

DAVID VALERIU

**MĂSURURAREA
MĂRIMILOR ELECTRICE ȘI
NEELECTRICE**

CURS

**DOMENIUL
INGINERIE ENERGETICĂ**

**FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ
UNIVERSITATEA TEHNICĂ „GH. ASACHI”**

**IAȘI
2009**

CUPRINS

CUPRINS.....	C-1
PREFAȚĂ.....	P-1
1. MĂSURĂRI ASUPRA FORMEI SEMNALELOR.....	1-1
1.1. MĂSURAREA DISTORSIUNILOR DE NELINIARITATE.....	1-2
1.1.1. DISTORSIOMETRE CU FILTRE	1-3
1.1.2. ANALIZĂ ARMONICĂ	1-5
2. TRADUCTOARE.....	2-1
2.1. SENZORI-ELEMENTE DE EXECUȚIE.....	2-3
2.2. TRADUCTOARE GENERATOARE - TRADUCTOARE	
MODULATOARE	2-5
2.2.1. DIAGRAMA ENERGETICĂ ȘI INFORMAȚIONALĂ A	
TRADUCTOARELOR.....	2-7
2.2.2. SENZORI SPECIALI	2-9
2.2.2.1. SENZORI PENTRU MĂSURAREA	
SIMULTANĂ A MAI MULTOR MĂRIMI....	2-10
2.2.2.2. SENZORI INTEGRAȚI	2-12
2.2.2.3. SENZORI INTELIGENȚI.....	2-12
2.2.2.4. SENZORI OPTICI.....	2-12
2.2.2.5. BIOSENZORI.....	2-13
2.3. CARACTERISTICILE METROLOGICE ALE	
TRADUCTOARELOR	2-20
2.3.1. CARACTERISTICI METROLOGICE STATICE	2-20
2.3.2. CARACTERISTICI METROLOGICE ÎN REGIM	
DINAMIC	2-22
2.3.3. IMPEDANȚA DE INTRARE, IMPEDANȚA	
DE IEȘIRE ȘI EFECTUL DE SARCINĂ	2-24
3. MĂSURAREA RADIAȚIILOR.....	3-1
3.1. MĂSURĂRI ÎN DOMENIUL OPTIC	3-3
3.1.1. DETECTOARE TERMICE.....	3-4
3.1.2. FOTODETECTOARE.....	3-5
3.1.2.1. CELULA FOTOVOLTAICĂ	3-5
3.1.2.2. FOTODIODA	3-9
3.1.2.3. TUBUL FOTOMULTIPLICATOR.....	3-10
3.2. MĂSURAREA RADIAȚIILOR NUCLEARE.....	3-12
3.2.1. DOZIMETRIA RADIAȚIILOR IONIZANTE.	
MĂRIMI UTILIZATE.....	3-12
4. MĂSURAREA DEBITULUI	4-1
4.1 MĂSURAREA DEBITULUI CU METODE	
ELECTROMAGNETICE	4-1

4.1.1. DEBITMETRU ELECTROMAGNETIC CU CÂMP MAGNETIC CONSTANT (MAGNET PERMANENT) ..	4-2
4.1.2. DEBITMETRU ELECTROMAGNETIC CU CÂMP MAGNETIC VARIABIL ÎN TIMP	4-4
4.2 MĂSURAREA DEBITULUI CU METODE ULTRASONORE	4-6
4.2.1. DEBITMETRU CU MĂSURAREA TIMPULUI DE TRANZIT.....	4-6
4.2.2. DEBITMETRUL DOPPLER CU ULTRASUNETE.....	4-9
4.3 DEBITMETRUL DOPPLER LASER	4-12
5. MĂSURAREA TEMPERATURII	5-1
5.1 SCĂRI DE TEMPERATURĂ - UNITĂȚI DE MĂSURĂ	5-1
5.2 METODE DE MĂSURARE A TEMPERATURII.....	5-2
5.2.1. METODE DE MĂSURARE CU CONTACT	5-3
5.2.1.1. TERMOMETRE CU TERMOCUPLU	5-3
5.2.1.2. TERMOMETRE CU ELEMENTE SENSIBILE REZISTIVE	5-4
5.2.1.3. TERMOMETRE CU CUART	5-6
5.2.1.4. TERMOMETRE CU TRADUCTOR ELEMENT ACTIV	5-7
5.2.2. TERMOMETRE ELECTRICE DE RADIAȚIE	5-8
5.2.2.1. BAZELE RADIOMETRIEI ȘI TERMOGRAFIEI	5-8
5.2.2.2. PRINCIPIUL RADIOMETRULUI	5-11
5.2.2.3. TEMPERATURA DE ZGOMOT A RECEPTORULUI ȘI PRAGUL DE SENSIBILITATE	5-15
5.2.2.4. RADIOMETRIA SUBSUPRAFEȚELOR ȘI TERMOGRAFIA	5-17
5.2.2.5. ANTENE UTILIZATE ÎN RADIOMETRIE	5-19
5.2.2.6. CREȘTEREA PERFORMANȚELOR	5-21
6. MĂSURAREA UMIDITĂȚII	6-1
6.1 PRINCIPALII INDICATORI AI UMIDITĂȚII.....	6-1
6.2 METODE DE MĂSURARE A UMIDITĂȚII	6-2
6.2.1. METODE BAZATE PE DEFORMĂRI MECANICE.....	6-2
6.2.2. METODE BAZATE PE VARIAȚIA IMPEDANȚEI	6-2
6.2.3. METODE BAZATE PE ABSORBȚIA RADIAȚIEI INFRAROȘII	6-5
6.2.3.1. UMIDIMETRE DE TRANSMISIE	6-5
6.2.3.2. UMIDIMETRE DE REFLEXIE.....	6-5
6.2.4. METODE BAZATE PE MĂSURAREA DIFERENȚEI PSIHROMETRICE.....	6-7
6.2.5. METODE BAZATE PE EFECTUL PIEZOELECTRIC	6-8
6.2.6. METODE BAZATE PE EFECTE NUCLEARE	6-9

BIBLIOGRAFIE.....	B-1
-------------------	-----

PREFAȚĂ

Cursul „*Măsurarea mărimilor electrice și neelectrice II*” este predat studenților din anul trei, domeniul inginerie energetică, de la Facultatea de Electrotehnică, Universitatea Tehnică „Gh. Asachi” din Iași.

În **capitolul 1** „*Măsurări asupra formei semnalelor*” se face referire, în principal, la măsurarea distorsiunilor de neliniaritate.

Capitolul 2 „*Traductoare*” poate fi considerat miezul cursului, prin importanța pe care aceste dispozitive le au în procesul de măsurare. După o prezentare sintetică a traductoarelor se face referire la o serie de senzori speciali și la tendințele în domeniu. De asemenea, se definesc caracteristicile metrologice ale traductoarelor datorită importanței lor la proiectarea, alegerea și utilizarea traductoarelor.

Capitolul 3 „*Măsurarea radiațiilor*” este dedicat, în principal, măsurărilor în domeniul optic, punându-se accent pe prezentarea unor fotodetectoare.

În **capitolul 4** „*Măsurarea debitului*” se prezintă metode electromagnetice pentru măsurarea debitului, precum și metode bazate pe ultrasunete, anume: debitmetre pe principiul măsurării timpului de tranzit; debitmetru Doppler cu ultrasunete.

În **capitolul 5** „*Măsurarea temperaturii*” este abordată atât prin metodele de măsurare prin contact, cât și prin metodele de radiație.

În **capitolul 6** se prezintă câteva procedee de *măsurare a umidității*.

Autorul își exprimă gratitudinea față de colegii din Catedra de Măsurări Electrice și Materiale Electrotehnice și de toți cei care de-a lungul timpului, cu competență și bunăvoință, i-au oferit sprijinul.

Doresc să mulțumesc cu anticipație, studenților și colegilor care, prin observațiile lor, vor contribui la îmbunătățirea acestui curs.

Iași, ianuarie 2009

Valeriu David

Valeriu David (născut 1959) este doctor inginer, profesor la catedra de Măsurări Electrice și Materiale Electrotehnice, Facultatea de Electrotehnică, Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași.

1. MĂSURĂRI ASUPRA FORMEI SEMNALELOR

Un diport nu distorsionează semnalul $u(t)$ aplicat la intrare dacă semnalul de la ieșirea diportului $y(t)$ este reprodus sub forma :

$$y(t) = au(t - \tau) \quad (1.1)$$

$a \in \mathbb{R}$; $\tau \in \mathbb{R}_+$ pentru $\forall t$

Pentru un semnal sinusoidal, $u(t) = U \sin \omega t$, semnalul de ieșire este:

$$y(t) = aU \sin[\omega(t - \tau)] = aU \sin(\omega t - \omega \tau) = Y \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.2)$$

$$aU = Y$$

$$\varphi = -\omega \tau$$

Se observă că semnalul de ieșire nu conține armonici deoarece *caracteristica de transfer* (relația între semnalul de intrare și ieșire) este liniară conform (1.1).

Dacă funcția $y = y(u)$ este neliniară (de exemplu o reprezentare polinomială

$y(t) = \sum_{n=1}^n a_n u^n(t)$, atunci semnalul de ieșire va diferi de cel de intrare, deci vor

apare **distorsiuni de neliniaritate**.

Caracteristica de transfer poate fi liniară sau neliniară așa cum se arată în Fig. 1.1.

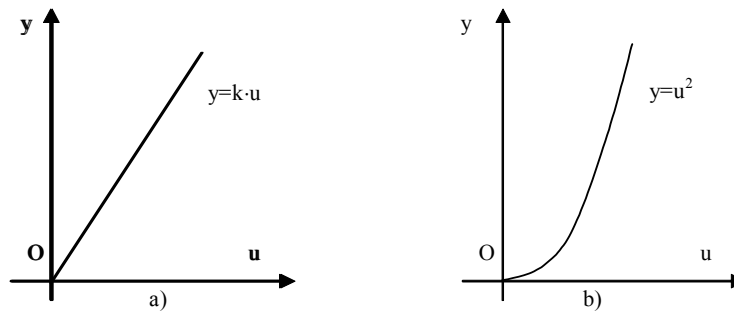


Fig. 1.1. Caracteristica de transfer: a) liniară; b) neliniară.

Condiția $aU = Y$; $Y(\omega) = aU(\omega)$; $a = \frac{Y(\omega)}{U(\omega)} = \text{const.}$

Deci a (amplificarea sistemului) nu depinde de frecvență.

În Fig. 1.2 se dă o *caracteristica de frecvență* liniară (ideală și reală).

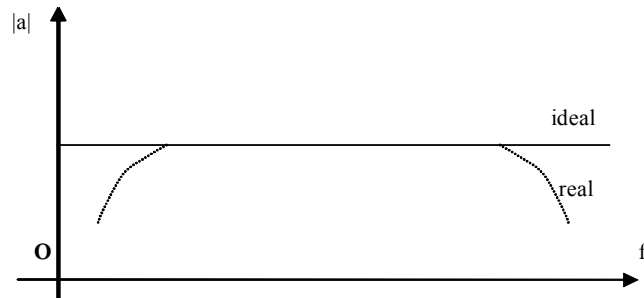


Fig. 1.2. Caracteristica de frecvență

Caracteristica de fază

Condiția $\varphi = -\omega\tau$ presupune ca defazajul introdus de sistem să varieze liniar cu frecvența.

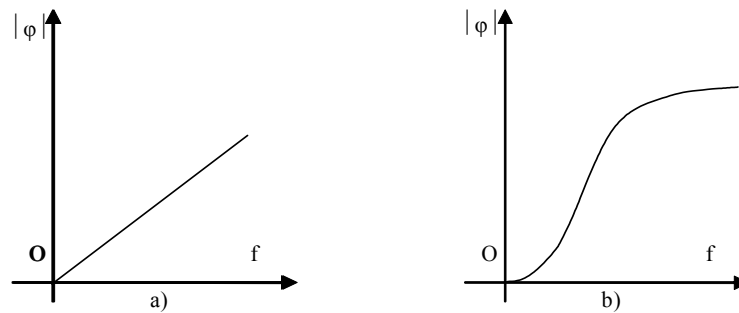


Fig. 1.3. Caracteristica de fază: a) liniară; b) neliniară.

