joncțiunea realizată este de mici dimensiuni, cât să nu apară gradient de temperatură în lungul ei).

Legea materialului intermediar permite definirea potențialelor termoelectrice ale tuturor materialelor în raport cu un material de referință (Pt) și determinarea prin calcul a t.t.e.m. pentru orice cuplu termoelectric. Pentru 3 materiale A,B,C, cunoscând $e_{AC}(\theta_1, \theta_2)$ și $e_{BC}(\theta_1, \theta_2)$ se poate calcula:

$$e_{AB}(\theta_1, \theta_2) = e_{AC}(\theta_1, \theta_2) - e_{BC}(\theta_1, \theta_2) \quad (2.10)$$

În tabelul 2.1 se găsesc valorile t.t.e.m. referite la Pt, pentru diferite metale, corespunzând unei diferențe de temperatură de 100°C . Din tabel se pot deduce perechile termoelectrice optime (cu t.t.e.m. de valoare maximă).

Tabelul 2.1

Metalul	t.t.e.m. pt $\theta_1 - \theta_2 = 100^\circ\text{C}$ mV
Constantan	-3,47
Nichel	-1,94
Paladiu	-0,28
Platină	0
Pt 90 % + Rhodiu 10 %	+0,65
Cupru	+0,67
Argint	+0,79
Aur	+0,80
Magnanină	+0,82
Wolfram	+0,90
Fier	+1,89
Crom - Nickel	+2,20

– **Legea temperaturilor intermediare:** Tensiunea termoelectromotoare dintr-un circuit termoelectric cu joncțiunile la temperaturile (θ_1, θ_2) este sumă algebrică a t.t.e.m. ale aceluiași circuit termoelectric atunci când joncțiunile sale se află respectiv la temperaturile (θ_1, θ_2) și (θ_2, θ_3) :

$$e_{AB}(\theta_1, \theta_2) = e_{AB}(\theta_1, \theta_3) + e_{AB}(\theta_3, \theta_2) \quad (2.11)$$

θ_3 fiind o temperatură din intervalul $[\theta_1, \theta_2]$.

Prin convenție: $e_{AB}(\theta_1, \theta_2) > 0$ dacă $\theta_1 > \theta_2$ și

$$e_{AB}(\theta_1, \theta_2) < 0 \text{ dacă } \theta_1 < \theta_2 \quad (2.12)$$

Legea temperaturilor intermediare permite tabelarea dependențelor $e_{AB}(\theta_1, \theta_2)$ ale TC pentru temperatura 0°C a joncțiunilor de referință J_{r1} , J_{r2} (fig.2.17) și determinarea t.t.e.m. pentru orice altă valoare de referință, utilizând relația:

$$e_{AB}(\theta_1, \theta_2) = e_{AB}(\theta_1, 0^\circ\text{C}) + e_{AB}(0^\circ\text{C}, \theta_2) \quad (2.13)$$

în care: $e_{AB}(\theta_1, 0^\circ\text{C})$ și $e_{AB}(0^\circ\text{C}, \theta_2) = -e_{AB}(\theta_2, 0^\circ\text{C})$ se determină din caracteristicile TC sub formă tabelară.

Relația (2.10) se folosește pentru compensarea temperaturii joncțiunilor de referință θ_{ref} măsurând $e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref})$ cu termocuplul principal și $e_{AB}(\theta_{ref}, \theta_0)$ cu un termocuplu auxiliar; determinarea presupune:

- calculul $e_{AB}(\theta_X, 0^\circ\text{C})$ pe baza relației (2.6), tabelului $e_{AB}(\theta_1, 0^\circ\text{C})$ și valorii măsurate $e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref})$:

$$e_{AB}(\theta_X, 0^\circ\text{C}) = e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref}) + e_{AB}(\theta_{ref}, 0^\circ\text{C}) \quad (2.14)$$

(valoare măsurată) (valoare din tabel)

- determinarea θ_X din tabelul $e_{AB}(\theta_X, 0^\circ\text{C})$.

2.4.3. Structura termocuplurilor

Tensiunea termoelectromotoare (t.t.e.m.) a TC depinde de natura și structura cristalină a metalelor, de puritatea și omogenitatea acestora. În cazul aliajelor, raportul masic al componentelor este determinant. Influența purității componentelor TC asupra preciziei funcției de transfer justifică utilizarea variantelor cu fire groase pentru măsurările la temperaturi înalte, unde impurificarea superficială și difuzia în material sunt accentuate de agitația termică.

Materialele care constituie perechea termoelectrică se aleg astfel încât termocuplul rezultat să îndeplinească următoarele condiții esențiale:

- proprietăți termoelectrice stabile în timp;
- imunitate la influențele mediului;
- repetabilitate tehnologică;
- sensibilitatea cât mai ridicată;

- domeniul de temperatură cât mai extins;
- liniaritate maxim posibilă a funcției de transfer;
- rezistența electrică internă măsurată la borne să fie cât mai mică și să aibă o variație cât mai redusă cu temperatura.

Principalele perechi utilizate pentru termocupluri industriale sau de laborator sunt:

a) **Pt10%Rh90% - Pt, (tip S)**, este cel mai răspândit termocuplu din materiale nobile, folosit în regim permanent în domeniul $-50...1060^\circ\text{C}$ (practic doar peste 600°C) și în regim de scurtă durată până la 1600°C , cu performanțe deosebite privind îndeplinirea condițiilor obligatorii enunțate mai sus. Electrocul *pozitiv* este cel din aliaj iar electrocul *negativ* - cel din metal pur. Acesta este considerat termocuplul standard. Rezistența sa electrică este mare și variabilă cu temperatura, iar dependența t.t.e.m. de temperatură este puternic neliniară. Sensibilitatea medie este de $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Polinoamele de aproximare a caracteristicii statice de referință a termocuplului S sunt definite pe intervale de temperatură astfel:

a) pentru $\theta \in (-50...630,74)$:

$$e_{TC} = 5,399578 \theta + 0,01251977 \theta^2 - 2,244822 \times 10^{-15} \theta^3 + 2,845216 \times 10^{-8} \theta^4 - 2,244058 \times 10^{-11} \theta^5 + 8,505417 \times 10^{-15} \theta^6$$

b) $\theta \in (630,74...1064,43)$:

$$e_{TC} (\mu\text{V}) = -298,245 + 8,237553 \theta + 1,645391 \times 10^{-3} \theta^2$$

c) $\theta \in (1064,43...1665)$:

$$e_{TC} (\mu\text{V}) = 13943,439 + 3639,869[(\theta-1365)/300] - 5,028[(\theta-1365)/300]^2 - 42,451[(\theta-1365)/300]^3$$

d) $\theta \in (1665...1767,6)$:

$$e_{TC} (\mu\text{V}) = 18113,083 + 567,954[(\theta-1715)/50] - 12,112[(\theta-1715)/50]^2 - 2,812[(\theta-1715)/50]^3$$

b) **NiCr - NiAl, (tip K)**, numit și **cromel-alumel** - cel mai utilizat termocuplu din materiale nenobile pentru gama temperaturilor mari: $300...1100^\circ\text{C}$ în regim permanent (pentru scurtă durată poate fi utilizat până la 1300°C), cu funcție de transfer cvasiliniară.

Dacă termocuplul nu este stabilizat termic, la temperaturi de peste 500°C caracteristica de transfer este afectată de histerezis. Sensibilitatea medie are valoarea de $35 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

c) **fier - constantan**, codificat "J", este termocuplul cel mai utilizat la temperaturi în gama 100-800°C, ieftin, cu sensibilitate relativ mare: 50 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

d) **cupru - constantan**, codificat "T", este indicat pentru măsurarea temperaturilor mici (-250...+400)°C, având o sensibilitate ridicată: 60 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Tabelul T2. Principalele tipuri de termocupluri

Cod ANSI	Combinăția de aliaje	Domeniu de temperatură $^\circ\text{C}$	Tensiune de ieșire mV
B	Platină-Rhodium	0...1700	0...12,426
E	Cromel-Constantan	-200...900	-8,824...68,783
J	Fier-Constantan	0...1750	0...42,283
K	Cromel-Alumel	-200...1250	-5,973...50,633
N	Nicrosil-Nisil	-270...1300	-4,345...47,502
R	PlatinăRhodium - Platină	0...1450	0...16,741
S	PlatinăRhodium - Platină	0...1450	0...14,973
T	Cupru-Constantan	-200...350	-5,602...17,816

Joncțiunea de măsurare este realizată prin sudură electrică (pentru cele din metale rare), sau cu flacără oxiacetilenică (pentru materiale nenobile).

Diametrul termoelectrozilor este 0,1...0,5mm pentru cazul metalelor rare, 0,2...4mm pentru cele uzuale. Izolația între conductoare poate fi:

- clasică (rondele ceramice) (fig.2.18);
- modernă (izolație minerală sau pulbere de oxizi metalici (MgO sau Al_2O_3)), cu codificare MI (**m**ineral **i**nsulated) fiind cele mai răspândite datorită dimensiunilor mici și răspunsului rapid.

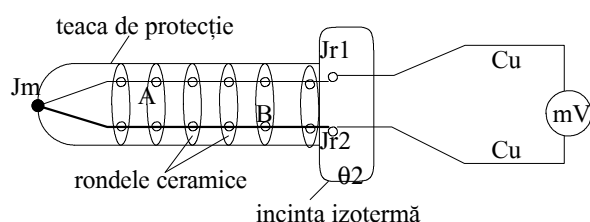


Fig.2.18. Structura termocuplelor

Termoelectrozii și izolația lor sunt introduse în teci de protecție, de diverse forme și dimensiuni, realizate din metal (pentru temperaturi de lucru până la 1100°C), sau din ceramică sau materiale metaloceramice - pentru temperaturi mai mari (fig.2.19).

Pe lângă teaca de protecție, termocuplul fizic mai conține cutia de borne și sistemul de fixare în mediul

în care se măsoară temperatura. Pentru un timp mic de răspuns, joncțiunea de măsură este sudată de teacă (sau, dacă este posibil, exterioară tecii).

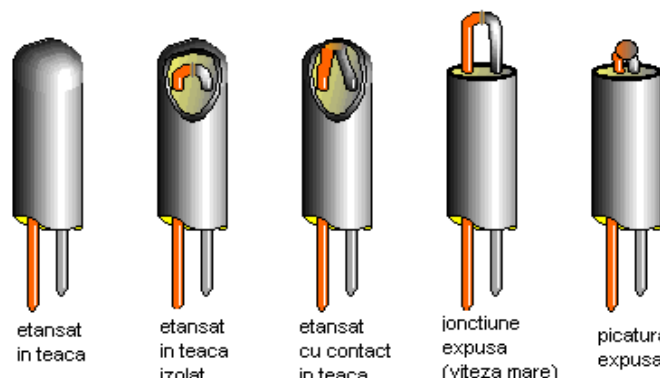


Fig.2.19. Teci de protecție pentru termocupluri

2.4.4. Circuite de măsurare pentru termocupluri

1. Circuitul de măsurare fără compensare (fig.2.20) impune plasarea joncțiunilor de referință ale TC într-o incintă izotermă (IZ), pentru ca acestea să aibă aceeași temperatură.. În circuitul de măsură principal din fig.2.18, "mV" definește un mijloc de măsurare analogic sau numeric pentru tensiuni mici. Dacă "mV" are rezistența internă mult superioară rezistenței la borne a termocuplului, atunci el măsoară

$$t.t.e.m.: e_{mV} = e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref})$$

Măsurarea temperaturii θ_X se face prin determinarea t.t.e.m. $e_{AB}(\theta_X, 0^\circ\text{C})$ dispunând de $e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref})$ livrată de termocuplu, după legea temperaturilor intermediare, pe baza relației:

$$e_{AB}(\theta_X, 0^\circ\text{C}) = e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref}) + e_{AB}(\theta_{ref}, 0^\circ\text{C}) \quad (2.15)$$

Relația se poate utiliza pentru măsurarea temperaturii în 2 variante:

- prin calcul, măsurând $e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref})$ cu mV și convertind în tensiune valoarea θ_{ref} printr-una din metodele de mai jos:

- se măsoară θ_{ref} printr-un alt mijloc și se efectuează (de către experimentator sau cu un sistem numeric) calculele din relația (2.15);

- se menține θ_{ref} constantă, de obicei la valoarea $\theta_{ref}=0^\circ\text{C}$, astfel încât să se măsoare chiar $e_{AB}(\theta_X, 0^\circ\text{C})$, θ_X rezultând din tabel; menținerea θ_{ref} la o valoare constantă prestabilită se realizează

termostatănd incinta care conține joncțiunile de referință.

- *prin corecție automată*, fără a menține constantă θ_{ref} asigurând ca t.e.m. măsurată cu instrumentul "mV" să fie chiar $e_{AB}(\theta_X, 0^\circ C)$, (instrumentul se etalonează direct în $0^\circ C$).

Circuitele de măsurare cu compensare presupun măsurarea temperaturii joncțiunilor de referință ale termocuplului și corecția tensiunii sale de ieșire cu o tensiune corespunzătoare (fig.2.20).

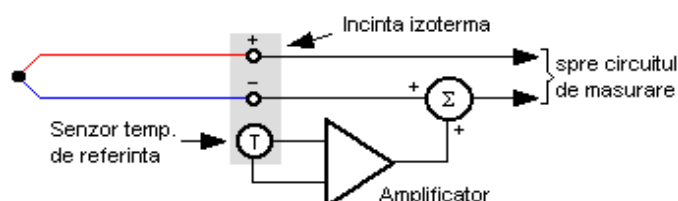


Fig.2.20. Principiul compensării termocuplurilor

Senzorul utilizat pentru măsurarea temperaturii joncțiunilor de referință poate fi un alt termocuplul sau un senzor rezistiv (termorezistență sau termistor) cuplate cu un adaptor corespunzător.

2. *Circuitul de măsurare tradițional cu termocupluri identice* (fig.2.21) presupune înserierea TC principal cu un TC auxiliar, joncțiunile de referință ale celor două TC aflându-se în aceeași incintă izotermă cu temperatura θ_Z . Joncțiunea de măsurare a TC auxiliar se plasează într-o baie cu gheață la $0,01^\circ C$.

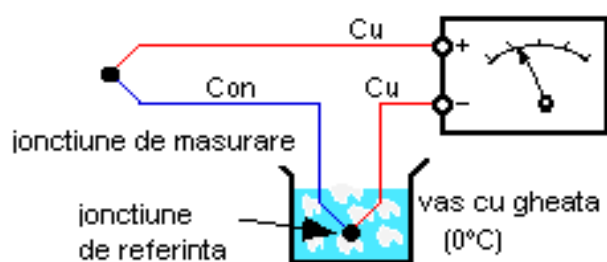


Fig.2.21. Circuitul de măsurare tradițional

Milivoltmetrul va indica:

$$U_{mV} = e_{TC1}(\theta_X, \theta_Z) + e_{TC2}(\theta_Z, 0^\circ C) = e_{TC1}(\theta_X, 0^\circ C) \quad (2.17)$$

În prezent baia cu gheață este considerată nepractică, fiind utilizate compensatoare electronice (fig.2.22) care presupun măsurarea temperaturii în incinta izotermă cu senzori de temperatură rezistivi.

Tensiunea de ieșire a termocuplului este astfel corectată cu componenta datorată temperaturii joncțiunilor de referință iar rezultatul va fi afișat în $0^\circ C$.

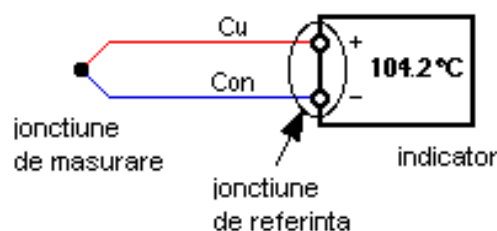


Fig.2.22. Compensarea electronică

3. *Circuitul de măsurare cu punte de compensare* este reprezentat în fig.2.23, în care completul (R_T, R_1, R_2, R_3, SC) reprezintă puntea de compensare propriu-zisă, conținând termorezistența R_T în aceeași incintă IZ (θ_Z) cu joncțiunile de referință ale termocuplului. Tensiunea electromotoare de la bornele mV este:

$$U_{mV} = e_{AB}(\theta_X, \theta_{ref}) + U_{PQ} \quad (2.15)$$

Conform (2.13), dacă:

$$U_{PQ}(\theta_Z) = U_{AB}(\theta_Z, 0), \text{ atunci:}$$

$$U_{mV} = e_{AB}(\theta_X, 0^\circ C) \quad (2.16)$$

Condiția pentru $U_{PQ}(\theta_Z)$ trebuie îndeplinită pentru orice valoare θ_Z și permite dimensionarea punții de compensare.

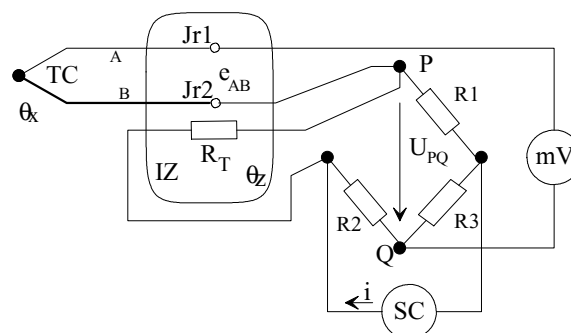


Fig.2.23. Circuitul cu punte de compensare

În cazul structurilor numerice de măsurare, compensarea se poate realiza și prin program (soft) utilizând o configurație ca în fig.2.24.

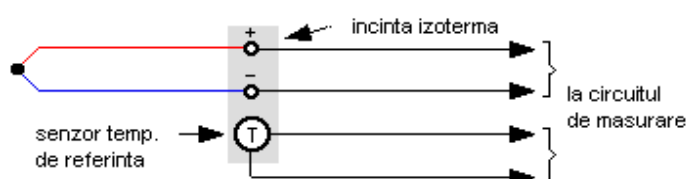


Fig.2.24. Principiul compensării soft

3. Circuit de măsurare a temperaturii diferențiale

Măsurarea diferenței de temperatură dintre două corpuri presupune utilizarea unor termocupluri identice înseriate, compensarea temperaturii joncțiunilor de referință nemaifiind necesară. Mărirea sensibilității se poate realiza prin înserierea mai multor perechi de termocupluri, alcătuind așa-numitele termopila (fig.2.25).

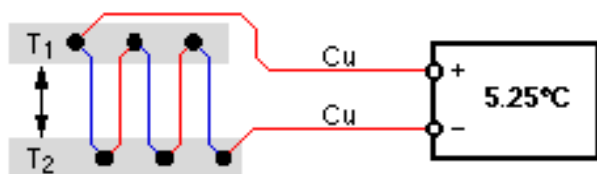


Fig.2.25. Măsurarea temperaturii diferențiale cu termopila

În practică termopilele pot avea sute de joncțiuni înseriate și sunt folosite în radiometrie, detectoarele de flux termic sau în senzorii de umiditate. Metalele care alcătuiesc termocuplurile pot fi sub formă de fire, de folii sau de depuneri metalice pe suport izolant.

Considerente practice

1. Același instrument (mV) se poate utiliza în asociere cu mai multe termocupluri (identice sau de același tip constructiv), compensate printr-una din metodele enunțate mai sus, conectarea (mV) la terminalele ansamblurilor de compensare fiind făcută prin intermediul unui multiplexor mecanic sau electronic.

2. Distanța de la punctul de măsurare până la (mV) este, de obicei, destul de mare, condiția ca joncțiunile de referință J_{ref1} , J_{ref2} să aibă aceeași temperatură fiind dificil de îndeplinit. În asemenea situații, legătura dintre termocuplu și circuitul de măsurare (bornele găsimându-se în incinta izotermă IZ) se face prin intermediul unui cablu de compensare (format din termoelectrozi de prelungire, aleși astfel încât să se comporte, din punct de vedere termoelectric) la fel ca un termocuplu (în domeniul $0...200^{\circ}\text{C}$).

Pentru termocuplele din materiale nenobile, cablul de compensare este realizat din aceleași materiale ca și termocuplul propriu-zis, iar pentru termocuplele din materiale nobile - din aliaje cu Ni (cazul termocuplului tip S).

3. Termocuplele NiCo-alumel, NiFe -Ni, care în gama $0...200^{\circ}\text{C}$ au t.t.e.m. neglijabilă nu necesită cablu de compensare (conectarea se face cu cablu de Cu), nici corecțiile impuse de relațiile (2.15).

4. Pentru protecție împotriva perturbațiilor electrice și electromagnetice firele de legătură și/sau cablurile de compensare dintre termocupluri și milivoltmetrele generice se torsadează și se ecranează.

5. Mijlocul de măsurare prezent în circuitele din fig.2.6...2.9 este un "milivoltmetru generic", toate relațiile scrise fiind valabile în ipoteza că rezistența sa internă este mult mai mare decât a circuitului exterior (R_V de ordinul $\text{k}\Omega...10\text{k}\Omega$ pentru circuitul cu punte de compensare și 100Ω pentru celelalte circuite. Milivoltmetrele care îndeplinesc aceste condiții sunt:

- milivoltmetru magnetoelectric, când indicația este dependentă și de variația rezistenței circuitului extern datorită rezistenței interne mici ($10...100\Omega$); etalonarea în $^{\circ}\text{C}$ a indicației mV impune precizarea valorii unei rezistențe de corecție prin care se aduce rezistența circuitului la bornele mV la o valoare prestabilită (pentru care s-a etalonat mV în $^{\circ}\text{C}$) de 5, 10 sau 20Ω . Scala mV (în $^{\circ}\text{C}$) este neliniară;
- milivoltmetrul electronic (analogic sau numeric), care asigură implicit rezistență de intrare mare și poate realiza corecția după θ_Z pentru afișarea temperaturii θ_X cu dipozitive liniare;

- compensator automat de c.c. (mijlocul de măsurare comun tuturor înregistratoarelor analogice automate prezente în punctele de măsurare și control din instalații automatizate (din domeniul chimic, energetic, etc.). Acesta poate realiza atât corecția θ_Z a incintei IZ cât și liniarizarea caracteristicii de transfer (operație obligatorie la orice înregistrator).