Distorsiunile de frecvență și de fază apar chiar dacă sistemul este liniar, în cazul în care semnalul de intrare este periodic nesinusoidal sau neperiodic.

1.1. MĂSURAREA DISTORSIUNILOR DE NELINIARITATE

Evaluarea distorsionării unui semnal sinusoidal (sau a neliniarității sistemului prin care acesta a trecut), se face prin gradul de distorsiune δ care poate fi definit ca:

$$\delta = \frac{\text{valoarea efectivă a armonicilor}}{\text{valoarea efectivă a semnalului total}} = \frac{\left(\sum_{i=2}^n U_i^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{\left(\sum_{i=1}^n U_i^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (1.3)$$

$$\cong \frac{\left(\sum_{i=2}^n U_i^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{U_1} = \frac{\text{valoarea efectivă a armonicilor}}{\text{valoarea efectivă a fundamentului}}$$

De obicei gradul de distorsiune se exprimă în procente:

$$\delta [\%] = \frac{\left(\sum_{i=2}^n U_i^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{\left(\sum_{i=1}^n U_i^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \cdot 100$$

Referitor la determinarea neliniarității unui sistem, se presupune ca dacă la intrarea sistemului testat se aplică un semnal sinusoidal pur:

$$u_1 = U_1 \sin \omega t \quad (1.4)$$

la ieșire rezultă un semnal de forma:

$$y = a U_1 \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} U_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.5)$$

unde: a este coeficientul de transfer al sistemului;

U_n , $n\omega$, φ_n sunt amplitudinile, pulsațiile, respectiv fazele armonicilor.

Măsurarea distorsiunilor se face:

- utilizând distorsiometre cu filtre pentru rejectarea frecvenței fundamentale;
- prin măsurarea pe rând a fundamentalei și armonicilor și calcul analitic.

1.1.1. DISTORSIOMETRE CU FILTRE

Prin utilizarea unui filtru care separă armonicile din întreg semnalul și făcând două măsurători se poate determina gradul (coeficientul) de distorsiune.

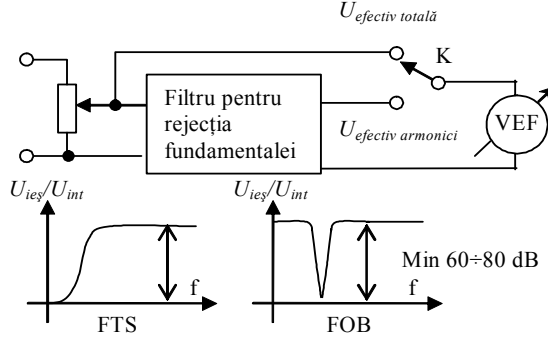


Fig. 1.4. Schema bloc a distorsiometrului cu filtru.

După cum se observă din Fig. 1.4, se lucrează în două etape:

a) Cu comutatorul K pe poziția $U_{efectiv\ total}$ se reglează potențiometrul până ce indicația voltmetrului ajunge la o valoare fixată α_c :

$$\alpha_c = S \cdot U_{efectiv\ total} \quad (1.6)$$

De unde rezultă:

$$U_{efectiv\ total} = \frac{\alpha_c}{S} = const. = k_1 \quad (1.7)$$

Unde valoarea efectivă a semnalului total este $U_{efectiv\ total} = \left(\sum_{i=1}^n U_i^2 \right)^{\frac{1}{2}}$

b) Când comutatorul K este pe poziția $U_{efectiv\ armonici}$, frecvența fundamentală este rejectată de filtre și indicația voltmetrului este:

$$\alpha = S \cdot U_{efectiv\ armonici} = S \cdot \delta \cdot U_{efectiv\ total} = \alpha_c \cdot \delta \quad (1.8)$$

Milivoltmetrul, care trebuie să fie un voltmetru de valoare efectivă, este gradat direct în valori ale gradului de distorsiune.

Filtrele pentru rejecția fundamentului pot fi de tipul filtru trece sus (FTS) sau filtru oprește bandă (FOB).

Filtrul de tip trece sus, FTS, oprește complet fundamentala precum și toate frecvențele mai mici, dar are dezavantajul de a lucra pe o singură frecvență de tăiere, deci gama de frecvențe în care poate lucra este mică.

FOB nu rejectează decât o bandă îngustă în jurul fundamentului, dar poate să-și modifice, între anumite limite, frecvența pe care o suprimă.

Atenuarea introdusă de filtru trebuie să fie mai mare de $60 \div 80$ dB.

Există distorsiometre cu posibilitatea acordării automate a circuitului selectiv pentru rejecția fundamentalei. Circuitul de acord automat poate fi format dintr-o punte Wien și două detectoare sensibili la fază.

Gradul de distorsiune δ dă informații despre nelinearitatea unui sistem, doar pentru cazul când la intrarea acestuia este un singur semnal sinusoidal.

Dacă la intrarea sistemului se aplică două semnale sinusoidale de frecvență ω_1 și ω_2 , de exemplu:

$$s_1(t) = U_1 \sin \omega_1 t$$

$$s_2(t) = U_2 \sin \omega_2 t$$

atunci la ieșire, pe lângă armonicile celor două semnale, vor apărea componente suplimentare de frecvență $n \cdot f_1 \pm m \cdot f_2$ cu n și $m = 1, 2, \dots$, dintre care efectul cel mai important îl vor avea frecvențele $f_1 + f_2$ și $f_1 - f_2$.

Pentru cazul aplicării simultane a două semnale se definesc coeficienți de distorsiuni de intermodulație care caracterizează comportarea sistemelor neliniare. Distorsiometrul cu filtre prezentat în acest paragraf nu poate determina și distorsiuni de intermodulație, fiind necesar un instrument mai complex.

1.1.2. ANALIZĂ ARMONICĂ

Așa cum se arată în capitolul 3 intitulat „MĂSURĂRI ÎN DOMENIUL TIMP – MĂSURĂRI ÎN DOMENIUL FRECVENȚĂ” din cartea [David2006], există două reprezentări ale unui semnal electric:

- în domeniul timp (variația amplitudinii în funcție de timp);
- în domeniul frecvență (amplitudinile și fazele armonicilor care intră în componența semnalului în funcție de frecvență).

Dacă pentru **măsurători în domeniul timp** (amplitudine, frecvență, fază pentru un semnal sinusoidal și timp de creștere, timp de scădere, durata palierului pentru impulsuri) se utilizează *osciloscopul*, pentru **măsurători în domeniul frecvență** (amplitudinile, frecvențele și fazele diferitelor componente armonice) se utilizează *analizorul*.

Analizările pot fi:

- analizoare de armonice (analizoare de undă), care sunt de fapt voltmetre selective cu filtru acordabil și determină amplitudinile tensiunilor componentelor unui semnal;
- analizoare spectrale.

Din categoria analizatoarelor de armonici se prezintă în capitolul 6 intitulat „APARATE PENTRU MĂSURAREA CÂMPULUI ELECTROMAGNETIC” din cartea [David2006] un analizor de perturbații electromagnetice, iar din categoria analizatoarelor de spectru, analizorul superheterodină.

2. TRADUCTOARE

Măsurarea presupune obținerea de informații în scopul caracterizării unui fenomen.

Principalele **obiective** ale măsurărilor sunt:

- *Monitorizarea (supravegherea) unui proces*, de exemplu supravegherea ambientului termic, ambientului sau înconjurătorului electromagnetic.
- *Controlul unui proces*, de exemplu, controlul temperaturii într-un sistem de termostatare.
- *Verificarea unor modele sau experimente*, de exemplu în cazul simulărilor pe computer, sau chiar completarea cu informații care nu pot fi obținute prin proiectarea asistată (computer aided design - CAD).

Proiectare și operarea unui sistem de măsurare presupune considerarea următoarelor etape:

- sesizarea mărimii de măsurat;
- condiționarea și prelucrarea semnalului;
- transmisia semnalului ce conține informația;
- memorarea datelor;
- afișarea rezultatelor;
- asigurarea surselor de energie (de exemplu, alimentarea electrică a părților componente);
- protecția și asigurarea unei funcționări corecte;
- service, calibrare și mentenanță (întreținere).

Dacă se consideră schema bloc simplificată a unui sistem de măsură (Fig. 2.1) se observă că un rol important îl are identificarea și prezentarea informației, adică traductorul.

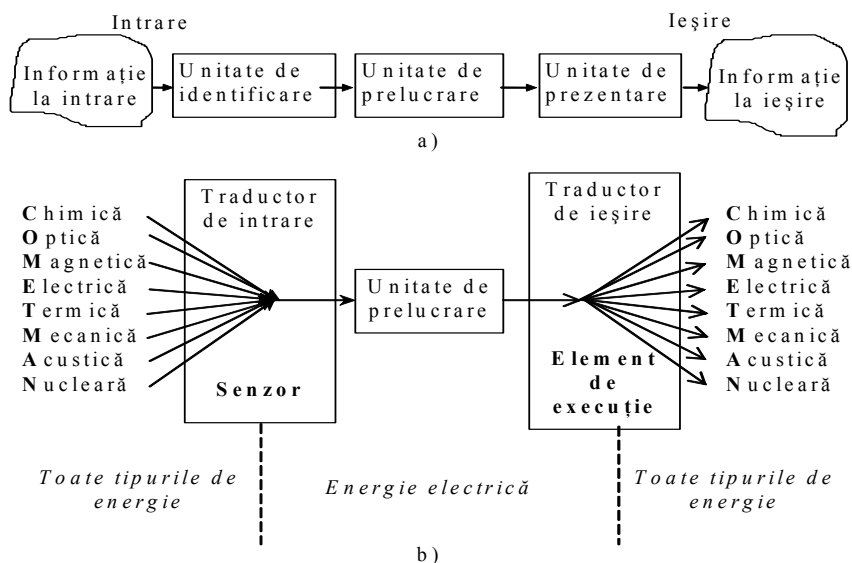


Fig. 2.1. Diagrama bloc a unui sistem de măsură

Traductorul este un dispozitiv capabil să convertească energia dintr-o formă în alta. Această conversie este făcută înainte și după unitatea de prelucrare, astfel traductoarele sunt la interfața fizică dintre sistemul de măsurare (sistemul electronic) și procesele sau experimentele ce se studiază sau controlează.

Observații:

În terminologia românească “traductor” înseamnă în mod curent “traductor de măsură”, înglobând “sensorul” și eventualele circuite de prelucrare adiacente. De exemplu, termorezistența este un sensor, pe când termorezistența plus circuitul de condiționare înglobat formează un traductor. În limba engleză, pentru această combinație senzor – condiționar de semnal, se utilizează uneori termenul de „transmitter” [Pallas-Areny2001].

Acest sens a termenului „traductor” în limba română vine în contradicție, de exemplu, cu noțiunea de „senzor integrat” sau de “senzor inteligent” care, de asemenea, conțin senzori și circuite de prelucrare a semnalului.

În literatura franceză există aceeași problemă. Mai mult chiar în ambele limbi există doi termeni: traductor („traducteur”) și transductor („transducteur”), ce pot conduce la unele confuzii.

În această lucrare autorii preferă, pentru traductor, prima dintre definițiile date mai sus, care este identică cu cea a cuvântului “transducer” din limba engleză.

Două dintre principalele criterii după care se clasifică traductoarele sunt:

- poziția pe care o ocupă în sistemul de măsurare;
- modul de obținere a energiei la ieșirea traductorului.

2.1. SENZORI-ELEMENTE DE EXECUȚIE

După poziția pe care o ocupă în sistemul de măsură traductoarele se clasifică în:

- elemente sensibile (senzori);
- elemente de execuție.

Dacă traductorul se găsește la intrarea sistemului de măsură este denumit **senzor**, pentru că sesizează (simte) mărimea fizică dorită și o convertește în altă formă de energie. De altfel, termenul „senzor” sugerează extensia achiziției de informații la mărimi nepercepute de simțurile umane.

Când traductorul se află la ieșire sistemului de măsurare este denumit **element de execuție (executor) sau element de acționare („actuator”)**, pentru că el convertește energia primită într-o formă de energie la care este sensibil (poate reacționa) un sistem independent (biologic sau tehnic).