Avantajele termocuplurilor

- robustețe și fiabilitate mare;
- imunitate la șocuri mecanice și electrice;
- imunitate la vibrații;
- domeniu mare de temperaturi măsurate;
- simplitate constructivă;
- nu necesită sursă de alimentare;
- nu dezvoltă căldură proprie;
- pot avea orice dimensiuni.

Dezavantaje

- valoare mică a tensiunii de ieșire;
- neliniaritatea caracteristicii de transfer

- necesitatea compensării temperaturii joncțiunilor de referință;
- susceptibilitate la perturbații pe calea de semnal
- necesitatea amplificatoarelor cu zgomot redus;
- efectele buclelor de masă.

2.5. Traductoare de radiație

Având o structură relativ complicată, aceste traductoare se remarcă prin proprietăți deosebite:

- măsurare fără contact (influență energetică minimă asupra mărimii măsurate), inclusiv pentru obiecte mobile sau potențializate electric;
- senzorul nu solicită, de regulă, sursă exterioară de energie;
- fiabilitate și durată de viață deosebit de mari;
- măsurarea mărimilor neelectrice dificil de măsurat pe cale electrică (compoziția chimică a substanțelor, unele caracteristici geometrice).

În esență, un traductor de radiații conține o sursă de radiație (corpusculară (raze α, β, γ, X), electromagnetică, ultrasonică, luminoasă) un detector (senzor) de radiație și un circuit de amplificare și condiționare a semnalului.

Principalele tipuri de traductoare de radiație sunt:

- cu absorbție (atenuare), care utilizează radiații corpusculare și dependența atenuării de dimensiunile și natura materialului penetrat; sursa și detectorul de radiație sunt coliniare și distanțate, radiațiile străbătând corpul de studiat; utilizarea acestor variante vizează măsurarea mărimilor geometrice: deplasări, nivele, grosimi, etc., prin metode fără contact;

- detectoare de radiație propriu-zise, care au ca mărime de intrare chiar radiația corpului analizat (cazul măsurării temperaturii prin captarea radiației electromagnetice (totală, parțială, selectivă) a obiectului a cărui temperatură se măsoară, sau cazul măsurării compoziției aliajelor metalice prin intermediul spectrometrelor cu scintilație);

- cu obturare, care reprezintă, de fapt, variante discrete ale celor cu absorbție, utilizându-se, spre exemplu, la contorizarea unor obiecte sau la măsurarea vitezei de deplasare;

- cu reflexie, la care sursa și detectorul de radiație se găsesc într-un plan paralel cu obiectul studiat, estimând factorul de reflexie al acestuia, așa cum este cazul unor traductoare cu ultrasunete pentru măsurarea vitezei fluidelor, a grosimii acoperirilor, a abaterilor de la planeitate (concavități), etc..

2.5.1. Pirometrul de radiație

Pirometrele sunt termometre fără contact, care măsoară temperatura unui corp pe baza radiației lui termionice. Radiația termionică este de tip electromagnetic și acoperă domeniul lungimilor de undă 0,4...20 mm, adică banda corespunzătoare spectrului vizibil și infraroșu.

Un pirometru este compus din 4 părți principale (fig.2.26):

- concentrator optic al radiației receptate;
- detector de radiație (baterie de microtermocuple sau senzori metalici sau semiconductori pentru radiații termice);
- blocul de prelucrare a mărimii de ieșire;
- sistem de afișare a temperaturii măsurate.

Există 4 tipuri de pirometre:

- de radiație totală (cele mai răspândite);
- de radiație parțială;
- cu dispariția filamentului;
- de raport (sau cu două culori).

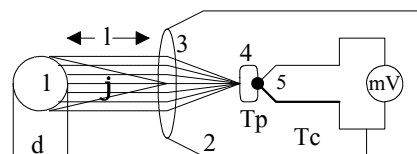


Fig.2.26. Structura pirometrelor de radiație

Pirometrele de radiație totală își fundamentează funcționarea pe legea Boltzmann, care descrie energia totală radiată de un corp absolut negru:

$$w = C_0 \left(\frac{T}{100} \right)^4 \quad (2.17)$$

C_0 reprezentând o constantă iar T - temperatura absolută.

Pentru corpuri care nu sunt absolut negre (gri), în relație intervine un multiplicator subunitar denumit coeficient de emisivitate (ϵ).

Fie ansamblul: pirometru cu temperatura T_H - corp cu temperatura de măsurat T_X , reprezentat în fig.2.26, în care:

- "1"- corp negru;
- "2"- corpul pirometrului;
- "3"- concentrator optic (lentilă sau oglindă);

"4"- detector de radiație (un corp negru cu dimensiuni reduse căruia i se atașează un senzor termoelectric (bateria de microtermocuple "5").

Dacă T_p este temperatura senzorului "4" produsă de radiația captată prin "3", fluxul de radiație absorbit de "4" va avea valoarea:

$$\Phi_{1 \rightarrow 4} = \sigma_0 \epsilon_p k_1 A_p (T_1^4 - T_p^4) \sin^2 \varphi \quad (2.18)$$

în care: $\sigma_0 = \frac{C_0}{10^8}$

ϵ_p - emisivitatea senzorului "4";

k_1 - coeficientul de absorbție al sist. optic "3";

A_p - aria senzorului "4";

C_0 - constanta Boltzmann din (2.17).

Din căldura primită, senzorul "4" radiază o parte spre carcasa cu temperatura T_c , altă parte cedând-o prin convecție; fluxul termic cedat prin radiație are valoarea:

$$\Phi_{4 \rightarrow c} = \sigma_0 \epsilon_0 A_p (T_p^4 - T_c^4) \quad (2.19)$$

iar fluxul cedat prin convecție are valoarea:

$$\Phi_{conv} = K_0 (T_p - T_c) \quad (2.20)$$

K_0 fiind constanta de transfer prin convecție.

La echilibru: $\Phi_{1 \rightarrow 4} = \Phi_{4 \rightarrow c} + \Phi_{conv}$

Deoarece t.t.e.m. e_T a termocuplului "5" este dependentă de diferența ($T_p - T_c$) (joncțiunea de referință a termocuplului fiind legată la carcasă) se obține:

$$e_T \approx K(T_1^b - T_p^b) \quad (2.21)$$

unde: $b=3,5...4,5$, iar K este o constantă constructivă a pirometrului.

Distanța "l" de la piometru la sursa de căldură nu are nici o semnificație atâta timp cât în unghiul de vizare φ (mărime caracteristică fiecărui tip de piometru) este cuprinsă o porțiune din sursă. Dacă în unghiul φ se vizează și alt corp, mai cald decât cel analizat, măsurarea va fi eronată.

Corelația dintre diametrul "D" al "țintei" și distanța "d" dintre piometru și țintă:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{D}{2d} \quad (2.22)$$

reprezintă un parametru constructiv prin care pot fi apreciate performanțele de vizare ale sistemului optic al pirometrului și *selectivitatea* acestuia.

2.6. Traductoare de temperatură cu senzori semiconductori

Pentru o joncțiune p-n în conducție directă, se cunoaște dependența între curentul direct I_d , tensiunea directă U_d , curentul invers de saturație I_s și potențialul termic: $V_T = \frac{kT}{q}$:

$$I_d = I_s e^{\frac{U_d}{V_T}} \quad (2.23)$$

curentul de saturație depinzând, după o lege complicată, și de temperatură.

O relație similară se poate scrie pentru curentul de colector I_C al unui tranzistor:

$$I_C(T) = I_s(T) e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \quad (2.24)$$

în care: I_s reprezintă curentul de saturație iar U_{BE} - tensiunea bază emitor.

Pentru o diodă uzuală cu siliciu, $\frac{\Delta U_d}{\Delta T}$ este o mărime aproape constantă în jurul valorii $-2\text{mV}/^\circ\text{K}$, eroarea de neliniaritate a dependenței $U_d(T)$ fiind de $\pm 1...2\%$ în gama $0...100^\circ\text{C}$.

Utilizarea diodelor semiconductoare ca senzori de temperatură presupune alimentarea acestora de la o sursă de curent constant și măsurarea căderii de tensiune la borne.

În cazul utilizării ca senzor a unui tranzistor, se folosește fie dependența $I_C(T)$ la $U_{BE}=\text{const.}$, fie dependența $U_{BE}(T)$ la $I_C=\text{const.}$

Traductoarele de temperatură cu senzori semiconductori realizate sub forma circuitelor integrate, conțin, pe același cip, pe lângă senzorii propriu-ziși, circuite de polarizare, amplificare, liniarizare și, uneori, conversie analog-numerică. Variantele comerciale ale acestor traductoare au mărimea de ieșire reprezentată de o tensiune (sau un

curent) Proportionale cu Temperatura Absolută $T(K)$, și se numesc *senzori PTAT*.

Semnalul util intern al acestor senzori este diferența tensiunilor bază-emitor ΔV_{BE} a două tranzistoare care funcționează la curenți de emitor aflați într-un raport constant.

În figura 2.27 este reprezentată varianta elementară a sursei de curent PTAT. Tranzistoarele T_2 și T_1 au ariile emitoarelor în raportul "r" (T_2 este un tranzistor biemitor) iar tranzistoarele T_3 și T_4 formează o oglindă de curent cu factorul de transfer "p" (T_4 este, de asemenea, un tranzistor biemitor).

Ecuația fundamentală a senzorilor PTAT are forma:

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln(pr) \quad (2.47)$$

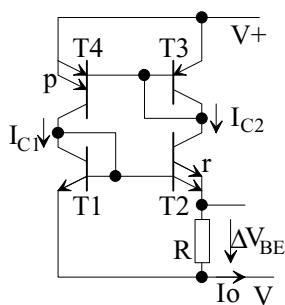


Fig.2.27. Structura senzorului elementar PTAT

Sursele de curent PTAT generează (prin amplificarea și conversia tensiune - curent a tensiunii ΔV_{BE}) un curent de ieșire calibrat, proporțional cu temperatura absolută și independent de variațiile tensiunii de alimentare.

Dezavantajul esențial al senzorilor PTAT și al tranzistoarelor individuale utilizate ca senzori de temperatură este nivelul ridicat al tensiunii continue relativ la semnalul util (ceea ce echivalează cu o tensiune de offset cu nivel mult mai ridicat decât semnalul).

Când domeniul util de temperatură este mic, este avantajos ca senzorul să aibă o caracteristică situată la distanță cât mai mică față de originea sistemului de axe (ideal, să treacă prin origine). Pentru aceasta trebuie ca în tot domeniul de măsurare să se elimine tensiunea de offset inițială. O soluție este utilizarea unui amplificator diferențial de c.c. și a unei referințe de tensiune a cărei caracteristică să fie identică celei a senzorului (fig. 2.28).

În situația în care senzorul PTAT (utilizat în regim de sursă de curent) și tranzistorul se află la aceeași temperatură, este valabilă relația:

$$V_o = I_{PTAT} R - V_{BE} = I_{PTAT} R - V_{BE0} + \lambda T \quad (2.25)$$

unde " λ " este coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii U_{BE} .

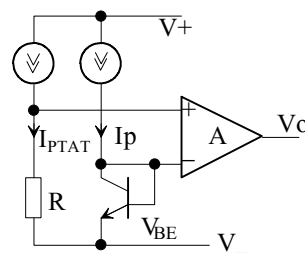


Fig. 2.28. Circuit de măsurare diferențial

Ultimul termen din relația (2.25) pune în evidență dependența tensiunii de ieșire a amplificatorului și de temperatura tranzistorului de compensare. În aceste condiții, se poate calibra structura pentru măsurarea temperaturii într-un anumit domeniu dimensionând adecvat valoarea "R" a rezistorului și termostatănd tranzistorul la temperatura corespunzătoare limitei din stânga a domeniului de măsurare impus.

Principiul descris este aplicat pentru scalarea senzorilor de temperatură (în variantă integrată) care au ca ieșire un semnal dreptunghiular cu factor de umplere (**Duty Cycle**) variabil (DC_{PTAT}), utilizați în sistemele de măsurare numerică (interfețe cu microcontroler).

Exemplu: senzorul de temperatură integrat liniar produs de firma Analog Devices - AD590 are ieșire în curent, admite o tensiune de alimentare în domeniul 4...30V, și are caracteristica tensiune-curent dir fig.2.29.

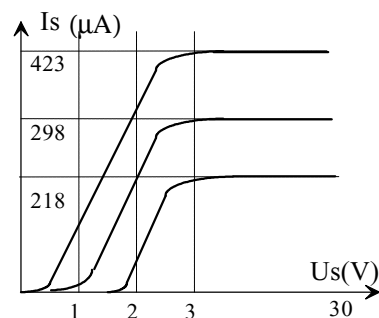


Fig. 2.29. Caracteristica tensiune-curent a AD590

Dependența intrare-ieșire are forma din fig.2.30, în care eroarea factorului de transfer este reprezentată exagerat, pentru evidențierea componentelor sale (de offset și de câștig).

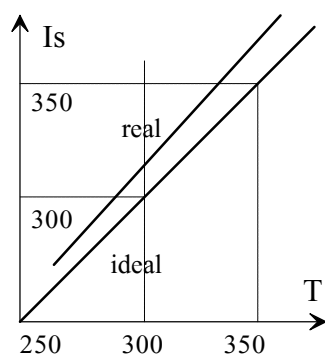


Fig.2.30. Caracteristica de transfer a AD590

Circuitele tipice de utilizare sunt reprezentate în fig.2.31, senzorul fiind utilizat ca sursă de curent comandată în temperatură.

Ieșirea în curent a senzorului permite transmiterea la distanță a informației printr-o buclă de curent.

Curentul de ieșire al senzorului depinde de temperatura absolută.

Măsurarea și afișarea temperaturii în grade Celsius necesită circuite suplimentare de decalare.

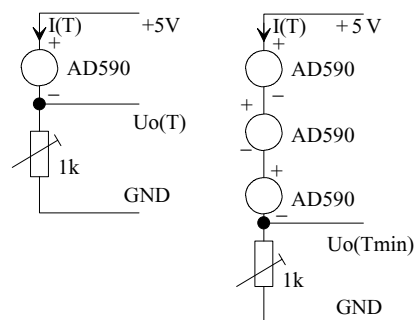


Fig.2.31. Scheme de utilizare a AD590

3. Traductoare electrice pentru mărimi geometrice

Mărimile geometrice măsurabile cu traductoare electrice sunt: poziția, deplasarea, distanța. Poziția localizează spațial un corp în raport cu un sistem de referință. Deplasarea caracterizează modificarea poziției unui punct față de un sistem de referință. Distanța caracterizează poziția relativă a două corpuri.

Măsurarea mărimilor geometrice vizează: determinări de traiectorii sau de dimensiuni, (măsurarea unor distanțe și/sau unghiuri între diverse puncte ale unui corp) sau măsurări de rectiliniaritate, planeitate (abaterea de la o direcție sau de la o cotă de referință) sau rugozitate (abaterea suprafeței studiate față de o suprafață de referință). Evaluarea tuturor mărimilor specificate se realizează prin măsurarea deplasărilor liniare și/sau unghiulare.

3.1. Traductoare de deplasare de tip rezistiv

Acest tip de traductoare sunt potențiometre de precizie de tip bobinat, cu suport al bobinajului liniar, circular sau elicoidal, cursorul fiind în legătură mecanică (fig.3.1) cu obiectul a cărei poziție se determină.

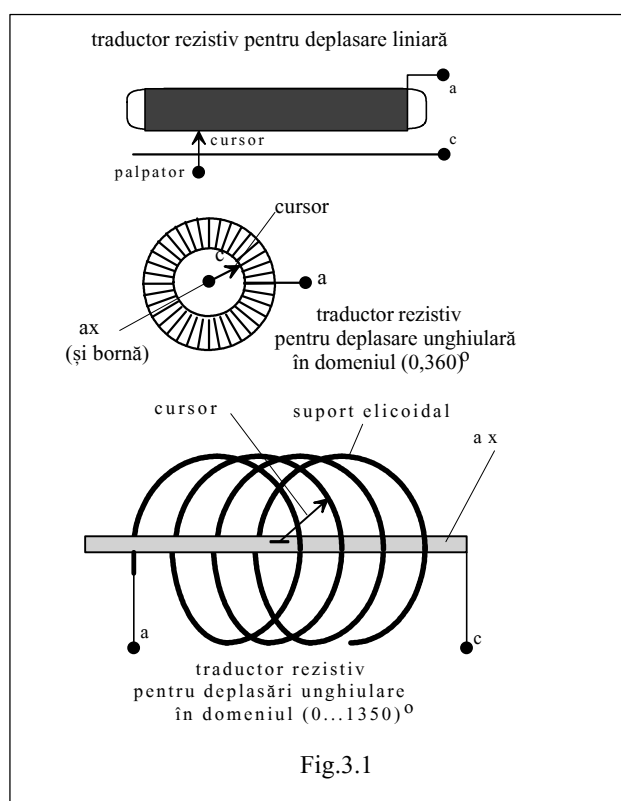


Fig.3.1

Utilizarea acestor traductoare vizează măsurarea deplasărilor medii *liniare*, în domeniul (10...100)mm,

cu o rezoluție medie de 0,1mm, *circulare*, în domeniul (0...360°), cu o rezoluție medie de 0,1°, sau 360n° - dacă suportul bobinajului este elicoidal (pentru potențiometrele multitură n = 2...20).

Principiul constructiv conferă acestor traductoare o caracteristică rezistență-deplasare: $R_{ac}(d_x)$ de tip discontinuu, în trepte (valoarea unei trepte a mărimii de ieșire fiind numeric egală cu rezistența unei spire. Înălțimea unei trepte (incrementul) pentru mărimea de intrare este egală cu diametrul conductorului de bobinaj (de exemplu 0,1 mm). Dinamica măsurării d_x sau ϕ_x este de ordinul 1:1000...1:10000. Variantele pentru deplasări unghiulare (circulară, elicoidală) au o caracteristică de transfer de forma: $R(\phi)$, în care ϕ reprezintă deplasarea unghiulară.

Traductoarele rezistive se caracterizează printr-o mare fiabilitate și de aceea sunt folosite în special ca traductoare de poziție (deplasare) în sisteme de acționare la care timpul de răspuns al părții mecanice este relativ mare ($\times 0,1... \times 1s$). Pentru imunitate la vibrații, cursorul este de tip multiperie (cu mai multe lamele, având fiecare frecvențe diferite la oscilație).

Circuitele de măsurare asociate traductoarelor rezistive de deplasare trebuie să elimine influența rezistenței conductoarelor de legătură; cel mai potrivit circuit de măsurare este cel de tip sursă de curent - milivoltmetru (fig.3.2) pentru care relația $U_x(d_x)$ respectă dependența $R_x(d_x)$ de obicei liniară.

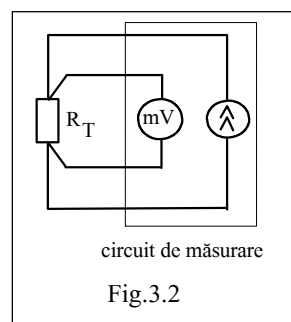


Fig.3.2

Rezistența nominală (între capete) a traductoarelor rezistive de deplasare este de ordinul $\times 1k\Omega$, iar puterea maximă disipată de 0,5...3W.

3.2. Traductoare de deplasare de tip inductiv

Există o mare varietate de traductoare inductive pentru deplasare realizate în funcție de:

- felul deplasării: liniară, unghiulară;

- domeniul de variație al mărimii măsurate: deplasări mici ($1...30\text{mm}$ sau $10...20^\circ$) sau deplasări mari ($100...150\text{ mm}$, 360° sau $360n^\circ$);
- tipul constructiv: inductiv propriu-zis (variantele elementară sau diferențială), transformatoric.

3.2.1. Traductoare inductive de deplasare liniară

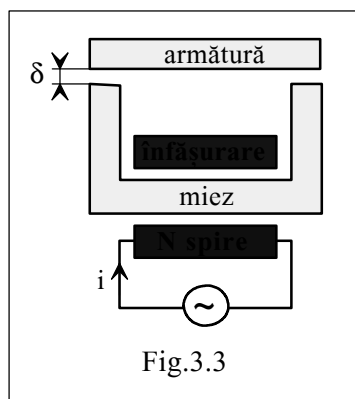
3.2.1.1. Varianta principală

Pentru circuitul magnetic din fig.3.3 sunt valabile relațiile:

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\Phi}{i} \quad (3.1)$$

$$\Phi = \frac{Ni}{R_m} \quad (\text{legea lui Ohm pentru circuite magnetice}) \quad (3.2)$$

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (3.3)$$



Aplicând legea circuitului magnetic în condiții simplificată (fără fluxuri de scăpări), obținem (3.4):

$$Ni = \oint H dl \Rightarrow Ni = \frac{\sum_{k=1}^n H_k l_k}{\Phi} = \sum_{k=1}^n \frac{H_k l_k}{B_k S_k} = \sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_k S_k}$$

unde indicele "k" este asociat unei porțiuni cu permitivitate magnetică și secțiune constantă. Efectuând calculul se obține:

$$L = \frac{N^2}{\sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_k S_k}} \quad (3.5)$$

relație din care se deduc modalitățile pentru controlul inductivității:

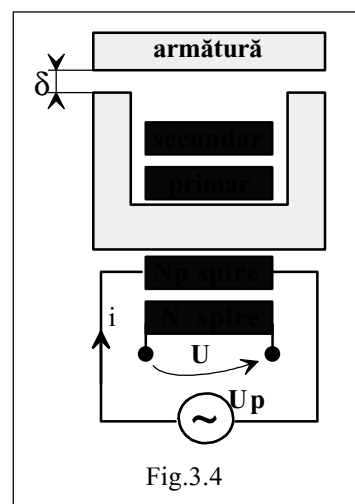
- modificarea dimensiunilor geometrice (l_k , S_k) (cazul traductoarelor de deplasare liniară sau unghiulară);

- modificarea constantelor de material (cazul traductoarelor magnetoelastice pentru măsurarea eforturilor).

Varianta din fig.3.3 este una de studiu, utilizarea ei fiind relativ restrânsă.

3.2.1.2. Varianta transformatorică

Introducând o înfășurare suplimentară denumită "primară" și alimentată în curent alternativ (de la o sursă de curent care să asigure eliminarea influenței neliniarității curbei de magnetizare B(H) a materialului miezului), se obține varianta transformatorică (fig.3.4.).



Dacă numărul de spire al înfășurării primare este N_p și curentul de alimentare are evoluție sinusoidală: $i_p(t) = I_p \sin \omega_p t$, fluxul prin circuitul magnetic (în condițiile ideale enunțate) va avea valoarea:

$$\Phi(t) = \frac{N_p i_p(t)}{R_m} \quad (3.6)$$

R_m reprezentând reluctanța circuitului magnetic:

$$R_m = \sum \frac{l_k}{\mu_k S_k} \quad (3.7)$$

În înfășurarea secundară (inițială) cu N spire se va induce o t.e.m. cu valoarea:

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{NN_p}{R_m} \frac{di_p}{dt} = -\frac{NN_p}{R_m} I_p \omega_p \cos \omega_p t \quad (3.8)$$

valoarea efectivă a tensiunii în înfășurarea secundară (de măsurare) fiind:

$$U = \frac{NN_p}{\sum \frac{l_j}{\mu_j S_j}} I_p \omega_p \quad (3.9)$$

Relația (3.9) conduce la următoarele concluzii:

- modificând dimensiunile geometrice (l_j, S_j) sau constanta de material (μ_j) se modifică U ;
- comparând (3.5) cu (3.9) rezultă avantajul variantei transformatorice privind controlul sensibilității prin mărimea ω_p care nu afectează dimensiunile traductorului; alt avantaj constă în faptul că măsurarea tensiunii este mai comodă decât măsurarea inductivității, majoritatea traductoarelor inductive utilizate sunt realizate în variante transformatorice.

Observație: Deși oferă ca mărime de ieșire o tensiune, variantele transformatorice sunt parametrice (nu generatoare) deoarece suportul energetic al mărimii purtătoare de informație (de ieșire) provine de la o sursă auxiliară de alimentare și nu dintr-o conversie în senzor.

3.2.1.3. Varianta diferențială

Eliminarea influențelor perturbațiilor electromagnetice din mediul de măsurare impune ca toate variantele de traductoare inductive utilizate în practică să fie de tip diferențial.

Principiile constructive de realizare a traductoarelor inductive sunt diferite în funcție de domeniul de variație a deplasării măsurate:

- pentru deplasări mici (10mm): cu armătură mobilă (fig.3.3, 3.4);
- pentru deplasări medii și mari (150mm): cu miez mobil (cele mai răspândite); schița constructivă a unei variante de tip diferențial cu miez mobil este prezentată în fig.3.5 în care:

B_1, B_2 - semibobine;

M - miez feromagnetic;

G - ghidajul tijei de acționare.

Notând "x" - deplasarea miezului M față de poziția centrală, dependențele: $L_1(x)$, $L_2(x)$, $(L_1 - L_2)(x)$, și $M_{12}(x)$ - inductanța mutuală între bobinele B_1 și B_2 , sunt prezentate în fig.3.6. în care " l_B " reprezintă lungimea unei semibobine.

Pentru deplasări în intervalul $\Delta_L = (-X_m, X_m)$ unde $X_m \approx 0,3 l_B$ caracteristica statică $(L_1 - L_2)(x)$ a traductorului diferențial este practic liniară în domeniul de lucru și sensibilă la semnul deplasării x (în stânga sau în dreapta poziției centrale a miezului M). Circuitul de măsurare (fig.3.7) asociat traductorului diferențial prezentat este o punte de c.a. în regim dezechilibrat.

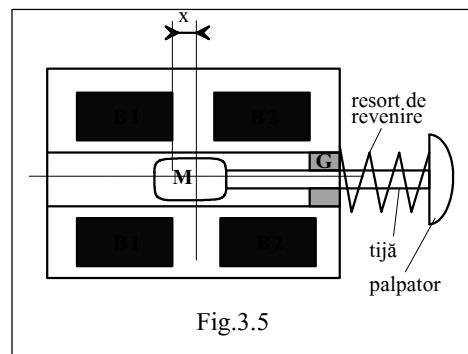


Fig.3.5

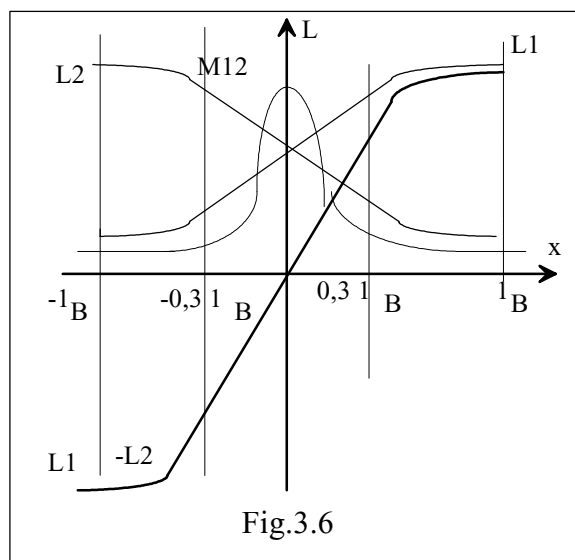


Fig.3.6

Dacă pe digonala de măsurare există un mijloc de măsurare cu impedanță mare de intrare, puntea funcționează practic în gol, iar sursa furnizează o tensiune sinusoidală, considerând că B_1 și B_2 au impedanțe liniare, sunt valabile relațiile:

$$I_1 = \frac{U}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + M_{12})} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} \Delta U &= I_1 [R_1 + j\omega(L_1 + M_{12})] - \frac{U}{2} : \\ &= \frac{\Delta U}{2} \frac{R_1 - R_2 + j\omega(L_1 - L_2)}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + M_{12})} \end{aligned} \quad (3.11)$$

În domeniul Δ_L este valabilă relația:

$$L_1 + L_2 + 2M_{12}^* = L^* \cong \text{const.} \quad (3.12)$$

Dimensionând ω astfel încât să fie îndeplinită condiția:

$$L^* \gg R_1 + R_2 \quad (3.13)$$

rezultă:

$$\underline{\Delta U} = \frac{U_1}{2L} [L_1 - L_2 - j(R_1 - R_2)] \quad (3.14)$$

Relația (3.14) conduce la concluziile:

1. În domeniul Δ_L , componenta $\underline{\Delta U}$ în fază cu \underline{U} are valoarea efectivă proporțională cu deplasarea "x", schimbându-și faza când "x" trece prin zero;
2. $\underline{\Delta U}$ conține și o componentă parazită, dependentă de $(R_1 - R_2)$; apariția acestei componente parazite în cuadratură cu componenta utilă permite eliminarea ei prin detecția sensibilă la fază.

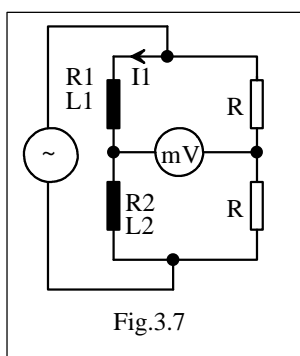


Fig.3.7

3.2.1.4. Varianta transformatorică diferențială

Structura principală a traductorului transformator diferențial (TTD) este reprezentată în fig.3.8 în care:

- înfășurarea primară este alimentată în c.a. (de obicei de la o sursă de curent);
- S_1, S_2 - înfășurări secundare identice, conectate diferențial;
- M - miez feromagnetic cuplat mecanic cu palpatorul P.

Fie curentul primar livrat de o sursă de curent sinusoidal:

$$i_1(t) = \hat{I}_1 \sin \omega t \quad (3.15)$$

Notând M_1, M_2 inductanțele mutuale între primar și secundarele S_1 , respectiv S_2 , tensiunea secundară în gol va avea valoarea:

$$U_{20} = U_{210} - U_{220} \quad (3.16)$$

unde:

$$U_{210} = -\frac{di_1}{dt}, \text{ iar } U_{220} = -M_2 \frac{di_1}{dt} \quad (3.17)$$

rezultând:

$$\begin{aligned} U_{20} &= (M_2 - M_1) \frac{di_1}{dt} = (M_2 - M_1) \hat{I}_1 \omega \cos \omega t = \\ &= (M_1 - M_2) \hat{I}_1 \omega \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

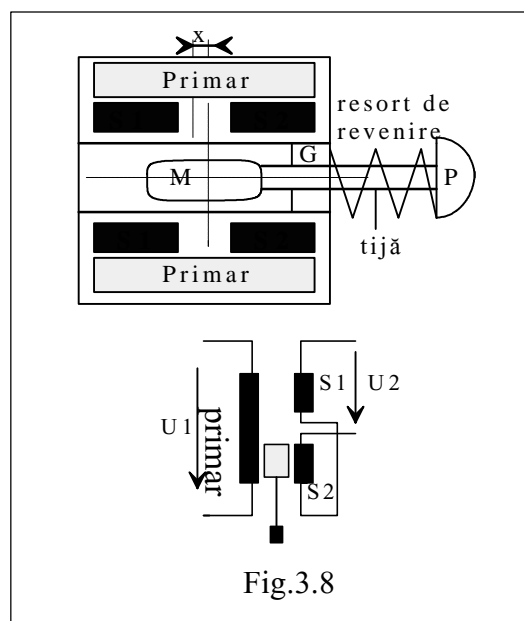


Fig.3.8

Expresia (3.18) conduce la concluziile:

1. Valoarea efectivă a tensiunii secundare U_{20} este proporțională cu $M_1 - M_2$ și depinde liniar de x deoarece $M_1 - M_2$ depinde liniar de deplasarea "x" a miezului (similar dependenței $(L_1 - L_2)(x)$ din fig.3.6); dependența este sensibilă și la sensul deplasării (când x trece prin zero, U_{20} își schimbă faza cu 180°);

2. Dependența $U_{20}(\omega)$ face ca sensibilitatea traductorului să crească odată cu frecvența curentului de alimentare (pentru limitarea pierderilor, frecvența de alimentare este limitată la 1...5kHz);

3. Defazajul curent de alimentare - tensiune de ieșire este $\cong 90^\circ$.

Traductorul transformator diferențial pentru deplasări liniare este utilizat frecvent în practică datorită unor avantaje evidente:

1. Caracteristica de transfer $U_{20}(x)$ este liniară și continuă, rezoluția fiind (teoretic) infinită; practic, rezoluția relativă raportată la valoarea maximă măsurată este cel puțin 1:1000;

2. Fiabilitatea este impresionantă, MTBF ajungând la sute de ani;

3. Izolare galvanică între traductor și obiectul a cărui deplasare se măsoară, avantaj util pentru măsurarea cu instrumentație care include tehnică de calcul sau pentru măsurarea în medii explozive.

Performanțe tipice ale TTD:

- domeniu de măsurare: $\pm 100\mu\text{m} \dots \pm 250\text{mm}$;
- rezoluție de cel puțin 1:1000 (rezoluția absolută poate ajunge la $0,1\mu\text{m}$);
- eroarea de neliniaritate $0,1 \dots 0,05\%$;
- sensibilitatea medie: 100mV/mm/V (pentru fiecare volt al tensiunii de alimentare a înfășurării primare, cu frecvența $50\text{Hz} \dots 20\text{kHz}$).

Observații:

1. Pentru a nu complica utilizarea practică a TTD, se poate alimenta înfășurarea primară de la o sursă de tensiune alternativă; influența rezistenței înfășurării primare nu se va reflecta decât în modificarea defazajului între tensiunile secundară și primară. Un dezavantaj potențial îl aduc neliniaritățile magnetice, dar circuitul magnetic practic deschis face ca acestea să fie minime.

2. Banda de frecvență a traductoarelor inductive poate crește substanțial dacă se realizează miezurile din materiale magnetice dure (ferite).

3.2.2. Traductoare inductive pentru deplasări unghiulare

Cele mai răspândite traductoare inductive pentru deplasări unghiulare sunt micromașini rotative în regim de transformator: selsina și resolverul.

Selsina este o micromașină electrică având statorul și rotorul bobinate, statorul fiind alimentat în c.a., iar rotorul "calat", cu posibilitatea de mișcare unghiulară doar sub acțiunea mărimii de măsurat δ (deplasarea unghiulară). Dacă factorul de transfer stator-rotor este "k" (dependent în principal de numerele de spire ale celor două înfășurări) și $U_{\text{stator}}(t) = U_s \sin \omega t$, rezultă:

$$U_{\text{rotor}}(t) = U_s k \cos \alpha \sin \omega t \quad (3.19)$$

deci $U_{\text{rotor}}(t)$ este o mărime alternativă modulată în amplitudine (prin $\cos \alpha$) de poziția relativă stator-rotor.

Valoarea efectivă a tensiunii rotorice: $U_{\text{rotor}} = U_{\text{stator}} k \cos \alpha$ este o măsură a valorii deplasării unghiulare, fără informații privind semnul deplasării (deci nu se poate preciza sensul de rotație) și univocă doar în intervalul $(0 \dots 180^\circ)$.

Resolverul, (selsina bifazată) este o micromașină cu două înfășurări statorice decalate spațial cu 90° și o înfășurare rotorică (fig.3.9). Dacă $u_{21}(t)$, $u_{22}(t)$ sunt tensiuni alternative, pentru un factor de transfer primar - secundar unitar, rezultă:

$$u_{12}(t) = \pm u_{21}(t) \cos \alpha + u_{22}(t) \sin \alpha \quad (3.20)$$

semnele (+), (-) fiind asociate fiecărui termen în funcție de sensurile înfășurărilor statorice și rotorice.

Utilizările tipice ale resolverului:

1. Sisteme de urmărire, când se măsoară abaterea unghiului α care descrie poziția rotorului față de o valoare prestabilită α_0 . În acest caz, folosind un resolver alimentat în rotor, a cărui poziție definește unghiul de referință α_0 , se obțin două tensiuni de comandă (tensiunile statorice) care vor alimenta înfășurările statorice ale resolverului de măsurare (al cărui rotor definește unghiul de măsurat α).

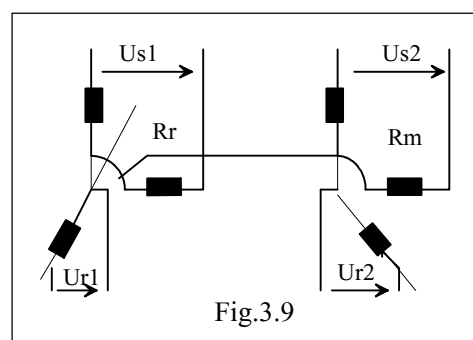


Fig.3.9

În fig.3.9 este reprezentată conexiunea celor două resolve (de referință: R_r și de măsurare: R_m). Presupunând factori de transfer unitari pentru ambele resolve, putem scrie relațiile:

$$\begin{aligned} U_{R1}(t) &= U_s \sin \omega t \\ U_{sR1}(t) &= U \cos \alpha_0 \sin \omega t \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$U_{sR2}(t) = U_{sM1} \cos \alpha + U_{sM2} \sin \omega t.$$

Dacă $U_{R2}(t)$ este de forma:

$$U_{sR2}(t) = U_{sM1} \cos \alpha + U_{sM2} \sin \omega t \quad (3.22)$$

rezultă:

$$\begin{aligned} U_{R2}(t) &= U \sin \omega t (\cos \alpha \cos \alpha_0 + \sin \alpha \sin \alpha_0) = \\ &= U \sin \omega t \cos(\alpha - \alpha_0) \end{aligned} \quad (3.23)$$

deci valoarea efectivă U_{R2} depinde de $\cos(\alpha - \alpha_0)$, fiind maximă atunci când $\alpha = \alpha_0$. Dacă se schimbă alimentările înfășurărilor statorice ale lui R_M , tensiunea U_{R2} poate fi proporțională cu $\sin(\alpha - \alpha_0)$. Situația $\alpha = \alpha_0$ corespunde anulării U_{R2} . Informația din U_{R2} este folosită de sistemul de acționare care controlează α pentru îndeplinirea condiției: $\alpha = \alpha_0$.

2. Sisteme de măsurare propriu-zisă (fig.3.10).

Fie tensiunile de alimentare corespunzătoare celor două înfășurări statorice de forma:

$$\begin{aligned} U_{s1}(t) &= U \sin \omega t \quad \text{și} \\ U_{s2}(t) &= U \cos \omega t \end{aligned} \quad (3.24)$$

Tensiunea corespunzătoare din rotor este:

$$\begin{aligned} U_R(t) &= U(\sin \omega t \cos \alpha + \cos \omega t \sin \alpha) = \\ &= U \sin(\omega t + \alpha) \end{aligned} \quad (3.25)$$

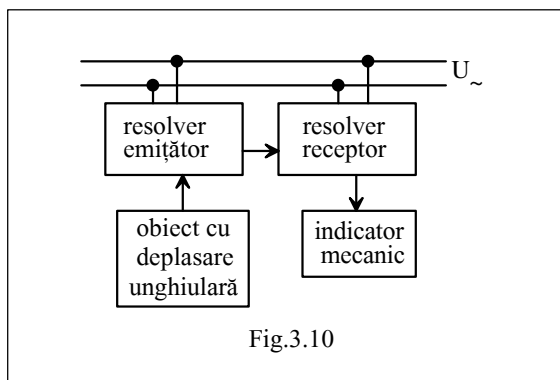


Fig.3.10

Realizând detecția sensibilă la fază a tensiunii $U_R(t)$ după $U_{s1}(t)$ atunci se obține o măsură a unghiului α_0 .

Mărimea de ieșire din detectorul sensibil de fază (realizat cu un multiplicator urmat de un filtru trece

jos, cu factorul de transfer global K_{DSF}) este de forma:

$$\begin{aligned} U_0(t) &= K_{DSF} U_R(t) U_{s1}(t) = \\ &= K_{DSF} \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t = K_{DSF} \cos \varphi \end{aligned} \quad (3.26)$$

Resolverul reprezintă un traductor de mare fiabilitate, putând genera tensiuni mari cu capacitate de comandă importantă; din aceste motive se utilizează frecvent în echipamente de aviație și militare.

3.3. Traductoare capacitive pentru mărimi geometrice

Traductoarele capacitive pentru grosime sunt formate din armături fixe, definind între ele un condensator plan. Obiectul a cărui grosime se măsoară poate fi sub formă de folie sau bandă, fix sau în mișcare. Traductoarele capacitive pentru deplasare liniară sau unghiulară își bazează funcționarea pe variația capacității unui condensator plan sau cilindric în funcție de distanța dintre armături sau de suprafeța comună. Utilizarea traductoarelor capacitive pentru deplasare (liniară, unghiulară) este restrânsă datorită dificultăților în realizarea circuitelor de măsurare, capacitatea de măsurat având valori (foarte) mici. Un exemplu de traductor capacitiv este prezentat în fig.3.11, fiind folosit pentru măsurarea fără contact a grosimii unei folii dielectrice aflată în mișcare.

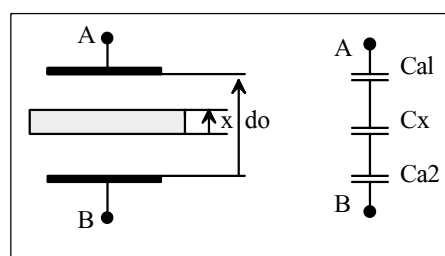


Fig.3.11. Traductorul capacitiv de grosime

Fie o folie de grosime "x" și permitivitate ϵ_x , și distanța "d₀" între armăturile dispozitivului. Capacitatea echivalentă a structurii este:

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_{AB}} &= \frac{1}{C_{a1}} + \frac{1}{C_{a2}} + \frac{1}{C_x} = \frac{d_0 - x}{\epsilon_0 A} + \frac{x}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \\ &= \frac{d_0}{\epsilon_0 A} \left[1 + \frac{x}{d_0} \left(\frac{1}{\epsilon_r} - 1 \right) \right] \end{aligned} \quad (3.27)$$

Datorită faptului că, de regulă, $x \ll d_0$, vom avea:

$$\left| \frac{x}{d_0} (\epsilon_r - 1) \right| \ll 1 \quad (3.27')$$

și atunci:

$$C_{AB} \cong \frac{\epsilon_0 A}{d_0} \left[1 - \frac{x}{d_0} \left(\frac{1}{\epsilon_r} - 1 \right) \right] \quad (3.28)$$

3.4. Traductoare numerice de deplasare

Acest tip de traductoare au mărimea de ieșire constituită de un tren de impulsuri al căror număr este o măsură a deplasării, sau de un cuvânt de "n" biți a cărei valoare binară se pune în corespondență cu mărimea deplasării sau cu poziția obiectului studiat.