Pentru un *observator uman (sistem biologic)* elementul de execuție poate fi un ecran de calculator, un instrument de măsură indicator (aparat electromecanic) sau un difuzor, la care pot reacționa senzorii vizuali sau acustici.

Pentru un *sistem tehnic* elementul de execuție poate fi un dispozitiv de perforat, un dispozitiv de închidere a unei uși etc.

Referitor la Fig.2.1, se poate spune că senzorul convertește energia în care se află informația în acea formă de energie în care se face prelucrarea. Aceasta, teoretic, poate fi oricare din următoarele domenii energetice: chimică (C), optică (O), mecanică (M), electrică (E), termică (T), magnetică (M), acustică (A), nucleară (N)⁹.

Sunt mulți factori care pledează în favoarea prelucrării în domeniul electric:

- Grație structurii electronice a materiei, variația unui parametru neelectric, determină modificarea unui parametru electric, fiind posibilă conversia oricărei mărimi neelectrice în una electrică.
- Consum redus de energie de la procesul de măsurare, miniaturizare, simplitate în operare, datorită existenței amplificatoarelor cu câștig foarte mare, a integrării pe scară largă, a noilor tehnologii, etc.
- posibilitatea de transmisie la distanțe mari a semnalului metrologic,
- ușurința memorării, prelucrării și afișării rezultatelor măsurării – text, grafice, diagrame, imagini.

Cum se va vedea ulterior, chiar și stimularea artificială a țesuturilor vii se face cel mai adesea electric.

Cu toate acestea, datorită progreselor făcute în domeniul optic, mai ales în ultima perioadă, se poate lua în considerație și prelucrarea în acest domeniu energetic.

⁹ Hendsen I. A., McGhee J. - COMETMAN Clasification in Instrumentation, 9th International Symposium on Electrical Instruments in Industry (IMEKO TC-4), Glasgow, 1997.

Astfel în sistemele de măsurare o mare pondere o au *traductoarele electrice*, iar în ultima perioadă și *traductoarele optice*. Mai mult chiar sunt sisteme de măsurare în care se face prelucrarea și transmisia semnalelor în ambele domenii energetice (electric și optic).

Senzorii pot fi clasificați după mai multe criterii, așa cum se prezintă în continuare.

După **modul de variație a mărimii de ieșire** există:

- *senzori analogici*;
- *senzori numerici*.

Senzorii analogici prezintă la ieșire un semnal analogic, ei constituind cea mai largă clasă de senzori.

Senzorii numerici au ca ieșire un semnal numeric, necesitând condiționare de semnal mai simple și fiind mai puțin sensibili la interferențele electromagnetice.

După **modul de obținere a energiei la ieșirea traductorului** există:

- *senzori modulatori sau parametrice*;
- *senzori generatori*.

Senzorii modulatori necesită o sursă auxiliară de energie pentru a funcționa.

Senzorii generatori funcționează fără o sursă auxiliară de energie.

După **modul de operare** există:

- *senzori de deflexie*;
- *senzori de nul*.

Senzorii de deflexie se bazează pe o deviație sub acțiunea măsurandului.

Senzorii de nul se bazează pe principiul opoziției folosind o mărime de referință.

După **relația care există între intrare și ieșire** sau caracteristica de transfer senzorii pot fi: *senzori de ordinul zero*; *senzori de ordinul unu*; *senzori de ordinul doi*; ..., *senzori de ordinul „n”*.

După **natura mărimii de intrare** sau altfel spus a mărimii de măsurat există: *senzori de deplasare*; *senzori de temperatură*; *senzori de debit*, *senzori de câmp electric*, etc.;

După **natura mărimii de ieșire** există: *senzori rezistivi*, *senzori inductivi*, *senzori capacitivi*.

2.2. TRADUCTOARE GENERATOARE - TRADUCTOARE MODULATORI

În funcție de modul de obținere a energiei la ieșirea traductorului va fi sau nu va fi necesară o sursă auxiliară de energie, iar traductoarele se vor clasifica în:

- Traductoare generatoare (traductoare active sau traductoare energetice).
- Traductoare modulatori (traductoare parametrice).

Traductorul generator este operațional fără o sursă auxiliară de energie, deoarece conversia se face pe baza energiei de intrare care constituie suportul energetic al informației. Acest traductor este un dispozitiv cu două porți, ambele cu acces la informație și energie (Fig.2.2a).

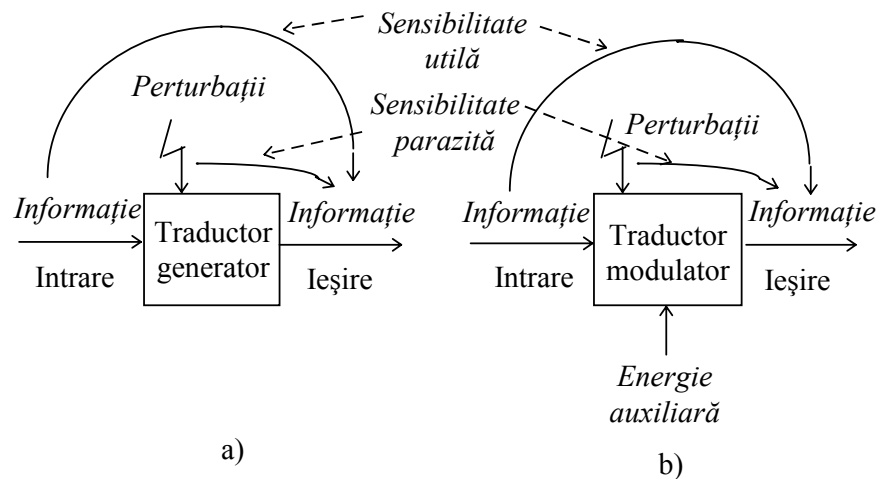


Fig. 2.2. Traductor generator a). Traductor modulator b)

Traductoarele (mai ales senzorii) generatoare, prin utilizarea energiei de la fenomenul studiat (suportul energetic al informației), pot altera informația - “efectul de sarcină”. Prin introducerea senzorului, modificarea mărimii de măsurat poate fi substanțială la fenomene cu suport energetic redus.

Dintre traductoarele generatoare pot fi amintite: traductoare termoelectrice, traductoare piezoelectrice, traductoare fotoelectrice, traductoare de inducție electromagnetică, traductoare electrochimice, etc.

Exemple de traductoare generatoare, în cazul prelucrării semnalului în domeniul electric pot fi :

- Ca și senzori - Celulă solară
- Termocuplu
- Ca și elemente de execuție - Afîșaj LED
- Element încălzitor

Traductorul modulator (parametric) cere o sursă de energie auxiliară pentru a converti energia dintr-un domeniu în altul. El este un dispozitiv cu trei porți cu acces la energie, dintre care numai două porți au și acces la informație (Fig. 2.2b).

Traductoarele modulatorie sunt potrivite pentru fenomene cu suport energetic redus, dar au dezavantajul necesității unei surse auxiliare de energie. Apar astfel complicații în cazul traductoarelor utilizate în medii izolate, de exemplu

traductoare utilizate la monitorizarea unor parametrii de mediu sau traductoare implantate în sistemele biologice.

Dintre traductoarele modulatorie sau traductoarele parametrice pot fi menționate:

- traductoare rezistive;
- traductoare inductive;
- traductoare capacitive, etc.

Funcționarea **senzorilor rezistivi** se bazează pe faptul că mărimea de măsurat produce o variație a rezistenței electrice a senzorului.

Pe acest principiu există:

- senzori (rezistivi) de deplasare (convertesc deplasarea în variație de rezistență electrică);
- senzori tensometrici rezistivi (convertesc alungirea în variație de rezistență);
- senzori rezistivi de temperatură (convertesc temperatura într-o variație a rezistenței metalelor sau semiconductoarelor);
- senzori fotorezistivi (convertesc fluxul luminos într-o variație de rezistență electrică).

Senzorii inductivi convertesc o mărime neelectrică de măsurat (deplasare, abatere dimensională, grosime masă, forță, presiune, cuplu mecanic) aplicată la intrare, într-o inductivitate proprie, L , sau o inductivitate mutuală, M .

Senzorii capacitivi convertesc o mărime neelectrică de măsurat (forță, deplasare liniară, deplasare unghiulară, presiune, nivel, etc) într-o variație de capacitate.

Rezistențele, inductivitățile sau capacitățile care se modifică cu mărimea de măsurat sunt introduse într-o punte sau într-un circuit oscilator producând o variație de tensiune (tensiunea de dezechilibru a punții), respectiv o variație de frecvență a oscilatorului.

Deoarece variațiile rezistenței, inductivității sau capacității pot fi determinate de mai multe mărimi neelectrice (de exemplu, de temperatură, de umiditate, etc.) este foarte important să se separe mărimea de interes de ceilalți factori, care se pot constitui în factori perturbatori pentru o anumită situație.

Exemple de traductoare modulatorie în cazul prelucrării semnalului în domeniul electric:

- Ca senzori - Marcă tensometrică
 - Tubul fotomultiplicator
- Ca elemente de execuție - Afișaj cu cristale lichide (LCD)
 - Tubul catodic

În cazul *mărcii tensometrice*, sursa auxiliară de energie este electrică. Curentul ce trece prin marca tensometrică este modulat de o forță mecanică care este convertită în variație de tensiune electrică prin variația rezistenței mărcii. De obicei marca tensometrică este conectată într-o punte de măsură ce lucrează dezechilibrat.

Pentru *afișajul cu cristale lichide* fără incidența luminii ambientale, vizualizarea (detecția informației) nu este posibilă. Deci energia electrică (în care este prezentă informația) modulează energia auxiliară (optică), fiind convertită la ieșire în energie optică.

Există diverse metode de sesizare a mărimii de măsurat, care pot da naștere la o multitudine de senzori dintre care pot fi amintiți:

- **Senzorii bazați pe joncțiuni semiconductoare.** Aceștia utilizează modificarea caracteristicii curent – tensiune a joncțiunii: cu temperatura (termometre bazate pe joncțiuni semiconductoare); cu câmpul magnetic (magnetodiode, magnetotranzistori); cu fluxul luminos (fotodiode, fototranzistori), etc. Tot în această categorie intră detectorii de radiații nucleare de tip semiconductor, senzorii bazați pe tranzistoare cu efect de câmp (FET),
- **Senzorii bazați pe rezonatori cu cuarț.**
- **Senzori bazați pe ultrasunete.**
- **Senzori cu fibre optice.**

2.2.1. DIAGRAMA ENERGETICĂ ȘI INFORMAȚIONALĂ A TRADUCTOARELOR

Descrierea posibilităților diferite de conversie poate fi făcută printr-o diagramă energetică și informațională ca în Fig. 2.3.

Axa X reprezintă intrarea traductorului:

- Energia și informația la intrare pentru traductorul generator.
- Energia și informația la intrarea (modulatoare) pentru traductorul modulator.

Axa Y reprezintă ieșirea traductorului:

Energia și informația la ieșire atât pentru traductorul generator cât și pentru traductorul modulator.

Axa Z reprezintă energia auxiliară și apare doar pentru traductoarele modulare.

Axa P este axa perturbațiilor. Datorită perturbațiilor apar sensibilități parazite. Un traductor poate fi perturbat de toate cele opt domenii de energie considerate.

În planul XY se găsesc 64 (8×8) tipuri de traductoare generatoare. La traductoarele de pe diagonală din planul XY (opt tipuri de traductoare) nu are loc o conversie energetică propriu-zisă, ci doar una formală. Din acest motiv ele sunt denumite **traductoare modificatoare**, în limba engleză „*modifier*”.

În această categorie ar putea fi incluși electrozii de suprafață utilizați la culegerea semnalelor bioelectrice. Aceștia fac doar o trecere de la conducția ionică ce are loc la nivelul țesuturilor la conducția electronică specifică conductoarelor (energia la intrare este electrică, energia la ieșire este tot electrică).