Traductoarele numerice de deplasare pot fi de două tipuri:

- incrementale, construite sub formă de riglă (pentru deplasări liniare) sau sub formă de disc (pentru deplasări unghiulare), cu fante sau zone opace și transparente alternate (fig.3.12);

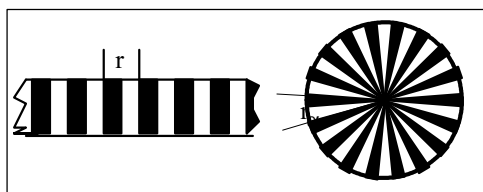


Fig.3.12. Traductorul incremental de deplasare

- absolute, la care rigla sau discul sunt împărțite prin fante sau zone opace și transparente dispuse conform unui cod numeric oarecare (fig.3.13). În ambele situații, citirea (sesizarea mișcării riglei sau discului) se realizează cu un sistem optic format din unul sau mai multe cuplete sursa de lumină - senzor fotoelectric (fig.3.14).

3.4.1. Traductorul incremental (relativ) cu citire directă

Componentele principale ale unui traductor incremental sunt:

- rigla sau discul incremental atașate obiectului în mișcare (de translație, respectiv de rotație);
- sistemul de citire aparținând sistemului de referință (fix, față de care se definește deplasarea), care generează mărimea de ieșire a traductorului.

Rigla sau discul prezintă o succesiune de zone opace uniform dispuse pe un suport transparent sau zone reflectorizante uniform dispuse pe un suport fotoabsorbant (fig.3.12) având ca deschidere (după direcția mărimii măsurate de traductor) jumătate din rezoluția "r" a traductorului.

Sistemul de citire este reprezentat schematic în fig.3.13, fiind format din emițător și receptor.

Emițătorul este compus din sursa de lumină cu sistemul de focalizare. Receptorul include un senzor fotoelectric (fotorezistență, fotodiodă și fototranzistor). Poziția receptorului este coaxială cu emițătorul, perpendicular pe planul riglei sau discului cu fante, în cazul citirii prin transparentă, sau de o parte și de alta a planului riglei sau discului, în cazul citirii prin reflexie.

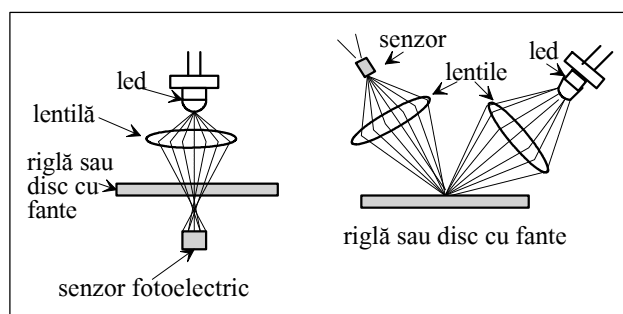


Fig.3.13. Variante de sisteme de citire

3.4.2. Traductoare numerice absolute

Elementul esențial al traductoarelor numerice absolute îl reprezintă rigla (fig.3.14) sau discul codificator, care permit asocierea biunivocă a unui număr binar (corespunzător numerelor naturale 0,1,2,...,N-1) cu fiecare interval (de lățime "r") în care se divide deplasarea de măsurat.

Fie domeniul X_N al mărimii de intrare (deplasare liniară sau unghiulară) divizat în N intervale de lățime "r", unde N reprezintă un număr natural putere a lui 2 ($N=2^n$); "r" reprezintă rezoluția absolută a traductorului și are valoarea:

$$r = \frac{X_N}{N} = \frac{X_N}{2^n} \quad (3.29)$$

valorile uzuale pentru "n" fiind 8 sau 16.

Rigla sau discul sunt împărțite în benzi sau sectoare de cerc, în fiecare bandă sau sector delimitându-se "n" zone egale corespunzătoare celor

3.5. Traductoare de proximitate

Traductoarele de proximitate oferă informații privind gradul de apropiere dintre două obiecte, unul din acestea fiind considerat ca referință. Traductoarele de proximitate sunt, prin definiție, traductoare fără contact între obiectele care definesc proximitatea iar caracteristica lor de transfer este de tip releu (fig.3.17), mărimea de ieșire schimbându-și starea când apropierea obiectelor devine mai mică decât o valoare impusă (pentru imunizare la vibrații, caracteristica intrare-ieșire trebuie să prezinte histerezis).

Tipurile de traductoare de proximitate utilizate mai frecvent sunt:

- traductoare magnetice inductive la care apropierea produce ieșirea din oscilație a unui oscilator LC datorită pierderilor în obiectul metalic care s-a apropiat suficient de mult de bobina (cu sau fără miez magnetic) circuitului oscilator; un circuit oscilant monolitic dedicat traductoarelor de acest tip este TCA 105 N , fabricat și în țară.
- traductoare magnetice cu senzor Hall, care sesizează prezența unui câmp magnetic permanent (cu intensitate suficientă depășirii pragului de sensibilitate al senzorului) asociat obiectului a cărui apropiere se urmărește; realizările practice de asemenea traductoare sunt exclusiv monolitice, de exemplu β SM 23X...24X, cu ieșire open-collector.
- traductoare capacitive, asociate cu circuite oscilante (utilizate mult mai rar decât cele de mai sus, datorită multiplelor influențe exterioare care le pot afecta funcționarea).

3.5.1. Senzori magnetici de proximitate

Senzorii magnetici semiconductori utilizează efectul Hall (efect de cuplaj de ordinul zero) având în vedere că semiconductoarele au constanta Hall (C_H) de valoare relativ mare (tensiunea Hall care apare într-un cristal de siliciu aflat într-un câmp magnetic de inducție medie (zeci de mT) poate lua valori de ordinul mV sau zeci de mV, ușor de prelucrat cu circuite electronice simple). De regulă, la senzorii magnetici semiconductori, traductorul Hall este realizat în același cristal de siliciu ca și circuitul de preluare și prelucrare a tensiunii Hall.

Efectul Hall apare într-un material conductor sau semiconductor parcurs de curent, atunci când acesta

este plasat într-un câmp magnetic, și se manifestă prin apariția unei tensiuni pe o direcție perpendiculară pe planul format de direcția curentului și de direcția liniilor de câmp magnetic (fig.3.16).

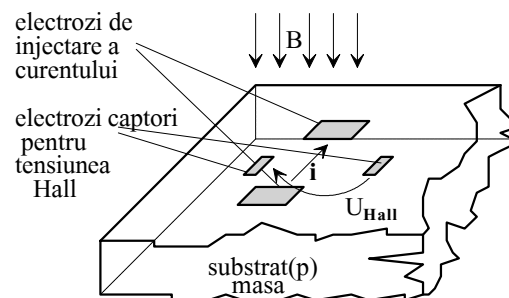


Fig.3.16

Apariția tensiunii Hall se justifică prin deflexia datorată forței Lorentz a unei părți din purtătorii de sarcină care formează curentul "i". Aceștia se acumulează către unul din electrozii captori, producând un câmp electric transversal care produce tensiunea Hall:

$$E = - (1/nq) B j = C_H B j \quad (3.30)$$

unde: -"n" reprezintă numărul de electroni (purtătorii majoritari din stratul n);

- "q" este sarcina electronului, iar "j" este densitatea de curent injectat.

Senzorii magnetici destinați măsurării inducției (sau intensității câmpului magnetic) au caracteristică liniară și se utilizează la realizarea teslametrelor, care reprezintă ansamble: traductor Hall - amplificator - milivoltmetru. Un exemplu de senzor cu ieșire liniară este TCA450 (Philips), liniaritatea sa fiind foarte bună în domeniul (-50,+50)mT. Senzorii-comutator sunt utilizați ca senzori de proximitate cu caracteristică de releu (fig.3.17).

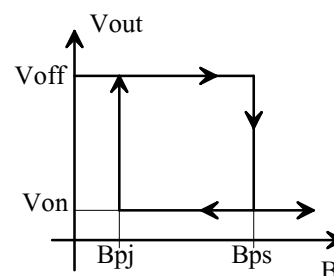


Fig.3.17

Schema bloc a unui senzor Hall integrat de tip comutator este reprezentată în fig.3.18.

Stabilizatorul de tensiune este necesar pentru asigurarea valorilor constante ale pragurilor de comutare în condițiile în care tensiunea de alimentare poate lua valori într-un domeniu larg.

Traductorul Hall furnizează o tensiune diferențială proporțională cu inducția câmpului magnetic ale cărei linii îl străbat. Această tensiune este preluată și amplificată de amplificatorul diferențial, fiind aplicată comparatorului cu histerezis. Dacă inducția magnetică este suficient de mare ($B > B_{ps}$) pentru a produce o tensiune Hall care (amplificată) depășește pragul de deschidere al comparatorului, acesta basculează, saturând tranzistorul final ($V_{on} \sim 0$). La scăderea inducției sub valoarea pragului de jos ($B < B_{pj}$), comparatorul basculează în starea inițială, tranzistorul final se blochează iar tensiunea de ieșire revine la valoare ridicată ($V_{off} \sim V_{alim}$).

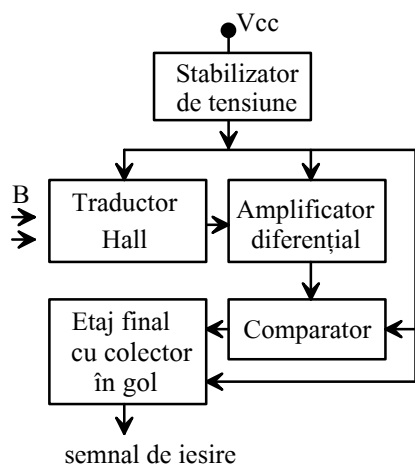


Fig.3.18

Histerezisul este asigurat prin $B_{ps} > B_{pj}$ și imunizează circuitul la zgomet.

Schema internă a unui senzor magnetic semiconductor cu ieșire liniară include un traductor Hall performant, comparatorul cu histerezis fiind înlocuit de un amplificator liniar de bună calitate.

Producția industrială indigenă cuprinde senzorii-comutator de tip SM23X și SM24X (diferența constă în tensiunea de alimentare).

Utilizările vizează aplicații cu caracteristică neliniară (tip "releu"): presostat, limitator de cursă, senzor de proximitate, etc. Traductoarele respective sunt realizate în varianta directă (câmpul magnetic este variabil sau se deplasează față de senzor) sau cu obturare (senzorul și magnetul permanent care

generează câmpul sunt fixe, între ele mișcându-se o piesă feromagnetică care ecranează senzorul).

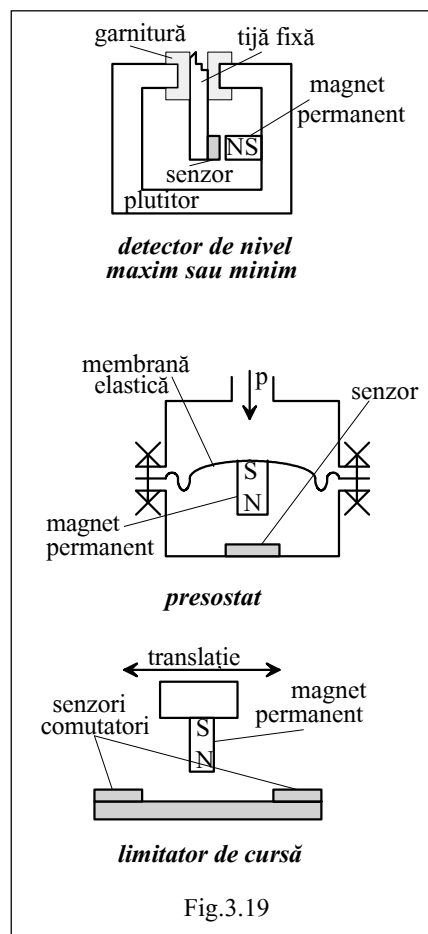


Fig.3.19

Cap.4. Traductoare de viteză unghiulară (traductoare de turație)

Principiile constructive care fundamentează funcționarea traductoarelor de turație sunt similare celor de la traductoarele de deplasare unghiulară. Variantele principale de traductoare de turație sunt analogice (de inducție) și numerice (cu impulsuri).

4.1.Tahometre generatoare

Traductoarele analogice (de inducție) pentru turație (tahogeneratoare) sunt micromașini electrice utilizate în regim de generator, a căror mărime de ieșire este o tensiune continuă sau alternativă proporțională cu turația rotorului.

Tahogeneratorul de curent continuu este un generator de c.c. la care statorul (inductorul) este

realizat cu magneți permanenți, rotorul (indusul) fiind bobinat și prevăzut cu colector (cu funcția de redresor mecanic polifazat). Mărimea de ieșire este o tensiune practic continuă, obținută la bornele colectorului, valoarea ei fiind proporțională cu turația rotorului; odată cu sensul de rotație al rotorului se schimbă și polaritatea tensiunii de ieșire. Precizia constructivă a tahometrelor de c.c. este afectată de neliniaritate, valoarea erorii corespunzătoare fiind cuprinsă în intervalul 0,5...5%. Domeniul de măsurare este 100...10000 rpm.

Dezavantajele utilizării tahogeneratoarelor de c.c. pentru măsurarea turației sunt legate de existența colectorului, cu toată problematica sa (fiabilitate scăzută, funcția de transfer nenetădă datorită comutației și necesitatea filtrării ulterioare a tensiunii de ieșire, etc.). Tahogeneratoarele de c.c. se utilizează numai în buclele de reacție ale sistemelor de reglare automată a turației, când informația privind sensul de rotație este absolut necesară.

Tahogeneratorul de curent alternativ este un generator sincron de c.a. având o construcție inversată față de tahogeneratorul de c.c. și anume: rotorul (rotorul inductor este realizat cu magneți permanenți, iar statorul (indusul) este bobinat. Tensiunea indusă în stator are amplitudinea și frecvența proporționale cu turația rotorului (oricare din aceste mărimi pot fi folosite pentru măsurarea turației), neexistând informație de sens de rotație. Domeniul valorilor mărimii de intrare (turației) măsurate este la fel ca la tahometrele de c.c., dar lipsa colectorului reprezintă sursa fiabilității mult crescute a tahogeneratorului de c.a. în comparație cu cel de c.c..

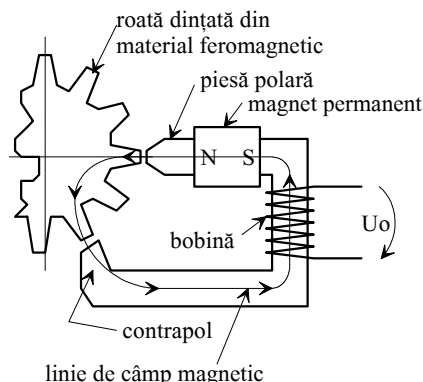
4.2. Traductoare numerice de turație

Aceste traductoare pun în corespondență turația unui arbore (care reprezintă mărimea de intrare) cu frecvența unui tren de impulsuri electrice (mărime de ieșire) obținute prin procedee magnetice sau, mai frecvent, optice. Variantele fabricate în mod curent sunt reprezentate în fig.4.1, constând în:

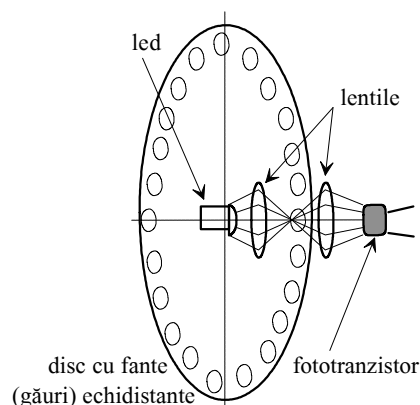
- traductoare cu reluctanță variabilă (a);
- traductoare cu obturare (b);
- traductoare cu reflexie (c).

Principiul traductoarelor de tip (a) este modificarea inducției pe care magnetul permanent o generează în

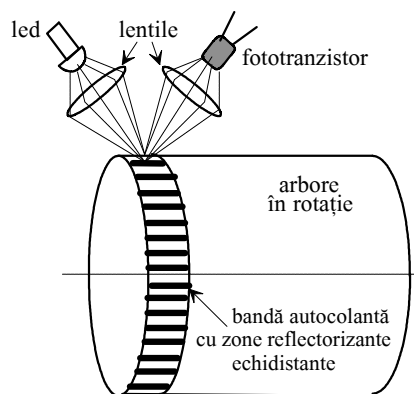
miezul bobinei, producând o tensiune U_o cu forma unui tren de impulsuri suprapuse peste un nivel staționar (în pozițiile în care dinții sunt între poli, U_o are minime; în cele în care dinții sunt în dreptul piesei polare, U_o are maxime). Tensiunea la bornele bobinei este prelucrată cu un comparator cu histerezis, rezultând impulsuri logice. Traductoarele de tip (b) și (c) nu necesită comentarii, fiind prezentate anterior, ca traductoare de deplasare unghiulară.



(a)



(b)



(c)

Fig.4.1

Mărimea de ieșire este tensiunea colector-emitor a fototranzistorului. Singura specificare necesară în cazul tuturor variantelor descrise constă în aceea că

numărul dinților, fantelor (găurilor) sau zonelor reflectorizante este corelat cu viteza și rezoluția de măsurare.

Observație: Comparând variantele din fig.4.1 se remarcă avantajele și dezavantajele fiecăreia:

- varianta (a) este aplicabilă la măsurări în medii poluate;

- varianta (b) pune puține condiții ansamblului fotoelectric, sursa de lumină și fototranzistorul putând fi foarte apropiate prin dimensionarea corespunzătoare a grosimii discului, raza luminoasă având lungime minimă (5...10mm, față de cel puțin 40...80mm ca în cazul (c));

- varianta (c) este cea mai comodă, deoarece axul a cărui turație se măsoară nu suportă montarea unor piese suplimentare (roata dințată feromagnetică din cazul (a), respectiv discul cu fante din cazul (b)), banda autocolantă putând fi lipită de orice piesă solidară cu arborele; această variantă necesită însă un ansamblu fotoelectric de sensibilitate relativ ridicată.

Fie "N" turația arborelui și "n" numărul de impulsuri generate pe fiecare tură completă a arborelui de cei "n" dinți, fante, găuri sau zone reflectorizante. Frecvența "f_x" a trenului de impulsuri care definește mărimea de ieșire a traductorului va fi:

$$f_x = \frac{Nn}{60} \quad [\text{Hz}] \quad (4.1)$$

Circuitul de măsurare a frecvenței f_x trebuie astfel conceput și dimensionat încât să permită afișarea turației în rotații pe minut. Acest circuit poate fi realizat în varianta analogică (fig.4.2) sau numerică (fig.4.3).

Varianta analogică utilizează un circuit formator de impulsuri, un monostabil având ieșirea cu amplitudine constantă, un circuit integrator și un dispozitiv de măsurare magnetoelectric.

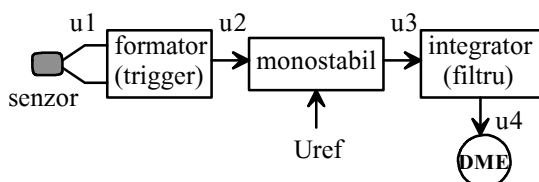


Fig.4.2

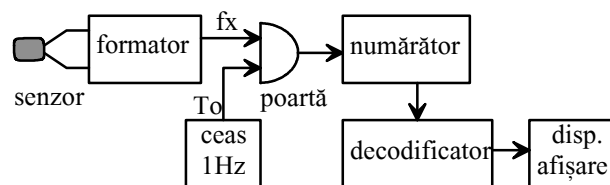


Fig.4.3

Semnalele caracteristice asociate sunt reprezentate alăturat iar relațiile de dimensionare sunt:

$$U_4 = U_{ref} T_0 / T_x = U_{ref} T_0 f_x \quad (4.2)$$

$$\alpha_{DME} = S_{U_{DME}} \frac{U_{ref} T_0 N}{60} n \quad (4.3)$$

unde S_U reprezintă sensibilitatea la tensiune a dispozitivului utilizat.

Pentru ca indicația DME să nu aibă oscilații atunci când turația are o valoare mică (echivalent cu f_x de valoare redusă) este necesar ca frecvența de tăiere a filtrului trece-jos să fie inferioară valorii f_{xmin} de 10...20 ori (f_{xmin}=10...20Hz).

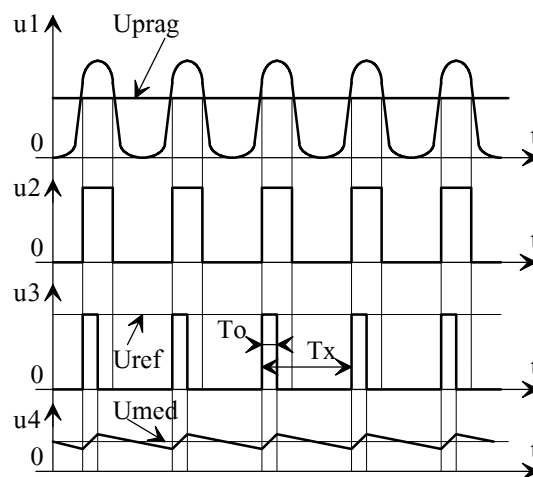


Fig.4.4

Cu cât numărul impulsurilor pe tură "n" este mai mare, cu atât turația minimă măsurabilă:

$$N_{min} = 60 f_{xmin} / N \text{ va fi mai mică.}$$

$$\text{Uzual, } N_{min} = 50 \dots 100 \text{ RPM.}$$

Domeniul de măsurare este limitat de raportul T₀/T_x, deoarece factorul de umplere al undei U₃(t) nu poate depăși unitatea.

Funcția de mediere se realizează cu un filtru trece-jos, fiind completată de integrarea intrinsecă a dispozitivului magnetoelectric.

Pentru măsurarea turației cu traductor de impulsuri și afișare numerică, se cuplează ieșirea formatorului la un frecvențmetru numeric ca în fig.4.3. Circuitul-poartă permite trecerea impulsurilor de la formator către numărător numai pe durata de validare T_0 , care corespunde cu perioada de măsurare. Numărul de impulsuri acumulate în numărător este:

$$N_x = T_0 f_x \quad (4.4)$$

unde $\langle T_0 \rangle = s$, iar $\langle f_x \rangle = \text{Hz}$. Dacă dorim ca N_x să reprezinte chiar valoarea turației N în RPM (rotații pe minut), așa cum este uzual, orice aparat numeric având factorul de scară unitar, rezultă condiția:

$$\frac{T_0 n}{60} N = N, \quad \text{adică:} \quad T_0 n = 60 \quad (4.5)$$

difficil de îndeplinit atunci când sunt necesare viteze mari de măsurare (T_0 mic impune un număr mare de dinți, fante, găuri sau zone reflectorizante dispuse pe circumferința discurilor sau arborelui).

O soluție pentru îndeplinirea condiției de mai sus este utilizarea unui multiplicator numeric de frecvență (la ieșirea din formator) cu circuit cu calare pe fază (PLL) care permite multiplicarea f_x cu un număr rațional.

Observație: Față de traductoarele de inducție, traductoarele cu impulsuri au limite de măsurare mult mai largi ($10 \dots 10^5$ RPM) iar precizia măsurării este maximă.

4.3. Măsurarea stroboscopică a turației

Efectul stroboscopic: Un obiect aflat în mișcare de rotație în jurul axei proprii cu frecvența de rotație f_x (rotații pe secundă), iluminat intermitent cu o lampă stroboscopică emițând impulsuri luminoase cu frecvența $f_i < f_x$ pare imobil dacă raportul f_x/f_i este un număr natural.

Lampa stroboscopică este un emițător de impulsuri luminoase de durată mică și intensitate mare. Durata impulsurilor luminoase este constantă și suficient de mare ($f_i > 25\text{Hz}$) pentru a specula inerția ochiului omenesc. Dacă pe obiectul aflat în mișcare de rotație

se fixează un reper reflectorizant, sub efectul luminii stroboscopice acest reper va fi perceput de un observator sub forma unei imagini unice sau multiple, fixe sau în mișcare. Se poate măsura turația prin intermediul f_x măsurând f_i și, în plus, se poate evidenția stabilitatea valorii f_x .

Dacă pe durata fiecărei rotații complete a arborelui este emis câte un impuls luminos cu frecvența f_i , reperul de pe arbore va fi iluminat mereu când va ocupa aceeași poziție față de un sistem de referință fix, fiind perceput de un observator uman ca imobil.

În această situație $f_x = f_i$ (citită pe scala generatorului de impulsuri).

Dacă frecvența impulsurilor luminoase este un divizor al frecvenței de rotație a arborelui ($f_x/f_i = n$, cu n - număr natural), atunci reperul va fi perceput deasemenea ca imobil, dar imaginea sa va fi mai ștearsă. Această situație poate fi pusă în evidență dublând f_i și observând efectul.

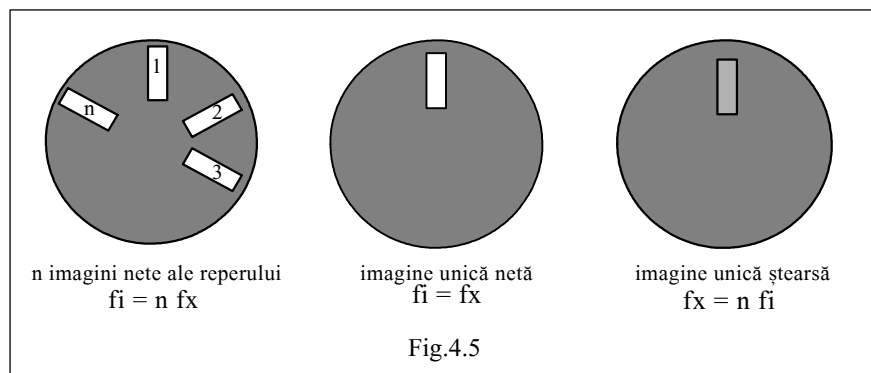
Dacă frecvența impulsurilor luminoase este un multiplu întreg al frecvenței de rotație a arborelui ($f_i = n f_x$), atunci reperul va fi iluminat de n ori pe parcursul unei rotații complete, creând iluzia mai multor repere marcate pe arborele respectiv. Numărul imaginilor reperului percepute de observator indică numărul cu care trebuie divizată frecvența impulsurilor luminoase pentru determinarea frecvenței de rotație a arborelui (fig.4.5).

La o variație Δf_x față de o valoare f_x la care s-a obținut o imagine stabilă, imaginea obiectului se rotește, într-un sens sau altul, viteza de rotație fiind proporțională cu Δf_x .

În general, dacă $f_i < f'_i$ sunt două valori succesive ale frecvenței de iluminare pentru care s-au obținut imagini stabile, $f_x = k f_i = (k-1) f'_i$, atunci frecvența de rotație se determină cu formula:

$$f_x = \frac{f_i f'_i}{f'_i - f_i} \quad (4.6)$$

Stroboscopul (dispozitivul de măsurare a turației prin utilizarea efectului stroboscopic) este format dintr-o sursă de impulsuri cu frecvență variabilă care alimentează lampa stroboscopică și un frecvențmetru analogic, scalat direct în RPM.



5. Traductoare pentru mărimi mecanice

Traductoarele electrice pentru mărimi mecanice (forță, moment, accelerație, putere mecanică) fac parte din categoria traductoarelor complexe, senzorii fiind, de regulă, de deformăție.

5.1. Traductoare de deformăție

Principalele tipuri de traductoare electrice de deformăție sunt cele rezistive și cele piezoelectrice.

5.1.1. Senzorii tensometrici rezistivi sunt realizați din materiale conductoare sau semiconductoare. Rezistența elementului sensibil are valoarea:

$R = \rho \cdot l / A$ unde: A este secțiunea, l - lungimea conductorului, iar ρ - rezistivitatea materialului. Dacă se aplică o forță longitudinală care modifică dimensiunile elementului, variațiile Δl , ΔA și $\Delta \rho$ vor produce variația ΔR :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} \quad (5.1)$$

relație obținută aplicând principiul determinării erorilor la măsurarea indirectă (considerând că variațiile $\frac{\Delta R}{R}$, $\frac{\Delta \rho}{\rho}$, $\frac{\Delta l}{l}$, $\frac{\Delta A}{A}$ sunt mici). $\Delta \rho$ apare prin efect piezoelectric. Pentru o formă oarecare a secțiunii A este valabilă aproximarea:

$$\frac{\Delta A}{A} \approx -2\mu \frac{\Delta l}{l} \quad (5.2)$$

unde μ reprezintă coeficientul Poisson care descrie dependența deformățiilor transversale de cele longitudinale.

Sensibilitatea relativă a traductorului:

$$S_R = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} \quad (5.3)$$

capătă expresia:

$$S_R = 1 + 2\mu + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\frac{\Delta l}{l}} \quad (5.4)$$

variația relativă a rezistivității fiind exprimă sub forma:

$$\frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\frac{\Delta l}{l}} = \tau E \quad (5.5)$$

în care τ reprezintă coeficientul piezoelectric longitudinal (pozitiv sau negativ), iar E - modulul de elasticitate.

Observație

Pentru senzorii din material semiconductor, τ este dominant în efectul piezoelectric, și dependent (neliniar) de ϵ .

Pentru senzorii din material conductor, efectul piezoelectric este izotrop (de volum), fiind valabilă dependența:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = K \frac{\Delta V}{V} \quad (5.6)$$

în care V reprezintă volumul materialului. Având în vedere că $\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta A}{A}$ rezultă, pentru senzorii conductori, o expresie a sensibilității S_R , derivată din (5.4) de forma:

$$S_R = 1 + 2\mu + K(1 - 2\mu) \quad (5.7)$$

fiind preferate materialele cu $K \approx 1$.

Traductoarele tensometrice rezistive cu senzor conductor sunt cele mai răspândite; deși au o sensibilitate mult mai mare, variantele cu senzor semiconductor sunt mai rar utilizate datorită neliniarității caracteristicii intrare-ieșire și a sensibilității ridicate la variațiile temperaturii.

Cele mai răspândite traductoare tensometrice cu senzor conductor sunt de tip folie (mărci sau timbre tensometrice), realizate prin procedee fotochimice. Stratul conductor al senzorului este realizat din aliaje cu constanta elastică mare: NiFe, CrNi, CuNi cu grosimi de circa 20μm. Formele senzorilor sunt variate (fig.5.1.), adecvate direcției deformăției: longitudinală, transversală, direcție necunoscută.

Rezistența inițială a unei mărci tensometrice este 120, 350, 1000Ω, curentul maxim admisibil fiind 5...40mA. Mărcile tensometrice se pot testa doar aplicându-le (definitiv) pe un obiect elastic, sensibilitatea lor determinându-se în urma testării câtorva exemplare din lot (eroarea de construcție fiind ± 1%).

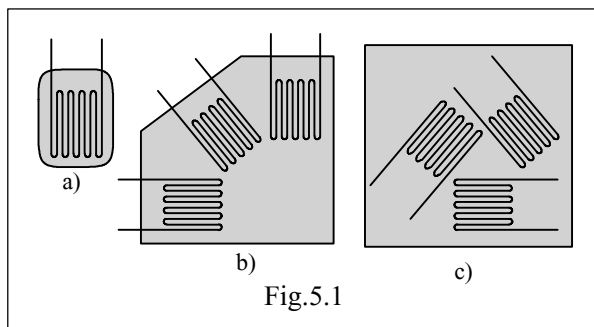


Fig.5.1

Banda de frecvență a unei mărci tensometrice se extinde până la 10kHz.

Rezistența la oboseală, pentru solicitare în domeniul elastic al senzorului: circa 10^7 cicluri.

Domeniul temperaturii de lucru este maxim $(-250...+800)^{\circ}\text{C}$, uzual fiind $(-30...+200)^{\circ}\text{C}$.

Mărcile tensometrice conductoare și semiconductoare își modifică parametrii în funcție de temperatură. Efectele parțiale ale variației temperaturii sunt:

- variația rezistivității: $\rho = \rho_0 (1 + \alpha_{\rho} \Delta\theta)$;
- diferența dintre coeficienții de dilatare liniară a obiectului (α_S) și a traductorului (α_T).

Pentru o variație $\Delta\theta$ a temperaturii rezultă o variație a rezistenței traductorului cu valoarea:

$$\Delta R = R_0 [\alpha_T + S(\alpha_S - \alpha_T)] \Delta\theta \quad (5.8)$$

în care factorul:

$$\alpha_T = \alpha_T + S(\alpha_S - \alpha_T) \quad (5.9)$$

reprezintă coeficientul global de temperatură.

Circuitele de măsurare asociate traductoarelor tensometrice rezistive sunt exclusiv punți simple în regim dezechilibrat (cu indicare), conexiunile tipice fiind:

- semipunte (cu două traductoare în brațe adiacente, simetrice față de diagonala de măsurare);
- punte completă (câte un traductor în fiecare braț al punții).

Corecția influenței temperaturii se face prin utilizarea de senzori pereche situați în aceeași zonă de influență a temperaturii și conectați în brațe adiacente ale punții de măsurare.

Numărul de traductoare utilizate și tipul conexiunii sunt dictate de stabilitatea cu temperatura și eliminarea influențelor parazite ale unor eforturi

mecanice suplimentare care însoțesc efortul d e măsurat.

Observații: 1. Variațiile $\frac{\Delta R_a}{R_a}, \frac{\Delta R_b}{R_b}$ ale rezistențelor din două brațe ale punții determină o tensiune de ieșire a punții (în gol) proporțională cu $\frac{\Delta R_a}{R_a} + \frac{\Delta R_b}{R_b}$, dacă se modifică rezistențele din brațe opuse, și cu $\frac{\Delta R_a}{R_a} - \frac{\Delta R_b}{R_b}$ - dacă se modifică rezistențele din brațe alăturate (adiacente). Proportionalitatea este adevărată doar dacă variațiile relative sunt mici sau dacă brațele adiacente sunt simetrice față de diagonala de măsurare (la bornele căreia se definește tensiunea de ieșire a punții).

2. Variațiile $\frac{\Delta R_a}{R_a}, \frac{\Delta R_b}{R_b}, \frac{\Delta R_c}{R_c}, \frac{\Delta R_d}{R_d}$ ale rezistențelor din cele patru brațe ale punții (brațele a, c, respectiv, b, d, fiind opuse) determină, dacă variațiile sunt mici, ($\times 1\%$) o tensiune de ieșire a punții proporțională cu expresia:

$$\frac{\Delta R_a}{R_a} + \frac{\Delta R_c}{R_c} - \left(\frac{\Delta R_b}{R_b} + \frac{\Delta R_d}{R_d} \right) \quad (5.10)$$

Pentru măsurarea forței la nivelul unei suprafețe plane se folosesc două traductoare (pentru corecția temperaturii) conectate în punte ca în fig.5.2. Tensiunea de ieșire a punții (echilibrată pentru $F_x = 0$) va avea valoarea:

$$\Delta U \sim \frac{\Delta R_{T1}}{R_{T1}} - \frac{\Delta R_{T2}}{R_{T2}} \quad (5.11)$$

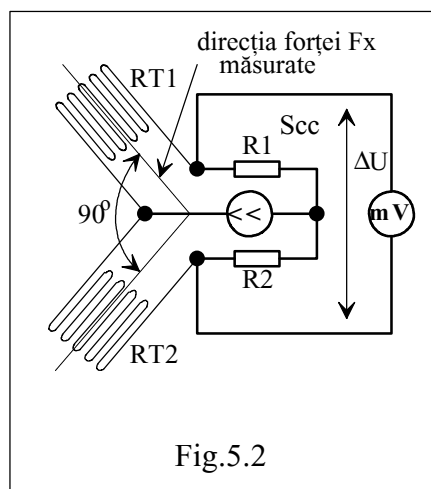


Fig.5.2

Dacă ε_x este alungirea după direcția forței F_x , atunci $\frac{\Delta R_{T1}}{R_{T1}} \sim \varepsilon_x$, dar $\frac{\Delta R_{T2}}{R_{T2}} \approx 0$, deoarece forța se aplică perpendicular pe direcția traductorului T_2 , rezultând:

$$\Delta U \cong (1 + \mu) \varepsilon_x \quad (5.12)$$

Influența temperaturii asupra traductoarelor T_1 și T_2 este identică și se compensează integral.

Măsurarea forței cu eliminarea influenței unui moment

Fie ε_F - alungirea datorată forței F_x , iar ε_M - alungirea datorită momentului. Vom avea:

$$\frac{\Delta R_{T1}}{R_{T1}} \sim \varepsilon_F + \varepsilon_M; \quad \frac{\Delta R_{T2}}{R_{T2}} \sim \varepsilon_F - \varepsilon_M \quad (5.13)$$

$$\frac{\Delta R_{T3}}{R_{T3}} \sim -\mu(\varepsilon_x + \varepsilon_M); \quad \frac{\Delta R_{T4}}{R_{T4}} \sim -\mu(\varepsilon_x - \varepsilon_M)$$

Rezultă:

$$\Delta U \approx \varepsilon_F + \varepsilon_M + \varepsilon_F - \varepsilon_M + \mu(\varepsilon_F + \varepsilon_M) + \mu(\varepsilon_F - \varepsilon_M) = 2(1+\mu)\varepsilon_F \quad (5.14)$$

Influența temperaturii se manifestă identic asupra traductoarelor T_1 și T_2 , neavând efect asupra ΔU .

Observație: Deoarece tensiunea de dezechilibru a punții este foarte mică ($\times 10\text{mV} \dots \times 100\text{mV}$), măsurarea ei se face cu dificultate. Mult timp s-a preferat alimentarea punții în curent alternativ cu frecvența de 1...5kHz, pentru ca amplificatorul pentru semnalul util să fie simplu. Majoritatea circuitelor de măsurare cu mărci tensometrice utilizate în prezent sunt alimentate în curent continuu, erorile statice fiind compensate prin calcul de controlerul achiziției.

Dozele tensometrice sunt traductoare care transformă forța sau masa în semnal electric, putând fi solicitate atât la întindere cât și la compresiune. S.C. "Nicolina" S.A. din Iași are în fabricație următoarele doze tensometrice:

- 1 - de întindere - compresiune, tip DT-100.00 $c=0,2$; capacitate nominală: 1...200kN;
- 2 - de compresiune, tip DT-200.00 $c=0,2$; capacitate nominală: 1...300kN;

3 - de compresiune, tip coloană DT-300.00, $c=1$; capacitate nominală: 50...1000kN. Se utilizează cu produsul "Indicator numeric de cântărire" la:

- standuri de probe și reglaj pentru motoare;
- cântare de bandă, platforme de cântărire sau buncăre de dozare;
- controlul continuu al nivelului;
- platforme de cântărire în depozite de materiale;
- în orice alt loc care necesită măsurarea forței sau a masei în regim automat.

Pentru fabricarea acestor doze se folosesc mărci tensometrice și adezivi de la firme renumite:

- Micro-Measurements (SUA);
- Hottinger (Germania);
- Baldwin Lima Hamilton (SUA);
- Philips (Olanda), s.a..

5.2. Traductoare electrice pentru forțe și momente

Traductoarele pentru forțe și momente sunt traductoare complexe, incluzând un senzor mecanic care realizează conversia forță (moment) - deplasare (deformație) și un traductor electric de tip parametric.

5.2.1. Traductoare rezistive pentru forță (capsule dinamometrice)

Componenta determinantă a unei capsule dinamometrice este "elementul elastic" care constituie convertorul forță-alungire și trebuie să asigure:

- sensibilitate mare;
- o direcție unică pentru forța măsurată (printr-o sensibilitate redusă față de eforturi după alte direcții).

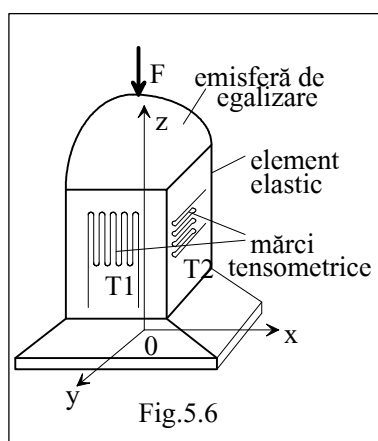
Varianța pentru forțe de compresiune mari (greutăți peste 1000N)

În fig.5.6 este reprezentat principiul unei capsule dinamometrice. Elementul elastic pe care sunt montate traductoarele este de formă paralelipipedică și are o talpă la o extremitate și o emisferă în zona de aplicare a forței de compresiune pe direcția axei "z".

Mărcile tensometrice sunt fixate pe cele patru fețe laterale ale paralelipipedului, fețele adiacente având direcțiile de montare a mărcilor perpendiculare; în puntea de măsurare, mărcile de pe fețele opuse sunt conectate în brațe opuse.

R_{c1} , R_{c2} sunt rezistențe de tip senzori de temperatură introduse pentru corecția variației modului de elasticitate E al materialului elementului sensibil și a diferenței între coeficienții globali de temperatură ai mărcilor tensometrice utilizate;

R_{a1} , R_{a2} - rezistențe auxiliare pentru ajustarea sensibilității și rezistenței de intrare ale punții astfel încât traductorul să fie interschimbabil la bornele unui aparat de măsurare, calibrat în unități de forță (N).



Forța de măsurat F_z (după direcția z) produce comprimare, iar F_x , F_y , aplicate după direcțiile de sensibilitate minimă, produc momente corespunzătoare, rezultând alungirile relative ale traductoarelor $T_1 \dots T_4$ (tabelul 5.1). Se presupune că forțele F_x , F_y , care produc momente, au efect numai pe direcțiile perpendiculare pe direcția forței de măsurat.

Tabelul 5.1

Forța	T_1	T_2	T_3	T_4
F_z	$-\mu\epsilon_z$	ϵ_z	$-\mu\epsilon_z$	ϵ_y
F_x	$-\mu\epsilon_x$	0	$\mu\epsilon_x$	0
F_y	0	$-\epsilon_y$	0	ϵ_y

μ este coeficientul Poisson.

Având în vedere dispunerea traductoarelor în brațele punții de măsurare, tensiunea de ieșire va fi proporțională cu $\Delta R_{T1} + \Delta R_{T3} - \Delta R_{T2} - \Delta R_{T4}$, deci cu $(1 + \mu) \epsilon_z$. Forțele cu variație rapidă se măsoară cu traductoare de accelerație.