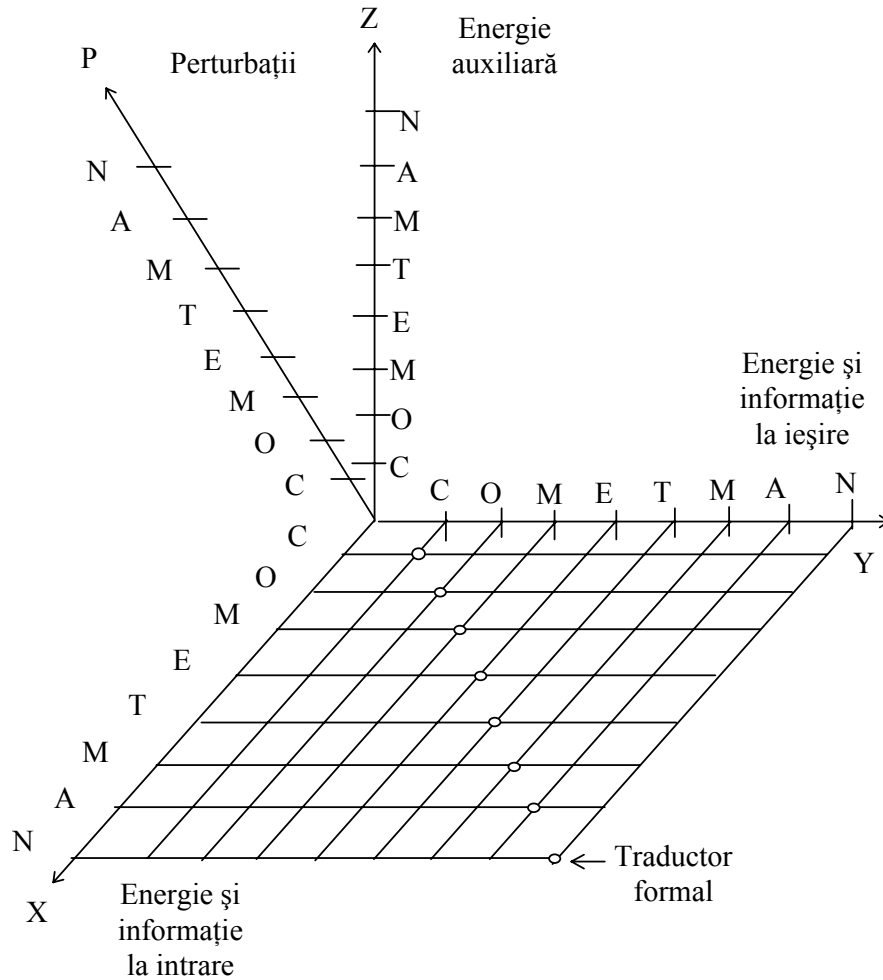


Fig. 2.3. Reprezentarea spațială a traductoarelor

În **spațiul XYZ** se află 512 ($8 \times 8 \times 8$) tipuri de traductoare modulatorie. Desigur, și în cazul acestora există traductoare modificatoare, de exemplu, tranzistorul. Plecând de la această diagramă spațială (Fig. 2.3.) se pot descrie traductoarele prin vectorul $[X, Y, Z,]$ sau $[X, Y, Z, P]$ denumiți indicii Miller.

De exemplu:

- Celula solară are vectorul $[O, E, -]$ și este traductor de intrare (sensor) generator.
- Termocuplul are vectorul $[T, E, -]$ și este traductor de intrare (sensor) generator.

- Afișajul cu LED are vectorul $[E, O, -]$ și este traductor de ieșire (element de execuție) generator.
- Elementul încălzitor are vectorul $[E, T, -]$ și este traductor de ieșire (element de execuție) generator.
- Marca tensometrică are vectorul $[M, E, E]$ și este traductor de intrare (sensor) modulator (M este energie mecanică).
- Tubul fotomultiplicator are vectorul $[O, E, E]$ și este traductor de intrare (sensor) modulator.
- Afișajul cu cristale lichide are vectorul $[E, O, O]$ și este traductor de ieșire (element de execuție) modulator.
- Tubul catodic are vectorul $[E, O, E]$ și este traductor de ieșire (element de execuție) modulator.

Observații:

Dacă pentru marca tensometrică se consideră și perturbațiile termice și chimice, vectorul asociat ei devine $[M, E, E, TC]$.

În cazul prelucrării semnalului în domeniul electric, referitor la vectorii asociați traductoarelor se poate spune că:

- Sensorii au întotdeauna E (energie electrică) pe axa Y.
- Elementele de execuție au E (energie electrică) pe axa X.
- Traductoarele generatoare nu necesită energie auxiliară, deci au “-” pe axa Z (axa energiei auxiliare).
- Perturbațiile pot conține mai multe domenii energetice.

Interferențele, datorate altor mărimi decât cele de interes, pot fi reduse prin proiectare corespunzătoare (sensibilitate doar la mărimea de măsurat), utilizarea unor metode sau elemente de reducere a perturbațiilor (reacții negative pentru stabilitate, filtrare, compensare, simetrizarea intrării, etc).

2.2.2. SENZORI SPECIALI

Așa cum s-a arătat traductorul și în special senzorul este veriga principală dintr-un sistem de măsurare. Astfel s-au dezvoltat o serie întreagă de senzori dintre care câteva tipuri mai speciale vor fi menționate în cele ce urmează.

2.2.2.1. SENZORI PENTRU MĂSURAREA SIMULTANĂ A MAI MULTOR MĂRIMI

Există senzori care pot detecta mai multe mărimi chiar din domenii energetice diferite. Unul dintre ei este bucla electric mică cu două sarcini diametral opuse.

Bucula cu o singură sarcină este un sensor de câmp magnetic de tip generator, ce poate fi perturbat de câmpul electric, având astfel vectorul $[H, E, -E]$.

În Fig.2.4 se prezintă această configurație și schema electrică echivalentă a ei, unde: U_0 , I_0 și R_0 , L_0 sunt elementele “modului zero” (modului dipol magnetic); U_1 , I_1 și R_1 , C_1 sunt elementele “modului unu” (modului dipol electric). Se observă astfel sensibilitatea la cele două câmpuri: magnetic, prin U_0 și electric, prin U_1 .

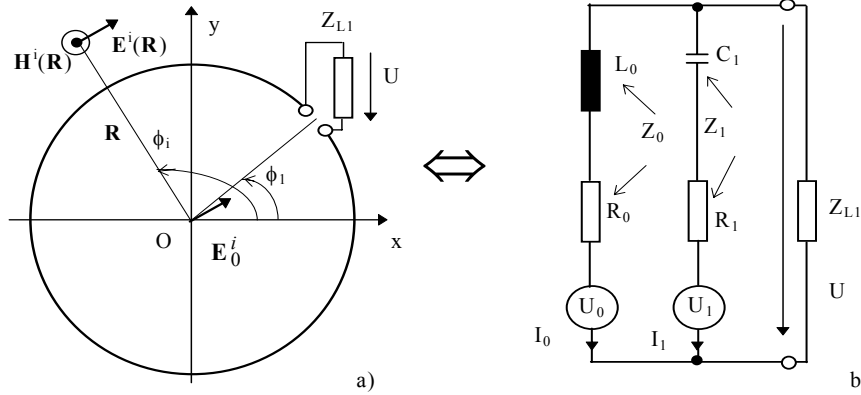


Fig.2.4. Buclă receptoare cu sarcina Z_{L1} în punctul ϕ_1 : a) configurația buclei aflată sub incidența unui câmp electromagnetic; b) schema electrică echivalentă a buclei.

Pentru o buclă cu două întreruperi diametral opuse, încărcate cu sarcini egale de valoare R , se pot separa contribuțiile lui E și H la răspunsul sensorului așa cum se sugerează în Fig. 2.5.

Cu U_0 și I_0 s-au notat tensiunea și respectiv curentul datorate câmpului magnetic, iar cu U_1 și I_1 tensiunea și curentul datorate câmpului electric.

În punctul ϕ_1 , contribuțiile celor două câmpuri electric și magnetic se sumează, iar în punctul $\phi_1 + \pi$, se scad.

Suma tensiunilor $[U(\phi_1) + U(\phi_1 + \pi)]$ - care este o măsură a câmpului magnetic - nu depinde de sarcina Z_L cu care este încărcată bucla la $\phi = \phi_1$ și $\phi = \phi_1 + \pi$.

Diferența tensiunilor $U(\phi_1) - U(\phi_1 + \pi)$, care este o măsură a câmpului electric, depinde de sarcina Z_L , cu care este încărcată bucla la $\phi = \phi_1$ și $\phi = \phi_1 + \pi$.

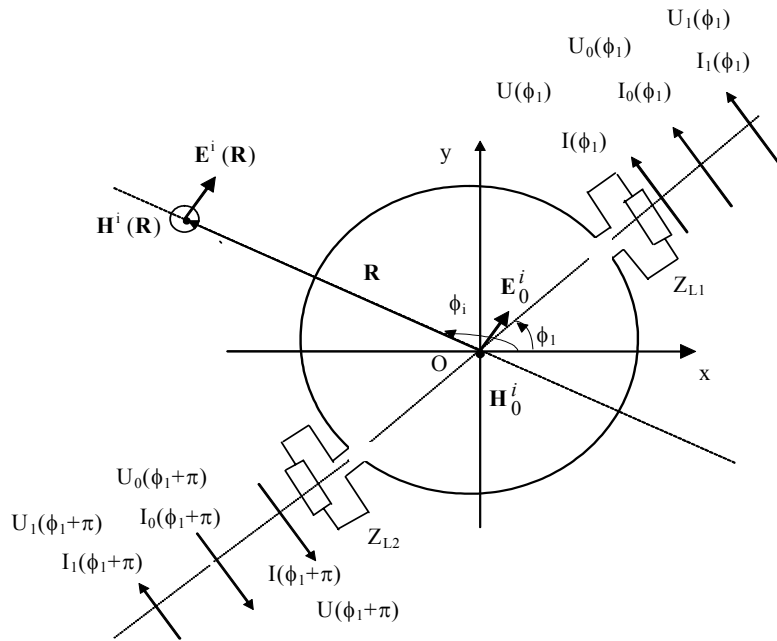


Fig.2.5. Curenții și tensiunile în sarcinile Z_{L1} și Z_{L2} .

Acest sensor complex (Fig. 2.5) prezintă două avantaje față de precedentul (Fig. 2.4):

- s-a eliminat sensibilitatea parazită la câmp electric, prezentă în cazul măsurării câmpului magnetic cu o buclă ce are doar un interstițiu;
- un singur sensor măsoară simultan două mărimi (câmpul electric și câmpul magnetic) în același punct din spațiu.

Noul sensor ar avea vectorul $[H \text{ și } E, E, -, -]$. Față de vectorul precedentului sensor $[H, E, -, E]$ se vede cum E a trecut din domeniul perturbațiilor în cel al mărimilor de măsurat.

Un alt exemplu de măsurare a mai multor mărimi cu același sensor poate fi cel al sensorului psihrometric (doi senzori de temperatură unul umed și unul uscat) care poate determina temperatura, umiditatea relativă și punctul de rouă. În plus pentru acest caz se observă cum utilizarea unui sistem de măsură controlat de microprocesor poate îmbunătății performanțele măsurării, readucând în actualitate un sensor simplu și o metodă binecunoscută (psihrometrul Assman).

Principiul de măsură simultană a temperaturii și umidității este dat în Fig. 2.6.

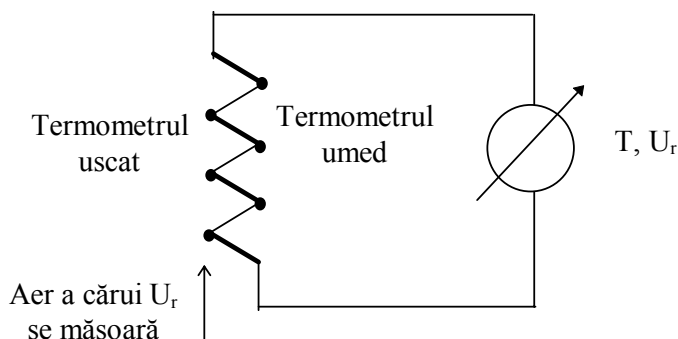


Fig. 2.6. Principiul psihrometrului

2.2.2.2. SENZORI INTEGRAȚI

Senzorii integrați sunt realizați prin tehnici microelectronice. În acest fel pe substratul de siliciu pe lângă senzorul propriu-zis fiind incluse și circuitele electronice de condiționare a semnalului.

2.2.2.3. SENZORI INTELIGENȚI

Odată cu miniaturizarea și integrarea pe scară largă a fost realizat și senzorul inteligent („*intelligent sensor*” sau „*smart sensor*”).

Senzorul inteligent reprezintă un ansamblu de măsură a unei mărimi fizice ce prezintă capacitate de calcul și comunicare, fiind constituit din două părți principale:

- un lanț de măsurare pilotat de microprocesor;
- interfață de comunicare bidirecțională.

2.2.2.4. SENZORI OPTICI

Inițial, prin senzori optici se înțelegeau acele dispozitive care convertesc în semnal electric o informație conținută în lumina vizibilă sau în radiațiile cu lungimi de undă vecine: infraroșu și ultraviolet.

Odată cu dezvoltarea instrumentației de măsurare optică sau a instalațiilor de măsurare cu fibră optică a apărut noțiunea de traductor (senzor) cu fibră optică. În aceste condiții traductorul (senzorul) optic are o conotație puțin diferită față de cea inițială.

Senzorii cu fibre optice sunt acei senzori la care mărimea de măsurat modifică un parametru al radiației din spectrul optic și care au în componența lor fibre optice.

Astfel, în mod similar cu cazul **senzorilor electrici**, la care mărimea de intrare modulează un *semnal electric* (a se vedea, de exemplu, marca tensometrică,

unde acțiunea unei forțe modifică valoarea unei rezistențe), la **senzorii optici** mărimea de intrare (măsurandul) modulează, de această dată, un *flux luminos* (ϕ).

Fie un traductor optic de tip fotodetector (fotodiodă, fototranzistor, tub fotomultiplicator), adică un dispozitiv care convertește semnalul optic într-un semnal electric:

- într-un sistem de măsurare în care prelucrarea semnalului metrologic se face în domeniul electric, fotodetectorul (fotodioda, fototranzistorul) considerat este senzor, el permițând măsurarea unui flux luminos;
- într-un sistem de măsurare în care prelucrarea se face în domeniul optic fotodetectorul (fotodioda, fototranzistorul) este veriga finală a acestui circuit de măsurare cu fibră optică sau circuit de transmisie a datelor, el fiind în acest caz element de execuție.

2.2.2.5. BIOSENZORI

Un biosensor este un dispozitiv care încorporează un element de sesizare biologic intim conectat sau integrat într-un traductor.

El este conceput pentru a transforma un fenomen sau o proprietate biochimică a unui sistem într-un semnal electric.

Prima generație de biosensori (1960) a fost realizată prin imobilizarea enzimelor sau fixarea de membrane enzimactice la un traductor. Ea a avut ca model din materia vie imobilizarea catalizatorilor într-un mediu adecvat prin intermediul structurilor membranare.

A doua generație a constat în imobilizarea de biocompuși compacți (de exemplu țesuturi).

A treia generație, datorată progreselor făcute în domeniile: chimiei, materialelor, biocompatibilității, precum și al traductoarelor (tehnologii avansate în microelectronică și în folosirea fibrelor optice), constă în depunerea biocompușilor direct pe dispozitive semiconductoare, ghiduri de undă, etc.

Biosenzorii se caracterizează prin:

- rapiditate în răspuns;
- simplitate de operare, cu cerințe de instruire minime pentru utilizatori;
- posibilități de operare “in situ” sau în procese tehnologice care necesită o monitorizare continuă;
- portabilitate, miniaturizare;
- preț de cost scăzut.

Principiul biosensorului

Indiferent de complexitate lui, așa cum se arată în Fig. 2.7, un biosensor este alcătuit din trei părți principale:

- un sistem sau un element biologic (molecule de recunoaștere), care este sensibil grație selectivității lui la un anumit compus organic și este numit bioreceptor;

- un sensor fizic, care convertește modificarea chimică produsă de primul sistem într-o mărime electrică (măsurabilă);
- partea electronică de prelucrare.

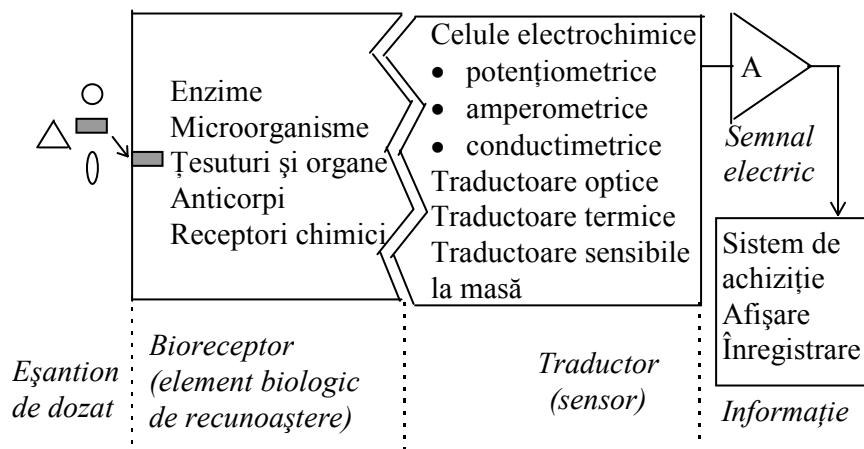


Fig. 2.7. Biosensor

Mai pot fi amintite în construcția biosensorului și structurile membranare care separă elementele biosensorului protejându-le de variațiile mediului extern.

Clasificarea biosensurilor se poate face în funcție de:

- tipul bioreceptorului;
- tipul traductorului;
- aplicația biosensorului.

Biochimști și ingineri, imitând principiile naturale de recunoaștere, conversie și amplificare, încearcă să dezvolte senzorii performanți pentru substanțe organice.

În natură există recunoaștere biologică, conversie biologică, amplificare biologică.

La stadiul actual, biosensorul este alcătuit dintr-un sistem de recunoaștere biologic în contact intim (fizic și funcțional) cu traductorul artificial.

Deoarece sensorul vine în contact direct cu un material biologic, la alegerea lui trebuie să se țină cont de biocompatibilitate și de interferențele chimice.

Pe de altă parte datorită nevoii de biosenzori implantabili pentru analize chimice "in vivo", miniaturizarea senzorilor prezintă mare interes.

După tipul sensorului fizic utilizat, biosenzorii se clasifică în:

- biosenzori electrochimici;
- biosenzori optici;
- biosenzori termici;
- biosenzori sensibili la modificarea masei.

a) Biosensori electrochimici

Compusul organic de dozat difuzează în compartimentul cu celule imobilizate, care prin metabolismul lor specific transformă acest compus în molecule mai simple, active din punct de vedere electrochimic, detectabile apoi cu un electrod convențional.

Senzorii (electrozii) convenționali electrochimici sunt:

- potențiometrici;
- amperometrici;
- conductimetrici (conductanță/capacitate).

a₁) *Senzori potențiometrici* sunt cei folosiți tradițional pentru măsurarea pH-ului, principiul fiind cel al măsurării unei diferențe de potențial care se stabilește între un electrod de măsură asociat la un electrod de referință.

Potențialul obținut este conform relației lui Nernst:

$$\Delta U = \frac{RT}{nF} \ln \frac{a^{ext}}{a^{int}} \quad (2.1)$$

unde: R - constanta universală a gazelor;

T - temperatura absolută;

F - constanta lui Faraday;

n - valența ionilor;

a^{ext} , a^{int} - concentrațiile în exterior și în interior.

Se va prezenta în cele ce urmează tranzistorul cu efect de câmp sensibil la ioni ISFET (ion - sensitive field effect transistor).

Structura schematică a unui tranzistor cu efect de câmp este dată în Fig.2.8, iar ecuațiile pentru curent sunt:

Dacă $V_G \geq V_T$ și $V_S \leq V_D \leq V_{D\text{ sat}}$

$$I_D = \mu \frac{W}{L} C_{ox} \left[(V_G - V_T) V_D - \frac{1}{2} V_D^2 \right] \quad (2.2)$$

unde: μ - mobilitatea electronilor în canal;

C_{ox} - capacitatea oxidului izolanț;

W/L - raportul lățime/lungime canal;

V_T - tensiunea de prag.

La saturație ($V_D > V_{D\text{ sat}}$),

$$I_{D\text{ sat}} = \frac{1}{2} \mu \frac{W}{L} C_{ox} (V_G - V_T)^2 \quad (2.3)$$

Dacă pe stratul de SiO_2 , în locul conexiunii metalice ce constituie grila (G) se pune o soluție electrolitică direct sau după ce a fost depusă o membrană sensibilă la ioni, se obține un Ion - Sensitive FET (ISFET). În acest caz conexiunea de grilă este dată de un electrod de referință ce se află în soluția electrolitică, soluție ce conține eșantionul de dozat.

Interacțiunea dintre filmul subțire depus și ionii de dozat schimbă proprietățile interfeței izolanț - electrolit și modifică tensiunea de prag, ducând astfel la variația curentului de drenă I_D .

Biosensorul ENFET (Enzyme Field - Effect Transistor), se obține dintr-un sensor ISFET pe a cărui membrană selectivă la ioni s-a depus un strat de enzime imobilizate.

Timpul de răspuns, ce depinde de grosimea stratului enzimatic, este de sub un minut, când enzimele sunt direct fixate pe elementul sensibil sau câteva minute, când se intercalează o membrană.

Măsurarea în modul diferențial, utilizând un ISFET activ (ENFET) și un ISFET de referință (REFET) - fără bioreceptor, permite reducerea sensibilității biosensorului la variațiile de pH în soluție, temperatură și lumină.

Avantajele acestor biosensori sunt legate de miniaturizare, amplificare directă pe cip, posibilitatea realizării rețelelor de biosensori (pentru măsurări redundante sau pentru diverși compuși - enzime imobilizate diferite).

Principalul dezavantaj este legat de încapsulare (conexiunea cip grilă este făcută în interiorul electrolitului).

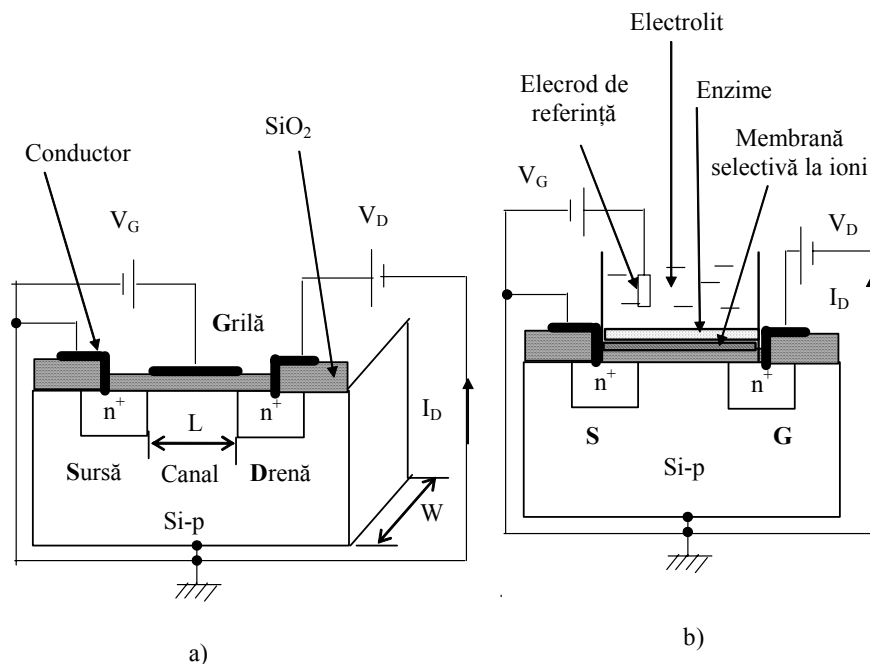


Fig. 2.8. MOSFET a); ENFET b)

a₂) *Sensori amperometrici.*

În acest caz se aplică o diferență de potențial constantă între doi electrozi (de exemplu catod de platină) și un anod de referință, măsurându-se curentul electric ce circulă între electrozi, curent ce este proporțional cu concentrația în spațiul studiat.

a₃) *Sensori conductimetrici.*

Aceștia sunt bazați pe determinarea conductivității unei soluții. Lucrându-se în curent alternativ, se limitează erorile datorate polarizării. În domeniul 1 kHz ÷ 10 kHz impedanța poate fi pur rezistivă.

b) Biosensori termici

Aceștia măsoară prezența sau concentrația unei substanțe chimice (compus organic) prin urmărirea schimbării temperaturii datorită acelei substanțe.