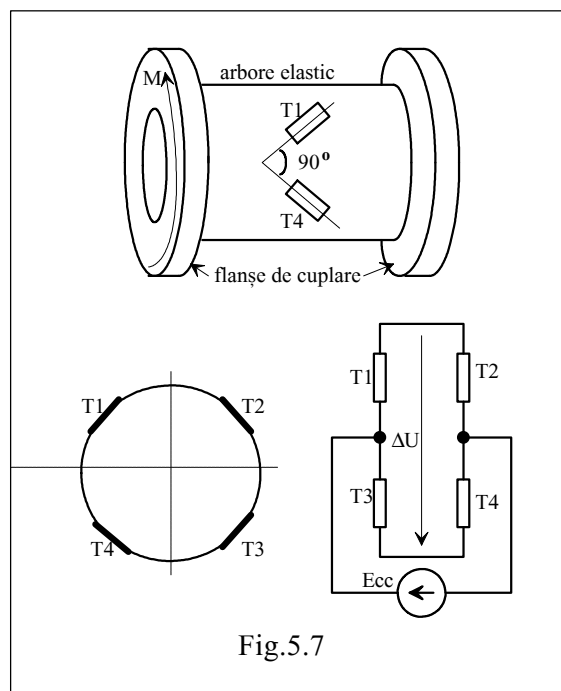
5.2.2. Traductoare rezistive pentru momente (capsule torsionometrice)

Dacă pe un element elastic cilindric se montează patru mărci tensometrice identice, T_1 , T_2 , T_3 , T_4 simetric față de generatoare și având, între direcțiile lor de sensibilitate și generatoare, unghiul $\alpha = 45^\circ$ (pentru sensibilitate maximă), (fig. 5.7) atunci, sub acțiunea cuplului M , apar în T_1 și T_3 , respectiv T_2 și T_4 , variații egale și de sensuri contrare ale rezistenței:

$$\Delta R_{T1} = \Delta R_{T3} = kM \sin 2\alpha; \quad (5.20)$$

$$\Delta R_{T2} = \Delta R_{T4} = -kM \sin 2\alpha$$

unde "k" reprezintă o constantă dependentă de proprietățile mecanice și de dimensiunile elementului elastic.



Cuplarea electrică a punții care include traductoarele cu schema de măsurare, care include aparatul indicator, reprezintă o problemă practică dificilă, având în vedere că arborele elastic pe care sunt aplicate traductoarele se află în mișcare de rotație. Inițial, s-au utilizat sisteme cu inele și perii colectoare (soluție clasică).

Soluția modernă este teletransmisia cu frecvență purtătoare, sistemul incluzând două echipamente: - mobil (cu sursă proprie de energie) constituit de elementul elastic pe care se montează puntea

tensometrică și un oscilator cu modulație în frecvență;

- *fix*, care conține un receptor, un demodulator și un sistem de afișare.

Observații: 1. Capsulele torsiometrice au o bandă de frecvență relativ redusă ($0...x100\text{Hz}$), utilizându-se mai ales pentru măsurări în regim stabilizat.

2. Deși mărcile tensometrice individuale nu au precizie deosebită (cca. $\pm 1\%$, datorită calibrării lor statistice) capsulele torsiometrice pot atinge precizii ridicate prin calibrare individuală ca traductoare complexe, cu erori de neliniaritate în domeniul: $0,02...1\%$.

5.2.3. Traductoare inductive pentru forță (tensiometre magnetoelastice)

Traductoarele magnetoelastice își bazează funcționarea pe proprietatea unor materiale feromagnetice (Ni, aliaje Ni-Fe) de a-și modifica permeabilitatea magnetică în funcție de tensiunea mecanică la care sunt supuse. În fig.5.8 este reprezentată, simplificat, o doză tensometrică magnetoelastică (variantă de traductor inductiv).

Forța de măsurat se aplică prin intermediul unei piese emisferice pentru uniformizarea distribuției sarcinii și eliminarea componentelor parazite.

Modificarea, în funcție de intensitatea forței "F", a permeabilității magnetice a materialului din care este realizat miezul magnetic al bobinei (senzorul traductorului) va avea ca efect modificarea inductivității bobinei. Variația inductivității bobinei este, mai ales în cazul aplicării unor sarcini mari (cărora le este dedicat traductorul magnetoelastic), suficient de mare pentru a putea fi pusă în evidență fără circuite de amplificare.

Tehnica de măsurare clasică presupune compararea impedanței dozei cu impedanța unei doze identice nesolicitate mecanic (se elimină influența temperaturii, dozele fiind influențate identic de variația acesteia).

Traductoarele magnetoelastice sunt neliniare și greu repetabile tehnologic.

Utilizarea traductoarelor magnetoelastice vizează instalațiile de cântărire cu platformă pentru mijloace de transport și de cântărire pe bandă sau staționare (a rezervoarelor, caz în care traductoarele sunt incluse în structurile de susținere a acestora).

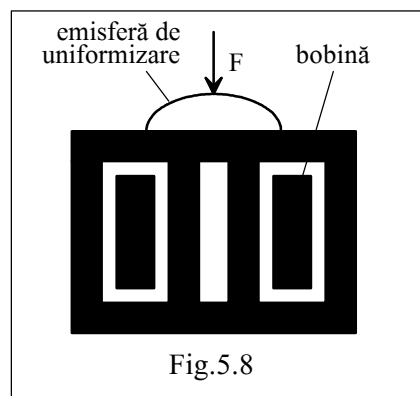


Fig.5.8

Singura condiționare impusă de utilizarea traductoarelor magnetoelastice constă în aplicarea punctiformă a greutății și eliminarea efectelor forțelor care au alte direcții față de cea pe care acționează forța de greutate. Soluțiile constau în utilizarea suprafețelor metalice intermediare lubrificate, a suportării pe bile sau articulații sferice, etc. Condiționarea se impune a fi respectată în special la cântărirea corpurilor aflate în mișcare.

5.2.4. Traductoare inductive pentru cuplu (tensiometre magnetoelastice)

Modificarea permeabilității magnetice a materialelor feromagnetice se produce atât la modificarea tensiunii interne cât și la deformarea acestora.

Dacă senzorul magnetoelastic este constituit chiar de arborele în care se măsoară cuplul, sensibilitatea este relativ redusă, datorită faptului că materialul arborilor (oțel) are proprietăți magnetoelastice scăzute. Avantajul acestei variante este simplitatea constructivă.

Sensibilitatea ridicată se poate obține prin utilizarea dozelor torsiometrice, montate în punctele de secționare a arborelui mecanic. O reprezentare simplificată a unei doze torsiometrice este în fig.5.9. Doza utilizează un senzor inductiv propriu-zis. Modificarea permeabilității magnetice a arborelui magnetoelastic pe direcția efortului unitar " σ " conduce la modificarea reluctanței și, implicit, a inductivității senzorului, sesizată prin modificarea curentului prin înfășurare.

În practică se utilizează varianta cu doi senzori decalati spațial cu 90° și conectați în semipunte inductivă; al doilea senzor va avea o variație egală și de semn contrar a inductivității, ducând la creșterea sensibilității prin tratarea diferențială a semnalului.

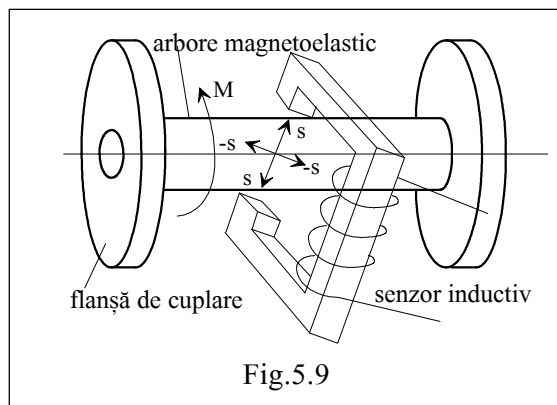


Fig.5.9

Varianta transformatorică a traductorului magnetoelastic are reprezentarea simplificată din fig.5.10, în care înfășurarea primară "p-p" este alimentată de la o sursă de curent alternativ, iar înfășurarea secundară "s-s" este conectată la bornale unui milivoltmetru de curent alternativ.

Miezurile sunt dispuse reciproc rectangular, astfel încât, în lipsa momentului de torsiune, în înfășurarea secundară nu se induce nici o tensiune. Liniile fluxului magnetic produs de primar sunt perfect perpendiculare pe calea de închidere a fluxului corespunzător înfășurării secundare.

La apariția unei solicitări de torsiune, anizotropia magnetică din arbore produce o diferență de potențial magnetic între polii înfășurării secundare.

O parte din liniile de flux, deviind o parte din liniile de flux corespunzătoare primarului, având ca efect o tensiune indusă în înfășurarea "s-s".

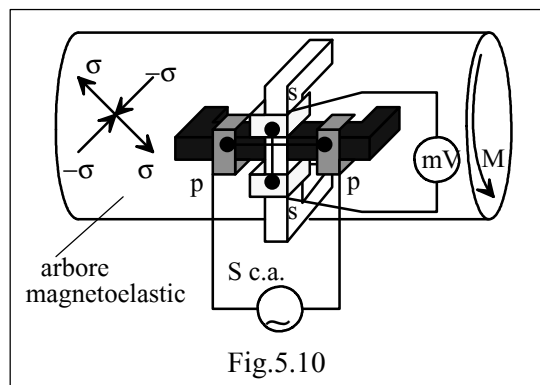


Fig.5.10

Observație: Erorile care pot afecta funcționarea acestui traductor provin din:

- descentrarea arborelui, care produce un întrefier variabil între miez și arbore
- influența pronunțată a temperaturii asupra proprietăților magnetoelastice;
- neuniformitatea proprietăților magnetice și magnetoelastice pe circumferința arborelui;
- fenomenul de histerezis;
- neliniaritatea caracteristicilor magnetice;

Variantele utilizate practic au simetrie circulară, preluarea informației presupunând un proces de integrare pe un număr întreg de perioade de rotație a arborelui, astfel încât medierea să aibă ca efect eliminarea modulației produse de primele două cauze menționate.

5.3. Traductoare de accelerație

Traductoarele electrice de accelerație sunt traductoare complexe ce folosesc un traductor primar de tip seismic.

Traductorul seismic conține (fig.5.11) într-o carcasă care se fixează pe obiectul analizat, echivalentul unui sistem mecanic de ordinul 2 alcătuit dintr-o masă m , un element elastic cu constanta elastică K și un amortizor cu frecare vâscoasă cu coeficientul " r ".

Poziția relativă (deplasarea) masei față de carcasă este sesizată de senzorul S .

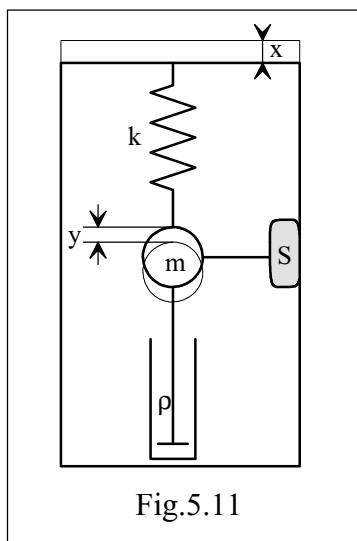


Fig.5.11

Fie $x(t)$ - deplasarea obiectului analizat (egală cu deplasarea carcasei traductorului) și $y(t)$ - deplasarea masei " m " față de carcasă, ca răspuns la excitația $x(t)$. Ecuația intrare - ieșire a traductorului seismic este:

$$m \frac{d^2(x+y)}{dt^2} + r \frac{dy}{dt} + ky = 0 \quad (5.21)$$

sau:

$$m \frac{d^2y}{dt^2} + r \frac{dy}{dt} + ky = -\frac{d^2x}{dt^2} \quad (5.22)$$

Considerând notațiile:

$$\omega_0^2 = k / m; \quad r / m = 2\beta\omega_0 \quad (5.23)$$

în care ω_0 reprezintă pulsația oscilațiilor proprii neamortizate, iar β - factorul de amortizare, relația (5.22) devine:

$$y'' + 2\beta\omega_0 y' + \omega_0^2 y = -x'' \quad (5.24)$$

Dacă se presupune mărimea de intrare sinusoidală:

$x(t) = X_{\max} \sin \omega t$, răspunsul $y(t)$ va avea aceeași formă: $y(t) = Y_{\max} \sin(\omega t + \phi)$. Se poate utiliza, deci, calculul fazorial (cu \underline{X} și \underline{Y} fazorii corespunzători mărimilor $x(t)$, respectiv $y(t)$), iar ecuația atașată devine:

$$\underline{Y}(-\omega^2 + 2j\beta\omega\omega_0 + \omega_0^2) = \omega^2 \underline{X} \quad (5.25)$$

Cu notația: $\eta = \omega / \omega_0$ se obține:

$$\underline{Y} = \frac{\eta^2}{1 + 2j\beta\eta - \eta^2} \underline{X} \quad (5.26)$$

care permite deducerea caracteristicilor de frecvență ale traductorului seismic. Aproximând (5.26) pentru valorile limită ale factorului η rezultă:

- pentru $\eta \gg 1$:

$$\text{relația (5.26) devine:} \quad \underline{Y} = -\underline{X} \quad (5.27)$$

corespunzătoare, în domeniul timp, egalității: $y(t) = -x(t)$, cu semnificația că mișcarea obiectului studiat se regăsește în mișcarea relativă a masei " m " față de carcasă (pusă în evidență de senzorul S); altfel spus, traductorul seismic se comportă ca un traductor de vibrație;

- pentru $\eta \ll 1$:

$$\text{relația (5.26) devine:} \quad \underline{Y} = \eta^2 \underline{X} \quad (5.28)$$

$$\text{prin urmare:} \quad y(t) = -\frac{1}{\omega_0} \frac{d^2x}{dt^2} \quad (5.29)$$

iar senzorul va avea mărimea de ieșire proporțională cu accelerația obiectului analizat, traductorul seismic în ansamblu comportându-se ca un traductor de accelerație.

Pentru un traductor seismic real (cu ω_0 și β precizate) rezultă, după valoarea raportului " η ", două domenii de utilizare:

- ca traductor de accelerație ($\eta \ll 1$);
- ca traductor de vibrație ($\eta \gg 1$).

Observații:

1. La proiectarea unui traductor se tinde către o bandă de frecvență cât mai largă; dacă dorim să realizăm un traductor de accelerație va trebui ca ω_0 să fie cât mai mare; pentru un traductor de vibrație este necesar ca

ω_0 să fie cât mai mic. Creșterea ω_0 se poate realiza convenabil printr-o valoare mare pentru k în condițiile unei mase reduse, avantajele construirii traductorului seismic ca traductor de accelerație fiind:

- dimensiuni mici ale traductorului (o constantă k de valoare mare se poate obține cu un resort de dimensiuni mici și formă adecvată) acesta putând fi atașat pe obiectul de încercat, fără a-i afecta dinamica;

- domeniul de utilizare (banda de frecvență) începe aproape de $\omega=0$;

- din informația de accelerație se pot obține, prin integrări succesive, informațiile de viteză (dx/dt) și de deplasare $x(t)$.

2. Obținerea vitezei și accelerației din $x(t)$ implică operații de derivare, mult mai greu de realizat atât prin calcul numeric cât și prin circuite electronice analogice, procedurile fiind foarte sensibile la zgomote.

Argumentele de mai sus determină preponderența traductoarelor de accelerație (față de cele de vibrație) și utilizarea lor chiar și pentru măsurarea vibrațiilor (prelucrând ulterior rezultatele prin procedee numerice).

Senzorii folosiți pentru evidențierea $y(t)$ - deplasarea masei "m" față de carcasa traductorului - sunt selectați după domeniul de frecvență al traductorului, astfel:

- variantele de joasă frecvență, cu banda: $0...x100\text{Hz}$, folosesc ca senzori de deformare mărci tensometrice;
- variante de medie și înaltă frecvență, cu banda de frecvență începând de la regimul cvasistatic (uzual $0,1...10\text{Hz}$) până la $x1\text{kHz}...x10\text{kHz}$, utilizează senzori piezoelectrice, în variante cu compresiune sau cu forfecare (fig.5.12).

Traductoarele cu senzori tensometrici se utilizează pentru testarea structurilor metalice (analiză modală) și se realizează în varianta triaxială. Prin prelucrarea celor trei mărimi de ieșire care descriu evoluția după cele trei axe, se identifică direcția spațială a mărimii măsurate: deplasare, accelerație, vibrație. Traductoarele cu senzori piezoelectrice au sensibilitate uniaxială. Dacă nu se precizează alte direcții de sensibilitate, orice traductor de vibrație se consideră cu sensibilitate uniaxială, după o direcție perpendiculară pe suprafața sa de fixare.

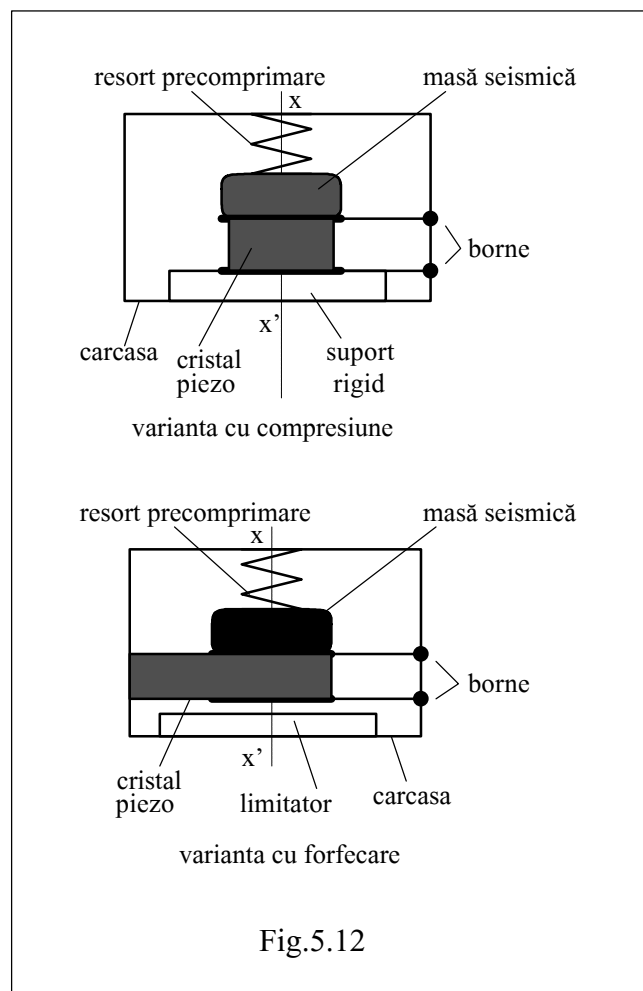


Fig.5.12

5.4. Traductoare tensometrice de sarcină (piezoelectrice)

Atunci când anumite materiale solide sunt deformatе, ele se încarcă (electrostatic) cu o sarcină electrică; efectul se numește piezoelectric și este reversibil. Conversia de energie mecanică în energie electrică se întâlnește la traductoarele de vibrații, forță, presiune.

Conversia inversă, de energie electrică în energie mecanică este folosită pentru realizarea unor surse de vibrații înalte (ultrasonice) aplicate în debitmetre, imprimante cu jet de cerneală, etc.

Materialele la care efectul piezoelectric este vizibil (și utilizabil) sunt cristale naturale (cuarț, sarea Seignette, materiale ceramice) sau sintetice (sulfat de litiu, fosfat de amoniu dihidrogenat).

Pentru un cristal de cuarț se definesc trei axe: *mechanică*, *electrică* și *optică*. Deformările mecanice se pot produce după axa mecanică sau electrică. Sarcina electrică generată este proporțională cu deformația axială produsă, sensul deformației

(contractie, alungire) determinând polaritatea suprafețelor (efectul piezoelectric este sensibil la sensul deformației). Dacă x_i este deformația produsă și "q" - sarcina generată de deformația x_i , atunci:

$$q_0 = k_q x_i \quad (5.30)$$

unde k_q [C/m] reprezintă o constantă dependentă de materialul cristalului.

Schema electrică echivalentă a unui cristal în care se manifestă efectul piezoelectric este reprezentată în fig.5.13, în care (C_0, R_0) formează impedanța echivalentă. C_0 are valori de ordinul nanofarazilor, R_0 - de ordinul $\times 10 \dots \times 100 \text{ k}\Omega$, fiind, de obicei, neglijată în calcule.

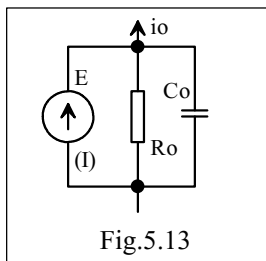


Fig.5.13

Pentru modelul cu sursă de curent, i_0 are valoarea:

$$i_0 = \frac{dq_0}{dt} = k_q \frac{dx_i}{dt} \quad (5.31)$$

Conectând un voltmetru prin intermediul unui cablu la bornele unui cristal piezoelectric se observă că:

- nu se pot face măsurări în regim static;
- capacitatea cablului de legătură influențează valoarea tensiunii la bornele cristalului.

În schema echivalentă de măsurare din fig.5.14, C_c reprezintă capacitatea echivalentă a cablului de legătură, iar (R_i, C_i) formează impedanța de intrare a mijlocului de măsurat.