Cel mai simplu biosensor termic este un termometru la care partea sensibilă este acoperită cu enzime.

Dintre senzorii de temperatură care intră în componența biosensibilor pot fi amintiți: senzorii piroelectrici, termistoarele, termocuplurile.

Deoarece cantitatea de căldură eliberată este mică, măsurarea este perturbată de variațiile de fond ale temperaturii mediului (sub efectul agitației).

Trebuie utilizate două termistoare și anume: unul de referință fără enzime pentru a urmări variația termică a mediului și unul pe care se află stratul de enzime imobilizat.

În afară de măsurarea diferențială, pentru a limita perturbația termică datorată convecției, se înconjoară termistorul cu un înveliș de sticlă având câteva orificii pentru acces la substrat.

Un exemplu de biosensor termic este dat în Fig.2.9.

Eșantionul de dozat antrenat de pompă la un debit de 0,5-5 ml/min, intră într-un termostat (stabilitate $\pm 0,01^\circ\text{C}$) unde este echilibrat termic cu mediul și trece apoi prin reactoarele cu enzime după care iese afară din termostat (sistemul de curgere).

La capătul fiecărei coloane de enzime (0,3-1 ml) se află câte un termistor. Se lucrează cu două coloane de “enzime termistor” (una cu enzime active - termistor de măsură, cealaltă cu enzime inactive - termistor de referință) pentru a evita perturbațiile, ΔR_p , generate de variațiile de temperatură datorate altor efecte: fricțiune, absorbție, desorbție, turbulență.

Termistoarele sensibile la modificarea temperaturii constituie două din brațele punții.

Tensiunea de dezechilibru este:

$$\Delta U = (R + \Delta R_p + \Delta R_x) \frac{E}{2R + 2\Delta R_p + \Delta R_x} - R \frac{E}{2R}$$

De unde rezultă:

$$\Delta U = \frac{E}{4} \frac{\frac{\Delta R_x}{R}}{1 + \frac{\Delta R}{R} + \frac{1}{2} \frac{\Delta R_x}{R}}$$

$$\Delta U \cong \frac{1}{4} \frac{\Delta R_x}{R} E \quad (2.4)$$

Ea se înregistrează și este o măsură a concentrației substanței de dozat.

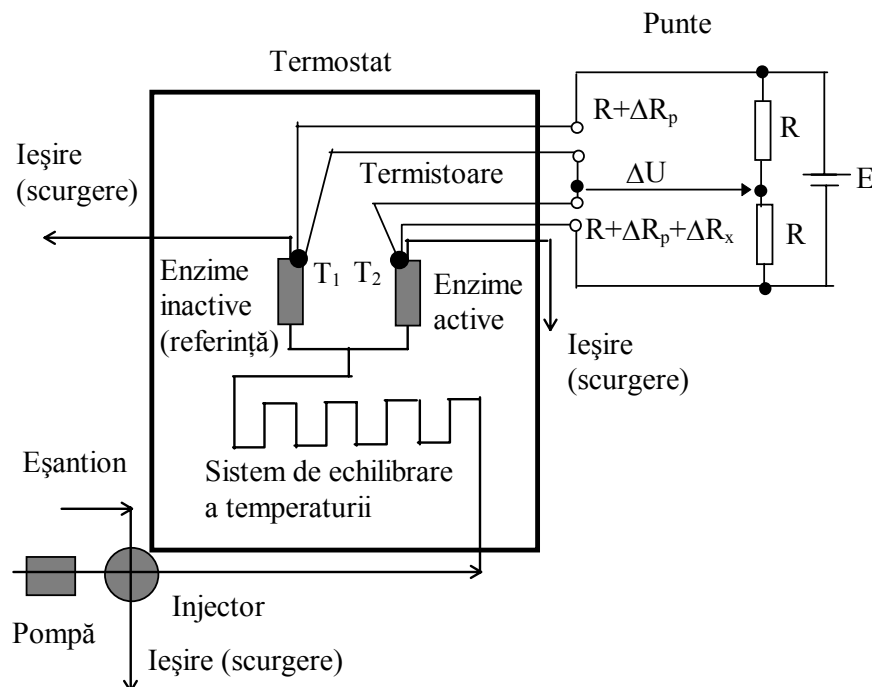


Fig. 2.9. Principiul de măsură cu "termistor enzimă"

c) Biosensori optici

Acești biosensori sunt bazați pe:

- fenomene optice liniare ca: absorbția, fluorescența, polarizarea, rotația, interferența;
- fenomene optice neliniare, ca generarea armonicii a doua.

Cel mai comun biosensor optic este o fibră optică la capătul căreia este imobilizat bioreceptorul. Intensitatea unui fascicol optic generat din exterior este modulată de modificarea absorbției la bioreceptor, astfel răspunsul este corelat cu concentrația eșantionului.

Un alt tip de sensor are la bază o fibră optică utilizată ca o celulă cu multiple reflexii.

Dacă ea este acoperită cu un bioreceptor care creează straturi selective pe fibra de sticlă, fascicolul emis de sursa exterioară nu mai este reflectat în întregime, deoarece indicele de refracție este schimbat prin prezența eșantionului.

d) Biosensori sensibili la modificarea masei

Datorită relației liniare între variația frecvenței de oscilație a unui cristal de cuarț și variația masei la suprafața lui, cristalul poate fi folosit pentru detecția modificării masei unei substanțe.

Dacă variația masei (Δm - masa absorbită sau reținută) este foarte mică comparativ cu masa cristalului, frecvența de oscilație a cristalului variază cu cantitatea:

$$\Delta f = Cf^2 \frac{\Delta m}{S} \quad (2.5)$$

unde: f - este frecvența de oscilație a cristalului în circuit;

S - este aria electrodului, acoperită cu compus;

C - este o constantă dată de natura cristalului, grosime, etc.

Un sensor pe acest principiu beneficiază de avantajele mărimii de ieșire - frecvența, care se bucură de imunitate la perturbații și de posibilitatea măsurării precise.

Dacă se plasează un astfel de cristal de cuarț, pe suprafața căruia s-a depus un bioreceptor (de exemplu enzime), într-un circuit oscilator, variația de frecvență este o măsură a variației masei, care la rândul ei este dependentă de concentrația substanței de dozat.

Acești senzori pot opera în aer, vid sau soluții. La detecția gazelor, de exemplu, umiditatea poate constitui un factor perturbator.

Cristalele piezoelectrice cu $f = 1 \div 10$ MHz pot opera în lichide și cu o frecvență de discriminare de 0,1 Hz, se detectează variații de masă la suprafața lor de $10^{-10} \div 10^{-11}$ g.

Posibilitatea de a genera unde elastice în materiale piezoelectrice a condus la obținerea de biosenzori bazați pe unde acustice de suprafață. Rețeaua sensibilă la variația masei este conectată în bucla de reacție a unui amplificator A, a cărui frecvență de oscilație este modulată, prin variația masei, de concentrația substanței de dozat - Fig. 2.10.

Deoarece aceste traductoare lucrează la frecvențe de oscilație mai înalte (250 MHz), pot detecta mase mai mici, având astfel un prag de sensibilitate mult mai bun față de cele bazate pe cristalul masiv (unde de volum).

În plus datorită posibilităților de miniaturizare, pe același substrat se poate realiza: un sensor de referință pentru compensarea derivelor și/sau o rețea de senzori pentru diverși compuși (bioreceptori diferiți).

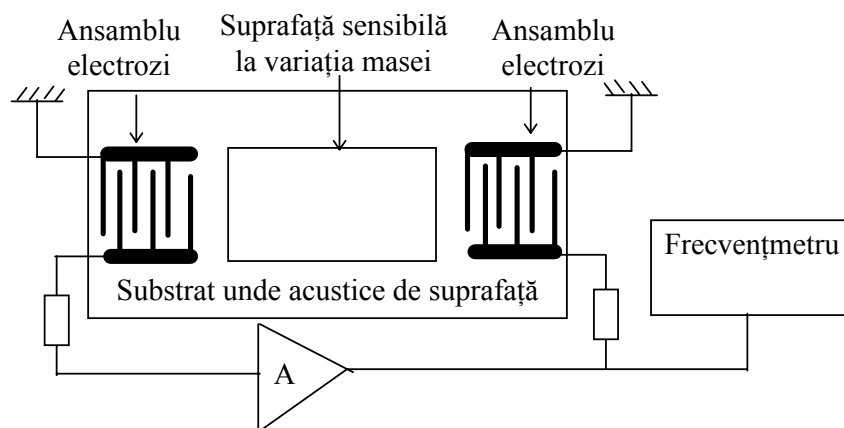


Fig. 2.10. Biosensor piezoelectric pe baza undelor acustice de suprafață

În sistemele de măsurare pot apărea senzori complecși (biosenzori optici, senzori inteligenți pentru supravegherea mai multor mărimi, etc.).

2.3. CARACTERISTICILE METROLOGICE ALE TRADUCTOARELOR

De obicei caracteristicile metrologice se consideră atât în **regim static** (mărimea de măsurat nu variază în timp), cât și în **regim dinamic** (când mărimea de măsurat este funcție de timp).

2.3.1. CARACTERISTICI METROLOGICE STATICE

Dintre aceste caracteristici pot fi menționate:

- Caracteristica statică de transfer
- Intervalul de măsurare
- Sensibilitatea
- Pragul de sensibilitate
- Rezoluția
- Exactitatea
- Repetabilitatea
- Liniaritatea
- Histerezisul

Caracteristica statică de transfer reprezintă dependența mărimii de ieșire de mărimea de intrare.

$$y = f(x) \quad (2.6)$$

Desigur, senzorii cu caracteristici de transfer liniare $y = k \cdot x + y_0$ sunt preferați în sistemele de măsurare.

Intervalul de măsurare constituie domeniul de variație a mărimii de intrare pentru care senzorul funcționează în parametrii prestabiliți.

Intervalul de măsurare este cuprins între limita inferioară (x_{\min}) și limita superioară (x_{\max}) a măsurandului.

Sensibilitatea reprezintă raportul dintre variația mărimii de ieșire și variația corespunzătoare a mărimii de intrare.

$$S = \frac{dy}{dx} \quad (2.7)$$

Pentru senzorii cu caracteristică de transfer liniară, sensibilitatea este constantă pe intervalul de măsurare fiind dată de panta drepte ce constituie caracteristica.

Pragul de sensibilitate este cea mai mică valoare a mărimii de intrare (a măsurandului) ce poate fi măsurată.

Rezoluția reprezintă cea mai mică variație a semnalului de intrare care produce o modificare sesizabilă a semnalului de ieșire.

Deși pragul de sensibilitate poate fi considerat o caracteristică de intrare, sensibilitatea - o caracteristică de transfer, iar rezoluția - o caracteristică de ieșire, de multe ori aceste trei caracteristici se confundă.

Exactitatea exprimă concordanța dintre valoarea măsurată și valoarea adevărată.

Repetabilitatea caracterizează variația mărimii de ieșire când se aplică aceeași valoare a mărimii de intrare, succesiv, în aceleași condiții.

Exactitatea și repetabilitatea sunt calități ale senzorilor și ele se exprimă cantitativ prin incertitudinea de măsurare.

Incertitudinea se determină pe baza *erorilor sistematice* și a *erorilor aleatoare*, incluzând ambele concepte calitative exactitatea (justețea) și repetabilitatea.

Așa cum s-a menționat, **liniaritatea** se determină pe baza caracteristicii de transfer a traductorului. Astfel, un senzor este liniar dacă sensibilitatea lui este independentă de valoarea măsurandului. Abaterea de la liniaritate a unui senzor se caracterizează prin eroarea de liniaritate, ε_l .

$$\varepsilon_l = \frac{\max|\Delta y|}{y_{\max} - y_{\min}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.8)$$

unde Δy este abaterea mărimii de ieșire față de dreapta determinată, de exemplu, de cele două extreme ale mărimii de ieșire (y_{\min} și y_{\max}), corespunzătoare intervalului de măsurare.

Astfel, liniaritatea caracterizează apropierea curbei de calibrare a senzorului de o dreaptă specificată (de referință).

Pe lângă dreapta determinată de cele două extreme y_{min} și y_{max} , ca și dreaptă de referință mai poate fi luată dreapta care aproximează cel mai bine caracteristica reală de transfer a senzorului (de exemplu, dreapta obținută astfel încât suma pătratelor erorilor de liniaritate să fie minimă), dreapta definită prin predicție teoretică, etc.

Histerezisul unui traductor este datorat existenței a două valori ale mărimii de ieșire ($y_{c,x}$ și $y_{d,x}$) pentru aceeași valoare a mărimii de intrare în funcție de sensul de variație a acesteia din urmă, crescător sau descrescător.

Eroarea de histerezis poate fi obținută prin maximizarea raportului dat de diferența dintre valorile mărimii de ieșire la creșterea, respectiv descreșterea mărimii de intrare și intervalul de variație a mărimii de ieșire.

$$\varepsilon_h = \frac{\max |y_{c,x} - y_{d,x}|}{y_{\max} - y_{\min}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.9)$$

2.3.2. CARACTERISTICI METROLOGICE ÎN REGIM DINAMIC

În cazul regimului dinamic, mărimea aplicată la intrarea traductorului este funcție de timp, $x(t)$ și, de asemenea, mărimea la ieșirea lui este funcție de timp, $y(t)$.

De aceea un rol important în descrierea funcționării dinamice a traductoarelor îl au: ecuațiile de funcționare; funcțiile de transfer; răspunsul la diverse tipuri de semnale.

Ecuatiile de funcționare

După **ecuația de funcționare**, traductoarele (convertoarele de măsurare) se clasifică în: convertoare de ordinul zero, convertoare de ordinul întâi, convertoare de ordinul doi.

Convertoarele de ordinul zero se caracterizează prin faptul că mărimea de ieșire urmărește fidel mărimea de intrare.

$$a_0 \cdot y(t) = x(t) \quad (2.10)$$

sau

$$y(t) = K \cdot x(t)$$

Convertoarele de ordinul întâi au o ecuație de forma:

$$a_1 \cdot \frac{dy}{dt} + a_0 \cdot y = x(t) \quad (2.11)$$

sau

$$\tau \cdot \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t)$$

unde τ este constanta de timp.

Convertoarele de ordinul doi au ecuația:

$$a_2 \cdot \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \cdot \frac{dy(t)}{dt} + a_0 \cdot y(t) = x(t) \quad (2.12)$$

sau

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2 \cdot \beta \cdot \omega_0 \cdot \frac{dy(t)}{dt} + \omega_0^2 \cdot y(t) = K \cdot \omega_0^2 \cdot x(t)$$

unde

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} \text{ este pulsația proprie}$$

$$\beta = \frac{a_1}{2 \cdot \sqrt{a_0 \cdot a_2}} \text{ este gradul de amortizare}$$

$$K = \frac{1}{a_0} \text{ este sensibilitatea în regim staționar}$$

Convertoarele de ordinul n au ecuația:

$$a_n \cdot \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \cdot \frac{dy^{n-1}(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 \cdot y(t) = x(t) \quad (2.13)$$

unde coeficienții $a_n \dots a_0$ sunt constante.

Funcția de transfer este definită ca raportul dintre transformata Laplace a mărării de ieșire, $Y(s)$, și transformata Laplace a mărării de intrare, $X(s)$, în condiții inițiale nule:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (2.14)$$

Funcția de transfer pentru convertorul de ordinul întâi este:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (2.15)$$

Funcția de transfer pentru convertorul de ordinul doi este de forma:

$$H(s) = \frac{1}{(1 + \tau_1 \cdot s) \cdot (1 + \tau_2 \cdot s)} \quad (2.16)$$

sau

$$H(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{2 \cdot \beta}{\omega_0} \cdot s + 1}$$

Pentru caracterizarea comportării în regim dinamic a traductoarelor se determină răspunsul lor atunci când la intrare se aplică diverse tipuri de semnale.

Dintre aceste semnale se remarcă funcția treaptă, care permite studiul în domeniul timp și funcția sinusoidală de amplitudine constantă și frecvență variabilă, care permite studiul în domeniul frecvență.

Aprecierea calităților unui convertor, **în domeniul timp**, se face prin *timpul de răspuns*, *timpul de creștere*, *supracreșterea maximă* (la răspuns oscilatoriu amortizat), iar **în domeniul frecvență**, prin *banda de frecvență*.

2.3.3. IMPEDANȚA DE INTRARE, IMPEDANȚA DE IEȘIRE ȘI EFECTUL DE SARCINĂ

Pe lângă aceste două tipuri de caracteristici, în proiectarea, alegerea și funcționarea traductoarelor mai trebuie considerate: caracteristicile de intrare, caracteristicile de ieșire, caracteristicile de alimentare, caracteristicile de mediu, precum și alte caracteristici (siguranța în funcționare, protecțiile, timpul de viață, dimensiunile, instalarea, întreținerea, prețul, etc).

Când puterea consumată de senzor de la sistemul ce se măsoară modifică valoarea măsurată, atunci apare o **eroare de sarcină**.

Mărimile mecanice măsurate într-un punct sau o regiune în spațiu (forță, moment) se numesc *mărimi de efort*, iar mărimile măsurate între două puncte (viteză liniară, viteză unghiulară sunt denumite **mărimi de curgere**.

Pentru **mărimile ce nu sunt mecanice** se consideră ca *mărimi de efort* (tensiunea electrică, temperatura) atunci când sunt determinate între două puncte sau regiuni din spațiu și *mărimi de curgere* (curent electric, flux termic), atunci când se măsoară într-un punct sau regiune din spațiu.

Impedanța de intrare, $Z(s)$, pentru un element descris prin relații liniare, se poate defini ca raportul dintre transformata Laplace a variabile de efort la intrare, $X_1(s)$, și transformata Laplace a variabilei de curgere asociate, $X_2(s)$, [Pallas-Areny2001].

$$Z(s) = \frac{X_1(s)}{X_2(s)} \quad (2.17)$$

Puterea consumată de la sistemul de măsurat este:

$$P = x_1 \cdot x_2 \quad (2.18)$$

Pentru a minimiza eroarea de sarcină, în cazul măsurării unei mărimi de efort, x_1 , trebuie ca puterea absorbită, P , să fie minimă, ceea ce implică x_2 să fie minim, rezultând astfel o impedanță de intrare cât mai mare.

În cazul măsurării unei mărimi de curgere, x_2 minimizarea erorii de sarcină, deci a puterii consumate, presupune minimizarea lui x_1 , ceea ce implică o impedanță de intrare cât mai mică.

Pentru a **reduce eroarea de încărcare** este necesară o impedanță de intrare foarte mare când se măsoară o variabilă de efort și o impedanță de intrare foarte mică, când se măsoară o variabilă de curgere.

Astfel **reducerea erorii de sarcină** poate fi făcută prin:

- Obținerea unei impedențe de intrare a senzorului adecvate (mică în cazul măsurării unei mărimi de curgere, de exemplu curent electric și mare în cazul măsurării unei mărimi de efort, de exemplu tensiune electrică).
- Utilizarea de senzori modulatori (parametrici), la care cea mai mare parte a puterii consumate este dată de sursa auxiliară și nu de mărimea (sistemul) ce se măsoară.
- Utilizarea unui metode de măsurare de echilibru (metode de nul), unde numai schimbările valorii mărimii de măsurare determină consum de putere.

Impedanța de ieșire a senzorului, Z_0 , determină impedența de intrare necesară a circuitului ce urmează senzorului (circuit de interfață, condiționar de semnal). Desigur, această dependență este dată tot de reducerea efectului de sarcină, adică reducerea încărcării senzorului cu un circuitul de prelucrare.

Dacă se consideră circuitul de prelucrare ca un element și se determină impedența de intrare ca și în cazul senzorului, pentru variabilele de efort și de curgere electrice asociate - tensiune și curent electric, impedența de intrare (în acest caz impedență electrică de intrare) este:

$$Z(s) = \frac{U(s)}{I(s)} \quad (2.19)$$

Considerând ca mărimi de ieșire pentru senzor o tensiune sau un curent și modelându-le cu circuite echivalente Thevenin, respectiv Norton, iar circuitul de prelucrare modelându-l cu o impedență de intrare, rezultă valorile tensiunii, respectiv curentului la intrarea circuitului în funcție de cele două impedențe (de ieșire senzor și de intrare circuit).

Un mod de abordare a senzorilor, specific domeniilor dedicate lor, este prezentarea după tipul sau clasa lor. De exemplu, senzori rezistivi, senzori capacitivi, senzori inductivi, senzori electromagnetici, senzori generatori, etc.

O altă abordare, specifică mai ales domeniului măsurării mărimilor neelectrice, este cea după mărimea măsurată: senzori pentru mărimi geometrice (deplasare, etc.), senzori de temperatură, senzori de umiditate, senzori de debit, senzori de câmp electromagnetic, senzori de radiații, etc.

3. MĂSURAREA RADIAȚIILOR

Dintre factorii ecologici (de mediu), radiațiile ocupă un rol important, dealtfel lumina reprezentând sursa principală de energie a întregii biosfere.

Radiația electromagnetică reprezintă forma de propagare în spațiu a energiei unui câmp electric (\vec{E}) și a unui câmp magnetic (\vec{H}) care oscilează cu aceeași perioadă (T) în planuri perpendiculare unul pe celălalt și care sunt amândouă perpendiculare pe direcția de propagare, așa cum se arată în Fig. 3.1.

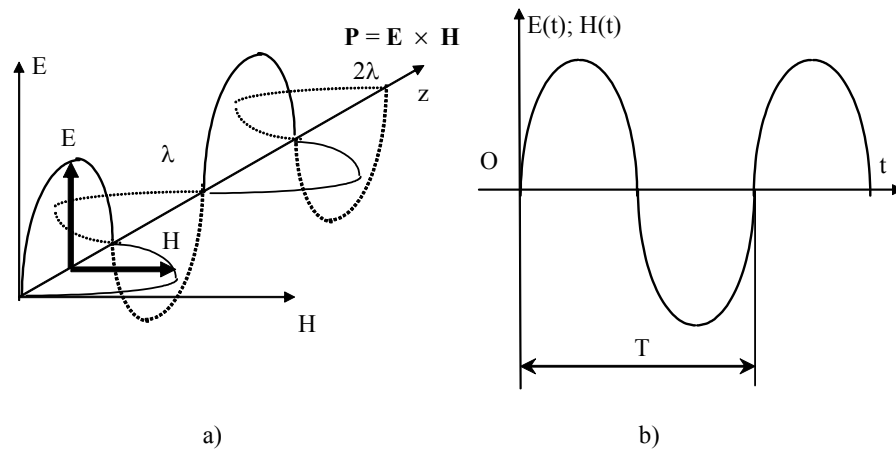


Fig. 3.1. Radiația electromagnetică: a) Propagare în spațiu; b) Variație în timp

Din punct de vedere al naturii lor, radiațiile electromagnetice au un caracter dual:

- ele reprezintă atât *unde* (propagarea în spațiu a unei mișcări oscilatorii);
- cât și *corpusculi* (fotoni a căror energie și impuls sunt proprii pentru fiecare radiație).

Deci radiația electromagnetică este simultan undă și corpuscul, dar în diferite fenomene se manifestă cu precădere fie unul fie celălalt aspect.

Spectrul electromagnetic

În principiu, spectrul electromagnetic este de la frecvența zero la infinit.