O variație bruscă a mărimii de intrare $x_i(t)$ determină evoluția tensiunii U_m (măsurate la ieșire) conformă sistemului de ecuații:

$$\begin{aligned} U_m(t) &= R_i i_R(t) \\ i_R(t) + i_C(t) &= i_0 \quad (\text{din (5.31)}) \\ i_C &= C \frac{dU_m}{dt} \quad (C = C_0 + C_i + C_c) \end{aligned} \quad (5.32)$$

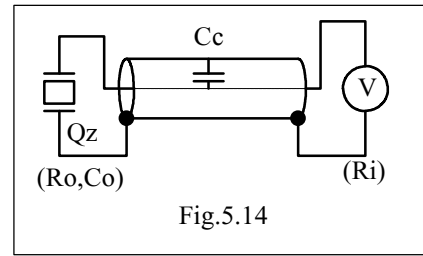


Fig.5.14

Rezolvând sistemul (5.32) rezultă:

$$\begin{aligned} U_m(t) &= R_i (i_0 - i_C) \quad \text{sau} \\ U_m(t) &= R_i \left(k_q \frac{dx_i}{dt} - C \frac{dU_m}{dt} \right) \end{aligned} \quad (5.33)$$

Caracteristica intrare-ieșire va fi descrisă de relația:

$$R_i C \frac{dU_m}{dt} + U_m = R_i k_q \frac{dx_i}{dt} \quad (5.34)$$

care, pentru $x_i(t) = A$ (salt treaptă) conduce, prin aplicarea transformatei Laplace, la forma complexă:

$$U_m(s) = \frac{R_i k_q s X_i(s)}{1 + s R_i C} = \frac{R_i k_q A}{1 + s R_i C} \quad (5.35)$$

a cărei soluție în domeniul timp este:

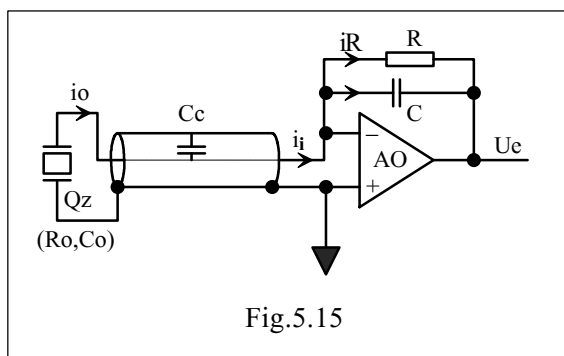
$$U_m(t) = \frac{k_q A}{C} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5.36)$$

unde $\tau = R_i C$ este constanta de timp asociată.

Din relația (5.36) rezultă concluziile enunțate: anularea în timp (în regim stabilizat) a tensiunii U_m ($U_m(\infty) = 0$) și influența valorii capacității cablului de legătură C_c asupra mărimii $U_m(t)$.

Eliminarea influenței cablului de legătură se realizează folosind un amplificator de sarcină (fig.5.15). Datorită scurtcircuitului virtual la intrarea AO (amplificator operațional) capacitatea C_c nu are nici o influență, iar $i_i = i_R + i_C$. Pentru o excitație de tip treaptă aplicată cuarțului rezultă:

$$U_e = R_i i_R = -C \frac{dU_e}{dt} \quad (5.37)$$



Dar: $i_i = i_0 = k_q \frac{dx_i}{dt}$, și atunci:

$$RC \frac{du_e}{dt} + u_e = -k_q R \frac{dx_i}{dt} \quad (5.38)$$

Aplicând transformarea Laplace relației (5.38) vom obține:

$$U_e(s) = -X_i \frac{sk_q R}{1 + sRC} \quad (5.39)$$

Pentru $X_i(s) = A/s$ (treaptă de valoare A) rezultă:

$$U_x(t) = -\frac{k_q A}{C} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5.40)$$

unde $\tau = RC$. Din (5.40) rezultă limitarea inferioară a benzii de frecvență la valoarea:

$$f_x > 1 / (50 \dots 100) \tau \quad (5.41)$$

Limita inferioară a frecvenței mărimii de intrare, $x_i(t)$, este de ordinul $\times 1\text{Hz}$, impunând realizarea (constructiv) a condiției:

$$\tau > 0,01\text{s}. \quad (5.42)$$

Pe de altă parte, factorul de transfer este invers proporțional cu valoarea C, deci C nu poate fi oricât de mare, deoarece ar impune o valoare R foarte mare. Uzual, C se dimensionează cu valori de ordinul $\times 1\text{nF}$.

AO din fig.5.15 necesită însă, pentru polarizarea tranzistoarelor din etajul de intrare, rezistențe suficient de mici pentru a asigura curentul de intrare necesar bunei funcționări în zona liniară.

Condiționarea R și AO este, deci, contradictorie: o valoare foarte mare pentru R impune condiții deosebite pentru AO privitor la curentul de intrare (de ordinul $\times 1\text{pA}$).

Observații: 1. Valorile acceptate pentru mărimea de intrare $x_i(t)$ sunt foarte mici ($\times 0,1\text{mm}$), de aceea domeniile de utilizare a traductoarelor piezoelectrice sunt: măsurarea accelerațiilor (în banda $\times 10\text{Hz} \dots \times 100\text{kHz}$), măsurarea forțelor și a presiunilor rapid variabile, toate implicând deplasări foarte mici.

2. Cristalele sunt excitate, de regulă, prin compresiune, sarcina generată fiind unipolară. Pentru a obține o variație bipolară a sarcinii generate, cristalul se pretensionează. Efortul exterior aplicat cristalului prin mărimea de măsurat va modifica tensiunea internă a cristalului între limitele (T_{maxadm} , 0) intervalul fiind centrat pe valoarea sa mediană (forța totală rămâne mereu de compresie). Variațiile bipolare ale mărimii $x_i(t)$ vor produce o tensiune bipolară la ieșirea amplificatorului, putându-se determina valoarea instantanee $x_i(t)$.

5.5. Traductoare complexe pentru măsurarea puterii mecanice

Măsurarea puterii mecanice se poate face pornind de la relația de definire a acesteia ca produs între cuplu și viteză unghiulară: $P = M\omega$, cu ajutorul unui traductor complex compus dintr-un traductor de cuplu și un traductor de viteză unghiulară, în conexiune serie.

Traductorul complex de putere mecanică se montează pe arborele prin care se transmite puterea de la motor către mașina de lucru. Caracteristica globală a acestui traductor se obține prin compunerea caracteristicilor traductoarelor componente, după regula de la conexiunea serie:

$$Y_P = S_M Y_M S_\omega Y_\omega \quad (5.43)$$

în care Y reprezintă mărimile de ieșire ale traductoarelor, iar S - sensibilitățile corespunzătoare. Y_P reprezintă mărimea de ieșire a traductorului complex. Variantele constructive sunt analogice, numerice sau mixte.

5.5.1. Variante analogice

Cea mai simplă variantă analogică este traductorul complex obținut prin cuplarea unei capsule torsionometrice tensorezistive cu un tahogenerator de curent continuu (fig.5.16), inserat în arborele care transmite mișcarea.

Sensibilitatea punții de curent continuu depinde de tensiunea de alimentare. Alimentând puntea din mărci tensometrice (care compun senzorul de cuplu) cu tensiunea de ieșire a tahogeneratorului (traductorul de turație) se obține un traductor compus de putere. Tensiunea pe diagonala indicatoare a punții este proporțională cu produsul $M \omega$ - măsură a puterii mecanice transmise prin arbore.

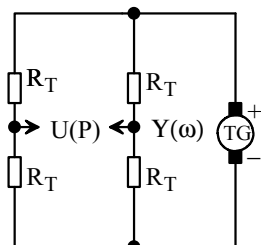


Fig.5.16

Varianța de curent alternativ presupune cuplarea unui traductor magnetoelastic în variantă transformatorică la un tahogenerator de curent alternativ. Primarul traductorului magnetoelastic se alimentează cu tensiunea de ieșire din tahogenerator, tensiunea din secundar fiind proporțională cu produsul $M\omega$.

Observație importantă: Tensiunea din secundarul traductorului magnetoelastic transformatoric este dublu modulată: în amplitudine și frecvență. Deoarece proprietățile magnetoelastice ale traductorului nu influențează frecvența tensiunii din înfășurarea secundară, care rămâne egală cu frecvența tensiunii de excitație furnizate de tahogeneratorul de c.a., numai *amplitudinea* este purtătoarea informației de putere, aceasta fiind singura mărime de ieșire dependentă de ambele mărimi de intrare ale traductorului de putere.

5.5.2. Variante numerice

Principiul măsurării numerice a puterii mecanice are același fundament teoretic (produsul $M \omega$ definește puterea mecanică) și presupune conversia mărimilor primare (cuplu și viteză unghiulară) în numere (în reprezentare binară), N_M și respectiv N_ω , urmând ca produsul $N_P = N_M N_\omega$ să fie obținut cu un multiplicator numeric.

Traductorul numeric pentru cuplu poate avea structura traductorului numeric pentru deplasare unghiulară, cu o construcție similară traductorului

numeric pentru turație. Traductorul de deplasare unghiulară este format din două discuri cu fante, dispuse pe arborile elastic care transmite mișcarea, la distanța "d" unul de celălalt. Sub influența cuplului de torsiune transmis prin arbore, acesta se deformează, conducând la o rotire relativă a celor două discuri, care reprezintă o măsură analogică a cuplului transmis prin arbore.

Rotirea relativă a discurilor are ca urmare citirea (printr-un sistem de senzori optici adecvat) unui număr de impulsuri egal cu numărul fantelor cuprinse în unghiul de torsiune (fante multe înseamnă rezoluție mare). Acest număr este memorat cu un numărător reversibil de deplasare. Unul din discuri poate fi utilizat și pentru măsurarea vitezei unghiulare, impulsurile citite la acest disc fiind utilizate pentru validarea semnalelor de tact cu frecvență mare, furnizate de un generator suplimentar (fig.5.17).

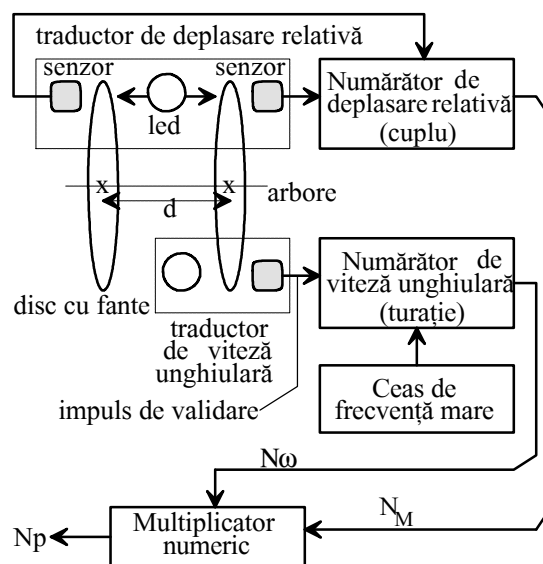


Fig.5.17

Se obțin numerele N_M , respectiv N_ω , care se înmulțesc în circuite numerice (multiplicator sau microcontroller), obținând măsura puterii mecanice sub formă numerică:

$$N_P = N_M N_\omega \quad (5.31)$$

Observație: N_P este măsura puterii medii corespunzătoare intervalului de timp de măsurare. Durata unei măsurări este foarte scurtă, fiind egală cu durata unei validări (a unui impuls de la traductorul de turație), ceea ce permite neglijarea variației de cuplu pe durata măsurării, cuplul fiind o mărime continuă, cu variație relativ lentă raportată la viteza mare de măsurare.

6. Traductoare de presiune

Măsurarea pe cale electrică a presiunii se poate face utilizând traductoare complexe. Fiind o mărime greu perceptibilă cu traductoare electrice fundamentale (inductiv, rezistiv, capacitiv), presiunea necesită o conversie suplimentară într-o mărime ușor măsurabilă cu traductoarele elementare. În majoritatea situațiilor practice, mărimea intermediară este deplasarea sau deformația.

Tipurile de traductoare de presiune diferă în funcție de domeniul de măsurare.

Categoria traductoarelor de presiune însumează variante electromecanice, electronice și/sau combinate.

Pentru măsurarea presiunilor mici ($10^{-9} \dots 10^5 \text{ Pa}$), sunt realizate variante cu ionizare, termice și mecanice.

Măsurarea presiunilor medii (cu valori situate în jurul presiunii atmosferice ($10^5 \dots 10^6 \text{ Pa}$)) corespunde majorității situațiilor practice, putând fi realizată cu traductoare cu diafragmă, cu burduf sau cu tub Bourdon asociate cu traductoare de deplasare sau deformație de tip inductiv, rezistiv sau capacitiv, sau direct cu traductoare piezoelectrice.

Presiunile mari (peste 10^6 Pa) se măsoară utilizând traductoare cu piston și greutate, cu elemente elastice speciale sau cu manganină.

6.1. Traductoare pentru presiuni mici (vacuum)

Limita inferioară a domeniului de măsurare al acestor traductoare corespunde presiunii urmelor de gaz, cea superioară - presiunilor apropiate de cea atmosferică. Variantele constructive descrise mai jos sunt cele cu ionizare și cele termice.

6.1.1. Traductoare cu ionizare

Aceste traductoare constituie singurul mijloc de detectare a vidului înaintat, principiul lor de funcționare fiind bazat pe măsurarea curentului electronic care parcurge gazul a cărui presiune se măsoară, ținând seama că, în anumite condiții, numărul electronilor este proporțional cu presiunea gazului.

Variantele constructive diferă prin modul de generare a purtătorilor de sarcină (electronilor): cu catod cald, cu tensiune înaltă sau prin radiații.

Varianta cu catod cald este reprezentată simplificat în fig.6.1. E_f reprezintă sursa de alimentare a filamentului, E_1 - sursa de polarizare a grilei (tensiunea de accelerare), iar E_2 - sursa de tensiune înaltă pentru generarea curentului anodic. Principiul de funcționare este similar celui al tubului electronic. I_1 este intensitatea curentului electronic, iar I_2 - intensitatea curentului ionic, proporțional cu presiunea gazului.

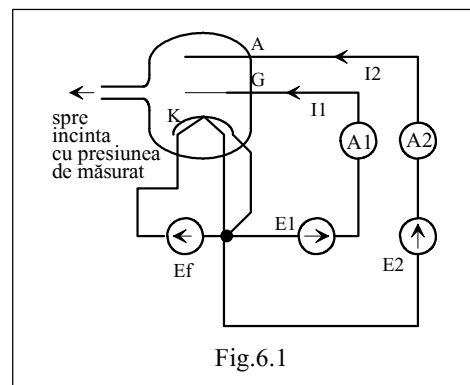


Fig.6.1

Ionizarea se obține prin extragerea a cel puțin unui electron din molecula de gaz, realizată prin mărirea energiei moleculei cu o valoare corespunzătoare cu potențialul de ionizare ($5 \dots 30 \text{ eV}$). Furnizând această energie în mod constant, prin ciocnirile dintre electroni (emiși de catod și accelerați de grilă) și moleculele de gaz, curentul ionic va fi constant și proporțional cu presiunea gazului.

Pentru presiuni sub $0,1 \text{ Pa}$, drumul liber mediu al ionilor este suficient de mare pentru a conferi liniaritate dependenței $I_2(p)$. La presiuni mai mari, traductorul este neadecvat datorită neliniarității relativ mari a acestei dependențe. Eroarea tipică a acestui traductor (în domeniul de măsurare recomandat) nu depășește 10%.

Varianta cu catod rece diferă de cea anterioară prin lipsa filamentului; electronii sunt generați prin câmp electric intens obținut cu o sursă de tensiune foarte înaltă.

Pentru mărirea sensibilității traductorului este necesară creșterea lungimii traiectoriei electronilor în incinta traductorului, astfel încât să crească probabilitatea ciocnirilor dintre aceștia și moleculele de gaz. Acest fapt se realizează prin aplicarea unui câmp magnetic exterior traductorului, care forțează electronii să se deplaseze după o traiectorie în formă de spirală.

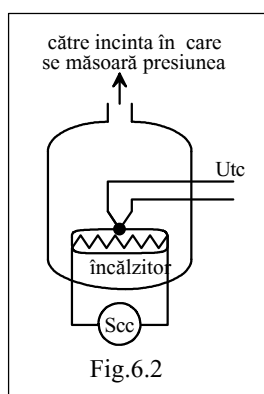
6.1.2. Traductoare termice

Conductivitatea termică a gazelor este dependentă de presiune. Plasând în incinta de măsurare un emițător termic (încălzitor) cu putere constantă, cantitatea de căldură pe care acesta o va ceda gazului înconjurător va fi direct proporțională cu presiunea gazului iar temperatura emițătorului - invers proporțională cu presiunea. Senzorul de temperatură poate fi un termocuplu sau o termorezistență.

Domeniul de măsurare nu coboară sub 0,1 Pa, temperatura emițătorului termic nedepășind 200°C (pentru a nu se forma depuneri de pelicule metalice). Un traductor termic cu termocuplu este reprezentat principal în fig.6.2.

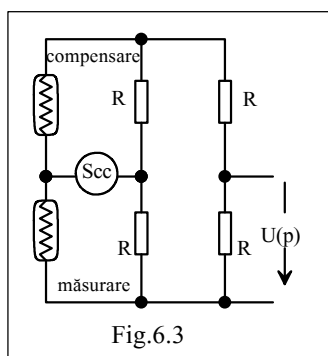
Precizia de măsurare este dependentă de instrumentul cu care se măsoară U_{tc} , pe ansamblu fiind circa 5%.

Mărirea sensibilității se poate realiza prin înserierea mai multor termocupluri, unul dintre acestea neavând contact direct cu încălzitorul și fiind utilizat pentru corecția de temperatură.



În fig.6.3. este reprezentat un traductor termic cu termorezistență (Pirani).

Senzorul rezistiv este reprezentat chiar de încălzitor.



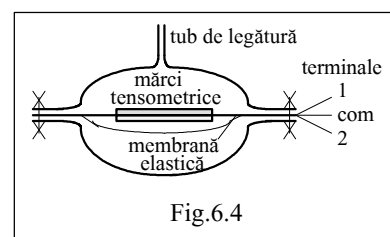
Compensarea influenței temperaturii se realizează cu un încălzitor suplimentar dispus într-o încintă vidată aflată la rândul său în interiorul incintei de măsurare.

Schema de măsurare este o punte simplă în regim dezechilibrat, separarea componentei utile a tensiunii de ieșire realizându-se cu un divizor auxiliar.

Traductorul cu radiații presupune ionizarea gazului prin expunerea acestuia la bombardarea cu particule α (se mai numește și *alfatron*). Domeniul de măsurare și sensibilitatea sunt mult mai reduse decât la celelalte tipuri de traductoare pentru vacuum, de aceea utilizarea sa este restrânsă.

6.2. Traductoare pentru presiuni medii

Variantele tensometrice sunt similare celor pentru măsurarea forțelor și presupun dispunerea pe un element elastic (membrană, burduf, tub Bourdon, tub metalic) a două (fig.6.4) sau patru mărci tensometrice conectate în punte. Mărcile tensometrice sunt supuse la eforturi de semne contrare, trebuind conectate în brațe adiacente ale punții. Măsurarea este precisă, erorile nedepășind 0,2...0,5%. Domeniul de temperatură este relativ larg, cu limita superioară de 350°C.

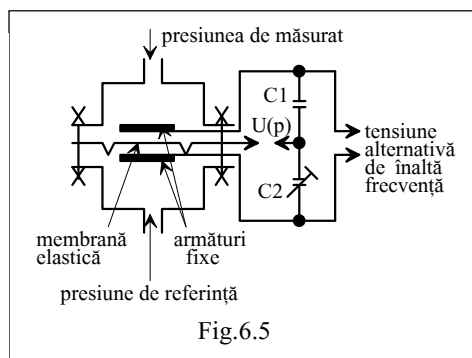


Variantele inductive conțin traductoare propriu-zise ori transformatoare diferențiale pentru determinarea deplasărilor produse de presiunea de măsurat prin deformarea elementelor elastice. Precizia lor este mai scăzută decât a celor descrise anterior (1...2%).

Traductoarele capacitive sunt formate dintr-o membrană cu una din suprafețe expusă presiunii de măsurat (suprafața opusă aflându-se la presiunea de referință) și constituind una din armăturile condensatorului.

Se utilizează frecvent variantele diferențiale, o astfel de construcție fiind reprezentată în fig.6.5. Domeniul de utilizare se extinde până la 10^8 Pa iar precizia este foarte bună, eroarea de conversie nedepășind

0,1...0,2%. Traductorul din figura alăturată este cvasiliniar.



Variantele piezoelectrice sunt similare celor pentru măsurarea accelerațiilor. Domeniul de utilizare urcă până la 10^7 Pa iar eroarea de conversie coboară până la 0,5%. Banda de frecvență *limitată inferior* nu permite utilizarea acestor traductoare în regim static.

Foarte important: Traductoarele piezoelectrice de presiune sunt caracterizate prin performanțe excelente în regim dinamic, fiind utilizate frecvent în măsurarea variațiilor rapide de presiune, de exemplu în camerele de ardere ale motoarelor cu combustie internă, unde variația de presiune are caracteristicile unei explozii.

6.3. Traductoare pentru presiuni mari

Traductorul reprezentativ este cel cu manganină și își bazează funcționarea pe creșterea rezistivității electrice a aliajului. Acest aliaj a fost ales pentru a elimina necesitatea compensării cu temperatura. Variația rezistivității cu presiunea este redusă (2,3... 2,5ppm), de aceea principiul nu poate fi utilizat la măsurarea presiunilor mici și medii (ar rezulta o sensibilitate prea mică a traductorului, la dimensiuni rezonabile ale rezistoarelor).

Circuite de măsurare

În practică se utilizează varianta diferențială - un cuplet de două rezistoare bobinate aflate una la presiunea de referință, cealaltă la presiunea de măsurat, conectate în brațele adiacente ale unei punți simple.

Domeniul de măsurare este, teoretic, nelimitat, dar considerentele privind liniaritatea impun limita superioară la 10^9 Pa. În acest domeniu, precizia conversiei este remarcabilă, eroarea coborând până la 0,1%.

7. Traductoare de debit

Debitul este o mărime specifică procesului de curgere a fluidelor și se definește prin cantitatea de fluid scursă în unitatea de timp. Deoarece fluidele au densități foarte diferite, care se modifică mult la variațiile temperaturii, considerente practice și economice au impus ca, în locul debitului masic ($q_m = dm/dt$) să fie utilizat debitul de volum ($q_v = dV/dt$), între acestea existând relația binecunoscută:

$$q_m = \rho q_v \quad (7.1)$$

Considerând o conductă de lungime "l" și secțiune "S", prin care circulă un fluid ideal cu viteza "v", se definește:

$$q_v = \frac{dV}{dt} = \frac{d(lS)}{dt} = S \frac{dl}{dt} = Sv \quad (7.2)$$

Relația de mai sus pune în evidență principiul de măsurare a debitului volumic prin măsurarea vitezei de curgere a fluidului printr-o secțiune constantă de valoare cunoscută. Debitul masic (cel care dă o măsură obiectivă a cantității de substanță vehiculate) se calculează "on-line" (prin multiplicarea debitului volumic cu densitatea corectată în urma unei măsurări suplimentare a temperaturii).

Traductoarele de debit se construiesc într-o varietate largă, în funcție de caracteristicile fluidului (agresiune chimică, aciditate, vâscozitate, etc.) și domeniul valorilor măsurate (debite mari, medii, mici).

În funcție de perturbația pe care o introduc traductoarele în curgerea fluidului, acestea pot fi grupate în:

- traductoare perturbatoare (cu contact):
 - cu preluare de energie de la fluid;
 - cu deformarea regimului de curgere;
- traductoare neperturbatoare (fără contact):
 - magnetice; - termice;
 - ultrasonice; - cu radiații.

7.1. Traductoare electromagnetice pentru debit

Principiul de funcționare al acestor traductoare este reprezentat de legea inducției electromagnetice: apariția unei tensiuni electromotoare într-un conductor care se deplasează cu o viteză oarecare într-un câmp magnetic (fig.7.1). În acest caz,

asimilând deplasarea fluidului cu propagarea unei unde plane în interiorul conductei, conductorul este reprezentat de planele de fluid care se deplasează pe o direcție perpendiculară pe direcția liniilor de câmp magnetic. Vectorii \vec{B} , \vec{E} și \vec{v} sunt reciproc perpendiculari, având ca urmare un maxim pentru câmpul E .

Mărimea de ieșire a traductorului este tensiunea culeasă prin doi electrozi metalici implantați în peretele conductei. Realizările practice au forma din fig.7.2. Câmpul magnetic este generat cu un electromagnet alimentat cu tensiunea de excitație U_{ex} .

Tensiunea indusă în linia de fluid definită între electrozii captori, care se deplasează cu viteza v perpendicular pe liniile de câmp magnetic are valoarea:

$$U(q) = Bvd = Bd \quad (7.3)$$

Debitul măsurat va avea valoarea:

$$q = \frac{S \times U(q)}{dB} = \frac{\pi d^2 U(q)}{4dB} = \frac{\pi d}{4B} U(q) \quad (7.4)$$

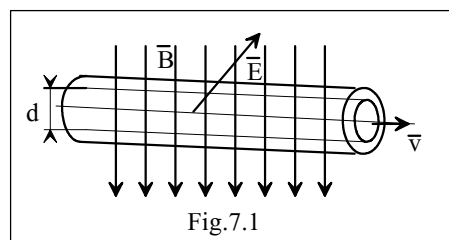


Fig.7.1

Relația (7.4) pune în evidență liniaritatea dependenței dintre tensiunea de ieșire a traductorului și valoarea măsurată a debitului.

Dacă tensiunea de alimentare a bobinei L_{ex} a electromagnetului este una continuă, fenomenele perturbatoare care apar (polarizarea electrozilor, efectele nesimetriei, etc.) conduc la erori de același ordin de mărime ca și semnalul util $U(q)$. De aceea se recurge la alimentarea L_{ex} cu tensiune alternativă (sinusoidală) U_{ex} c.a.. În acest caz, la electrozii captori apare o tensiune parazită suprapusă celei utile (dar defazată cu 90° față de ea), generată de variația în timp a câmpului magnetic inductor:

$$\begin{aligned} B &= B_{\max} \sin \omega t; & \Phi &= S B_{\max} \sin \omega t; \\ U &= - \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{dS}{dt} B_{\max} \sin \omega t - S \omega B_{\max} \cos \omega t \end{aligned} \quad (7.5)$$

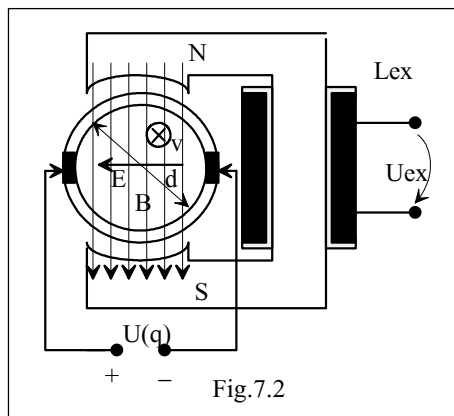
Dar $\frac{dS}{dt} = vd$, prin urmare:

$$U = -dB_{\max} \sin \omega t - S\omega B_{\max} \cos \omega t \quad (7.6)$$

Primul termen din (7.6) reprezintă semnalul util. Al doilea termen reprezintă componenta parazită (a cărei eliminare se poate realiza utilizând detectorul sensibil la fază). Rezultă:

$$U_{ef}(q) = 0,707 \frac{q}{S} dB_{\max} = \left(0,707 \frac{dB_{\max}}{S} \right) q = kq \quad (7.7)$$

Se remarcă dependența liniară a valorii efective a tensiunii alternative captate la electrozii de valoarea măsurată a debitului de fluid.



Observații practice: 1. Majoritatea lichidelor vehiculate prin conducte sunt conductoare. Deși rezistivitatea lor variază într-un domeniu larg, rezistența liniei de lichid cuprinse între electrozii captori este suficient de mică pentru a fi neglijată atunci când măsurarea tensiunii induse se face cu un instrument electronic, a cărui rezistență de intrare are, în mod curent, valori foarte mari.

2. Traductorul electromagnetic de debit este constituit de o conductă din material izolat nemagnetic, pentru a permite traversarea sa de către liniile de câmp magnetic și a nu șunta electrozii captori. Intercalarea traductorului pe traseul conductei se face cu un sistem de flanșe.

3. Conductivitatea redusă a gazelor ridică probleme prea mari utilizării.

7.2. Traductoare cu ultrasunete pentru debit

Viteza de propagare a sunetului într-un mediu fluid este dependentă de natura fluidului, de

temperatura, presiunea și viteza de deplasare a acestuia.

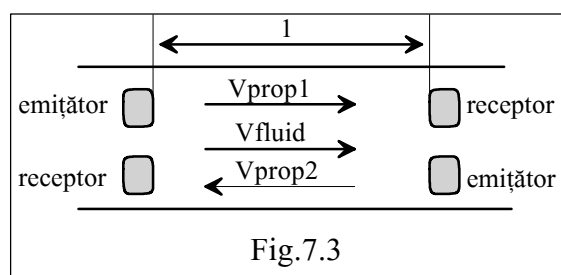
Fie: - v_0 - viteza de propagare a sunetului prin fluidul aflat în repaus;

- v - viteza de deplasare a fluidului prin conductă.

Dacă vom considera că direcția de propagare a sunetului este aceeași cu direcția de deplasare a fluidului (cazul utilizat în practică), și că în interiorul unei conducte se montează, la distanța "l", o sondă emițătoare și una receptoare (fig.7.3), atunci, la o temperatură și presiune date, durata de propagare a sunetului între cele două sonde va fi:

$$t = \frac{1}{v_0 \pm v} \quad (7.8)$$

existând posibilitatea de a sesiza sensul de deplasare a fluidului prin conductă, prin semnul diferenței ($t - t_0$), t_0 fiind durata de propagare în regim static.



Pentru eliminarea influenței temperaturii și presiunii, ca mărimi perturbatoare pentru măsurarea debitului, se utilizează sonde reversibile, care lucrează alternativ ca emițătoare și receptoare. Măsurând duratele de propagare într-un sens și în celălalt, diferența celor două durate măsurate va fi o măsură a vitezei fluidului:

$$t = t_1 - t_2 = \frac{1}{v_0 - v} - \frac{1}{v_0 + v} = \frac{2l}{v_0^2 - v^2} \quad (7.9)$$

Dacă viteza de propagare a sunetului prin coloana de fluid este mult superioară vitezei de deplasare a fluidului prin conductă, rezultă:

$$t \approx \frac{2l}{v_0^2} v = \frac{2l}{v_0^2} q_v \quad (7.10)$$

Construcțiile practice de asemenea traductoare sunt redactate simplificat în fig.7.3, fiind realizate cu două perechi de sonde; comanda celor două sonde emițătoare se face așa încât fiecare să emită un impuls sonor imediat ce a recepționat un semnal de la

sonda pereche. Perechea de sus va funcționa cu frecvența: $f_1 = \frac{v_0 + v}{l}$, iar perechea de

jos cu frecvența: $f_2 = \frac{v_0 - v}{l}$.

Prin mixarea analogică a celor două semnale, va rezulta un semnal cu frecvența (de băți):

$$f = f_1 - f_2 = 2v / l = 2 l / S q_V \quad (7.11)$$

Atunci când debitul este mic, "f" are o valoare (foarte) redusă, impunând măsurarea numerică a perioadei bățiilor (invers proporțională cu debitul), prin contorizarea impulsurilor de ceas pe durata unei oscilații.

7.3. Traductoare termice pentru debit

Dacă încălzim un fir metalic prin efect Joule, utilizând o sursă de putere constantă, firul va avea, în regim stabilizat, o temperatură constantă corespunzătoare echilibrului termic (căldura generată prin efect Joule egală cu căldura disipată în mediu). Ventilând firul, acesta se răcește până la o temperatură corespunzătoare noului echilibru termic (crește capacitatea de transfer termic către mediu). Rezistența sa scade proporțional cu scăderea temperaturii, deci cu viteza de mișcare a fluidului. Acest principiu este utilizat pentru realizarea traductoarelor termice pentru debit.

Într-un fluid aflat în repaus la temperatura θ_a , un fir cald cu temperatura θ_f transferă o cantitate de căldură:

$$Q = \lambda A (\theta_f - \theta_a) / l_{\text{fir}} \quad (\text{cal/s}) \quad (7.12)$$

unde: λ reprezintă conductibilitatea termică a fluidului și A - suprafața firului.

Dacă fluidul se află în mișcare cu viteza "v" față de fir (perpendiculară pe direcția firului), firul va ceda căldură fluidului, cu puterea disipată specifică (pe unitatea de lungime):

$$P_s = \lambda (\theta_f - \theta_a) \left(l + \sqrt{\frac{2\pi d g p v c v}{\lambda}} \right) \quad (7.13)$$

În relația de mai sus, "d" reprezintă diametrul firului, "g" - accelerația gravitațională, "p" - densitatea firului, "v" - viteza de curgere a fluidului, "c_v" - căldura specifică la volum constant a fluidului.

La echilibru, puterea electrică primită de fir este egală cu puterea disipată (legea King):

$$I^2 R = (\theta_f - \theta_a) (a + b \sqrt{v}) \quad (7.14)$$

Măsurarea debitului se reduce la măsurarea vitezei de curgere a fluidului pe suprafața firului, și se poate face prin două metode:

- la temperatură constantă (se crește curentul de alimentare pentru menținerea firului la temperatură constantă și se măsoară această creștere);
- la curent constant (se menține curentul de alimentare la o valoare constantă și se măsoară variația rezistenței firului).

Varianta cu temperatură constantă presupune utilizarea schemei din fig.7.4 în care puntea simplă conține traductorul activ F_a , traductorul de compensare F_c , și un amplificator de eroare cu buffer de ieșire (pentru mărirea capacității de control al curentului), a cărei mărime de intrare este reprezentată de tensiunea de pe diagonala de măsurare a punții. Tensiunea de ieșire a amplificatorului de eroare este proporțională cu viteza de curgere a fluidului prin conducta care conține firul cald (cu debitul acestuia).

La creșterea vitezei fluidului (a debitului), firul F_a își micșorează rezistența, producând o tensiune de dezechilibru pe diagonala de măsurare, care reprezintă semnalul util pentru AE, care își va crește tensiunea de ieșire, măbind curentul injectat în traductorul F_a în sensul creșterii puterii disipate în acesta, a temperaturii sale și, prin urmare a rezistenței sale, până la refacerea echilibrului inițial.

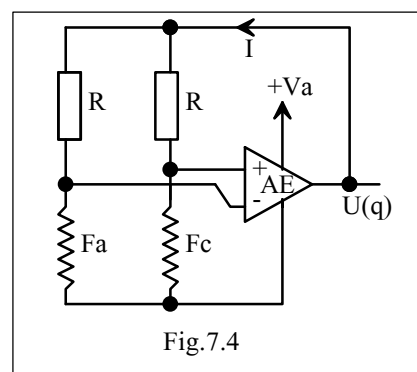


Fig.7.4

La calibrare se poate ajusta una din rezistențele fixe ale punții astfel încât tensiunea de ieșire a AE să

fie nulă; dacă acest lucru nu este posibil, este necesar un etaj suplimentar de offset-are a tensiunii de ieșire astfel ca dependența $U(\theta)$ să treacă prin origine.

Varianta cu curent constant (fig.7.5) utilizează puntea simplă în regim dezechilibrat.

După calibrarea schemei (cu ajutorul rezistenței variabile R_c), variația rezistenței firului în funcție de viteza de curgere a fluidului se desfășoară după dependența:

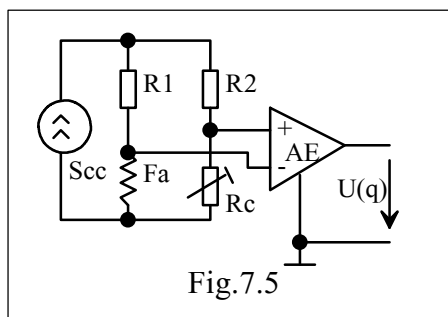
$$\Delta R_{Fa} \sim -\frac{l}{\sqrt{v}} \quad (7.15)$$

Tensiunea de ieșire a amplificatorului va fi proporțională cu ΔR_{Fa} , caracteristica globală a ansamblului de măsurare fiind neliniară.

Firele calde sunt realizate din materiale inoxidabile cu mare rezistivitate (platină, wolfram, iridiu) și constituie variante de medie și mare inerție, destinate măsurărilor în regim staționar sau lent variabil.

Pentru regimuri cu variații rapide de debit se utilizează pelicule metalice depuse pe suporturi de cuarț sau ceramică de bună calitate. Pentru realizarea traductoarelor cu sensibilități mari, în locul rezistoarelor filiforme se utilizează termistoare.

Domeniul de utilizare este limitat inferior la viteze de 5mm/s pentru gaze și 1mm/s pentru lichide, gama dinamică fiind de 10000:1.



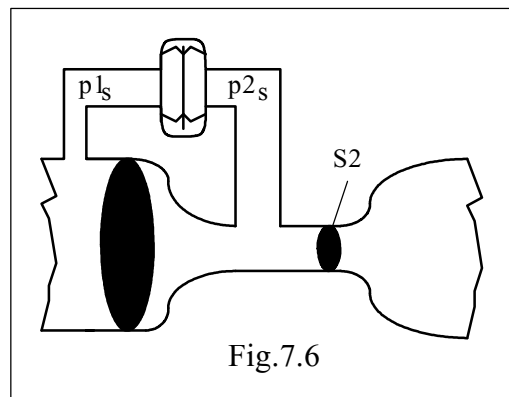
Precizia de măsurare este remarcabilă, eroarea globală putând fi redusă, în construcții îngrijite, până la 0,1%.

7.4. Traductoare presostatice

Aceste traductoare de debit funcționează pe principiul lui Bernoulli (suma constantă a energiilor statică și dinamică a unui fluid):

$$\rho gh_1 + mv_1^2 = \rho gh_2 + mv_2^2 \quad (7.16)$$

și presupun măsurarea presiunilor statice în două secțiuni de dimensiuni diferite ale aceleiași conducte (fig.7.6).



Realizând o strangulare locală a conductei și măsurând presiunea în secțiunile strangulată (S_2) și normală (S_1), se obține proporționalitate între diferența presiunilor măsurate, p_{s2} , respectiv p_{s1} , și pătratul vitezei de curgere (debitului):

$$v = \sqrt{\frac{2g(p_{s1} - p_{s2})}{l - \left(\frac{S_2}{S_1}\right)}} \quad (7.17)$$

Măsurarea diferenței de presiune se poate realiza cu traductoare singulare sau cu traductor diferențial de diferite tipuri. Metoda este statică, neinvazivă dar perturbatoare, presupunând strangularea conductei; avantajul său esențial constă în posibilitatea măsurării debitului indiferent de caracteristicile fluidului.

7.5. Traductoare numerice pentru debit

Pentru structurile complexe de măsurare numerică, presupunând o unitate centrală în legătură cu mai multe puncte de măsurare, este adecvată transmisia la distanță a informației într-un cod numeric.

Conversia directă a debitului în frecvență este caracteristică traductoarelor numerice pentru debit și are drept fundament fenomenele specifice curgerii fluidelor:

- antrenarea de curentul de fluid a corpurilor străine (având o anumită formă) într-o mișcare de rotație sau oscilatorie;

- apariția în masa fluidului a unor oscilații hidrodinamice.

7.5.1. Varianta cu corp oscilant își bazează funcționarea pe antrenarea unui corp poliedric, ale cărui muchii nu sunt paralele cu direcția de curgere, în mișcare de pendulare în jurul unei axe perpendiculare (de regulă) pe direcția de curgere (fig.7.7). Frecvența de pendulare este dependentă de forma și dimensiunile corpului oscilant, fiind proporțională cu viteza de curgere a fluidului prin conductă conform relației:

$$f = K \sqrt{\rho v}, \quad (7.18)$$

în care "K" reprezintă o constantă care cumulează efectele formei și masei corpului oscilant, iar "ρ" este densitatea fluidului a cărei viteză se măsoară.

Deși mișcarea are loc într-un fluid cu vâscozitate nenulă, corpul pendulează neamortizat, energia pierdută prin frecare vâscoasă cu fluidul fiind recuperată prin energia cinetică preluată de la același fluid aflat în mișcare.

Detectoarele de poziție pot fi de tip capacitiv sau inductiv, ambele cazuri impunând ca, în dreptul acestora, conducta să fie nemetalică. Dacă porțiunea respectivă de conductă poate fi transparentă (în spectrul vizibil sau infraroșu), atunci detectoarele pot fi optice. Varianta de maximă fiabilitate este cu detectoare inductive, corpul oscilant fiind realizat dintr-un material magnetic.

Orientativ, frecvența de pendulare ia valori în domeniul 5...500Hz (independentă de vâscozitatea fluidului în domeniul 1...100cP), iar eroarea de măsurare nu depășește 0,4%.

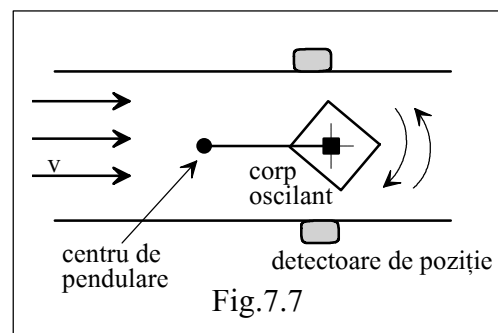


Fig.7.7

Măsurarea propriu-zisă a debitului se poate face grosier, prin numărarea impulsurilor de la detectoarele de poziție pe durata (minimă) de 1s, sau prin determinarea perioadei de pendulare (care validează impulsuri de ceas de la un generator cu frecvență mare), ceea ce crește considerabil rezoluția de măsurare, concomitent cu scurtarea drastică a timpului de măsurare.

7.5.2. Varianta cu turbină a fost una din cele mai frecvent utilizate pentru măsurări curente de debit în conductele care vehiculează fluide necorozive (în special produse petroliere și gaze naturale). Turbina este introdusă în conducta cu fluidul în mișcare, existând o dependență liniară între viteza de curgere a fluidului și turația turbinei dispuse cu axa de rotație în lungul direcției de curgere.

Informația de debit este obținută prin măsurarea vitezei unghiulare a turbinei, utilizând traductoare numerice cu senzori optici sau inductivi.

Domeniul de măsurare pentru aceste traductoare este $10^{-8} \dots 10^{-3} \text{ m}^3/\text{s}$, iar dacă presiunea din conductă nu depășește 10^8 Pa , eroarea de liniaritate este mai mică decât 0,15%.