Întrucât sursele de radiații trebuie să fie comparabile în mărime cu lungimea de undă a radiației, este dificil să se producă radiații sub 1 kHz ($\lambda = 300$ km).

Pe de altă parte, frecvențele foarte înalte cer fenomene de foarte înaltă energie pentru producerea lor și deci sunt generate, în general, de procese violente din Univers.

În Tab. 3.1 se dau lungimile de undă și energiile specifice diferitor radiații electromagnetice.

Tabelul 3.1

Radiații electromagnetice cu lungimile de undă și energiile specifice

Tipuri de radiații electromagnetice	Denumire	Lungime de undă (λ)	Energie
Radiații ionizante	Raze cosmice	$< 10^{-16}$ m	$> 10^{10}$ eV
	Raze γ	$10^{-10} \div 10^{-16}$ m	$1,24 \cdot 10^4 \div 1,24 \cdot 10^7$ eV
	Raze X	$10^{-8} \div 10^{-10}$ m	$124 \div 1,24 \cdot 10^4$ eV
Radiații neionizante	Ultraviolete	$0,38 \cdot 10^{-6} \div 10^{-8}$ m	$3,26 \div 124$ eV
	Radiație luminoasă (vizibilă)	$0,78 \cdot 10^{-6} \div 0,38 \cdot 10^{-6}$ m	$1,59 \div 3,26$ eV
	Infraroșii	$10^{-3} \div 0,78 \cdot 10^{-6}$ m	$1,24 \cdot 10^{-3} \div 1,59$ eV
	Microunde	$1 \div 10^{-3}$ m	$1,24 \cdot 10^{-6} \div 1,24 \cdot 10^{-3}$ eV
	Unde radio	$1000 \div 1$ m	$1,24 \cdot 10^{-9} \div 1,24 \cdot 10^{-6}$ eV

După originea lor, sursele de radiații sunt:

- surse naturale;
- surse artificiale.

Sursele naturale la rândul lor se împart în:

- *Surse cosmice* (extraatmosferice), din care fac parte soarele, stelele, etc., având la bază reacții termonucleare.
- *Surse terestre* sau *atmosferice*, care produc radiațiile terestre, atmosferice.
- *Surse de natură biologică*, care au la bază fenomenul de bioluminescență, adică emisia de lumină. Aceste radiații își au originea în procesele chimice care se desfășoară la nivelul individului. Fenomenul este întâlnit la câteva specii de bacterii, ciuperci, insecte, dar mai ales la organisme acvatice.

Surse artificiale de radiații au la bază activitatea umană.

Din punct de vedere biologic (legat de efectele asupra materiei) există radiații **ionizante** și **neionizante**.

Radiațiile ionizante sunt radiațiile a căror energie este suficientă pentru a smulge un electron dintr-o structură moleculară.

Radiațiile neionizante nu pot realiza acest efect.

Dintre radiațiile neionizante, mai ales radiațiile vizibile și imediat vecine (ultraviolete și infraroșii) sunt de interes în ecologie și la măsurările în domeniu optic.

3.1. MĂSURĂRI ÎN DOMENIUL OPTIC

Aparatele de măsură a radiației luminoase sunt utilizate fie:

- la măsurarea parametrilor fotometrici (flux luminos, intensitate luminoasă, iluminarea unei suprafețe), pentru a caracteriza o sursă naturală sau un mediu din punct de vedere al radiației vizibile;
- ca părți componente în sistemele de măsură a mărimilor neelectrice cum ar fi mărimi chimice, biochimice și medicale, etc..

De exemplu, tehnicile optice și spectrometria optică sunt utilizate în analize chimice folosind sisteme optice compacte adaptate la ghiduri de undă (fibre optice).

Fibrele optice permit măsurători la distanță, deoarece semnalele pot fi transmise până la 5 km fără necesitatea amplificatoarelor sau repetitoarelor pe linie. Acest lucru dă posibilitatea ca sursele și sistemele de analiză (spectrometru, detectori, dispozitive electronice) să fie plasate departe de locul de măsură.

Există și alte avantaje ale măsurărilor utilizând dispozitive optice:

- Posibilitatea de a efectua măsurări în locuri greu accesibile (senzorii sunt, în general de dimensiuni mici).
- Sistemele de măsurare sunt inerte și neelectrice, permițând măsurători „in vivo” sau „in situ”, în locuri periculoase (explozii, etc.).
- Dezvoltarea industriei optoelectronice, care oferă la prețuri reduse surse, detectori integrați, fibre optice.

Dezavantajele acestui tip de măsurări (precauțiile) sunt date de:

- sensibilitatea la lumina naturală (ecranare optică);
- senzorii pot suferi fotodegradări;
- apariția derivelor pe termen lung.

Senzori optici

Inițial, prin senzori optici se înțelegeau acele dispozitive care convertesc în semnal electric o informație conținută în lumina vizibilă sau în radiațiile cu lungimi de undă vecine: infraroșu și ultraviolet.

Odată cu dezvoltarea instrumentației de măsurare optică sau a instalațiilor de măsurare cu fibră optică a apărut noțiunea de traductor (senzor) cu fibră optică. În aceste condiții traductorul (senzorul) optic are o conotație puțin diferită față de cea inițială.

Senzorii cu fibre optice sunt acei senzori la care mărimea de măsurat modifică un parametru al radiației din spectrul optic și care au în componența lor fibre optice.

Astfel, spre deosebire de senzorii electrici la care mărimea de intrare modulează un semnal electric (a se vedea, de exemplu, marca tensometrică), la senzorii optici mărimea de intrare (măsurandul) modulează un flux luminos (ϕ).

Fie un traductor optic de tip fotodetector (fotodiodă, fototranzistor, tub fotomultipliator), adică un dispozitiv care convertește semnalul optic într-un semnal electric:

- într-un sistem de măsurare în care prelucrarea semnalului metrologic se face în domeniul electric, fotodetectorul (fotodioda, fototranzistorul) considerat este senzor, el permițând măsurarea unui flux luminos;
- într-un sistem de măsurare în care prelucrarea se face în domeniul optic fotodetectorul (fotodioda, fototranzistorul) este veriga finală a acestui circuit de măsurare cu fibră optică sau circuit de transmisie a datelor, el fiind în acest caz element de execuție.

Pentru măsurarea intensității radiației solare sau a altor radiații din domeniul vizibil și cel apropiat se utilizează fie *detectoare termice* fie *fotodetectoare*.

3.1.1. DETECTOARE TERMICE

Detectoarele termice convertesc energia luminoasă (radiantă) mai întâi în energie termică apoi în energie electrică.

Pe acest principiu a fost construit **actinometrul cu compensație a lui Angstrom**, Fig.3.2

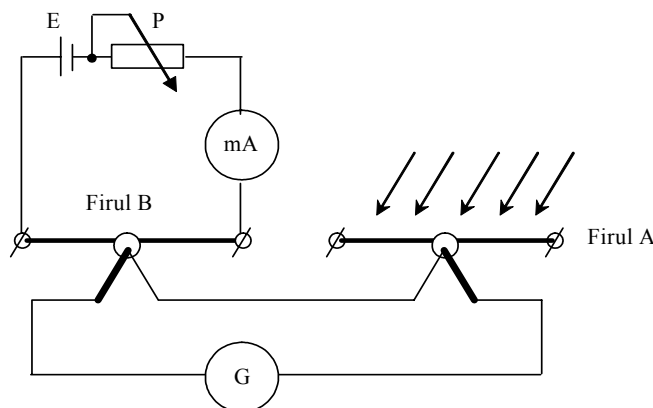


Fig. 3.2. Actinometru Angstrom

Aparatul conține două fire înnegrite de manganină, unul expus la soare A, celălalt umbrat B. Pe ele sunt montate două termocuple identice, conectate în opoziție la un galvanometru. Firul B este conectat printr-un reostat la o sursă de curent continuu. Energia electrică necesară aducerii firului B la aceeași temperatură cu firul A este egală cu energia solară absorbită de firul A.

3.1.2. FOTODETECTOARE

Fotodetectoarele sunt elemente sensibile care convertesc radiația luminoasă în semnal electric.

După felul cum se obține semnalul electric sunt:

- fotodetectoare de tip **generator**;
- fotodetectoare de tip **parametric** (de tip modulator).

Fotodetectoarele de tip **generator** se caracterizează prin aceea că furnizează la ieșire un semnal electric de tipul unei tensiuni, fără a fi necesară o sursă de energie electrică suplimentară.

*Ele se bazează pe efectul fotovoltaic și se numesc elemente sau celule **fotovoltaice**.*

La fotodetectoarele de tip **parametric** radiația luminoasă incidentă pe suprafața activă modulează un parametru de circuit electric. În această categorie sunt incluse:

- *celule fotoconductive*, care sunt elemente a căror conductivitate este funcție de incidența radiației electromagnetice (fotorezistențe, fotodiode, fototranzistori);
- *celule sau dispozitive fotoemise* (tubul fotomultiplicator).

Cele mai răspândite sunt fotorezistențele și tubul fotomultiplicator.

În porțiunea sensibilă a fotodetectorului se produc fotoelectroni (sau alte sarcini electrice).

Numărul de fotoelectroni produs de fiecare foton incident se numește randament de conversie.

3.1.2.1. CELULA FOTOVOLTAICĂ

Celulele fotovoltaice sunt dispozitive semiconductoare (siliciu, seleniu, germaniu) care realizează un randament ridicat al efectului fotovoltaic.

În Fig. 3.3 se prezintă o celulă fotovoltaică.

Stratul de bioxid de siliciu transparent (SiO_2) are rol antireflectorizant.

Joncțiunea p-n acționează ca un câmp electric permanent.

Când lumina pătrunde în regiunea joncțiunii, fotonii incidenți generează o pereche electron-gol, care datorită câmpului creat de joncțiunea p-n dau naștere la un curent de purtători de sarcini, deci la o t.e.m. la contactele metalice ale celulei.

Tensiunea maximă în circuit deschis a unui fotoelement este aproximativ 0,6 V.

Curentul de scurtcircuit este 80 mA/cm^2 .

Creșterea t.e.m. se realizează prin conectarea fotoelementelor în serie.

Creșterea curentului se realizează prin conectarea fotoelementelor în paralel.

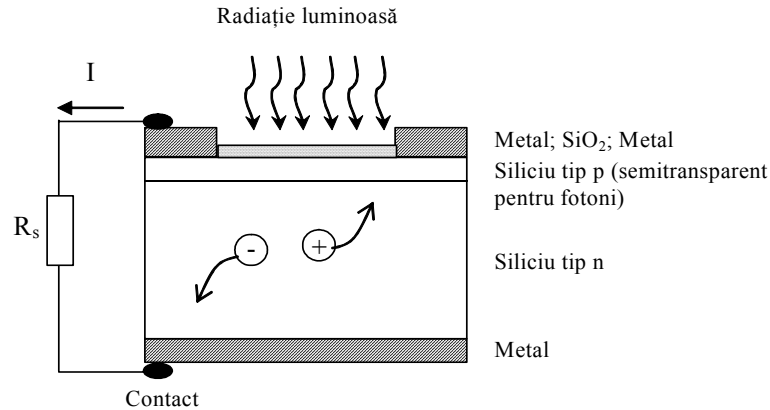


Fig. 3.3. Celula fotovoltaică

Caracteristica curent – tensiune a celulelor fotovoltaice are expresia:

$$I = I_s \left(e^{\frac{qU}{\beta kT}} - 1 \right) - I_L \quad (3.1)$$

unde, I este curentul prin fotoelement (curentul total);

I_s – curentul de saturație;

I_L – fotocurentul;

β – parametru adimensional ($\beta > 1$, tipic $\beta=2$).

În Fig. 3.4 se dă caracteristica curent-tensiune a diodei.

Atunci când nu sunt iluminate, celulele fotovoltaice au aceleași caracteristici cu cele ale diodelor obișnuite.

Dacă diodele sunt iluminate, curentul invers crește cu intensitatea luminoasă.

Când aceste joncțiuni speciale nu sunt alimentate cu tensiune, dar sunt iluminate, ele acționează ca sursă de tensiune. Astfel celula fotovoltaică funcționează în cadranul IV.

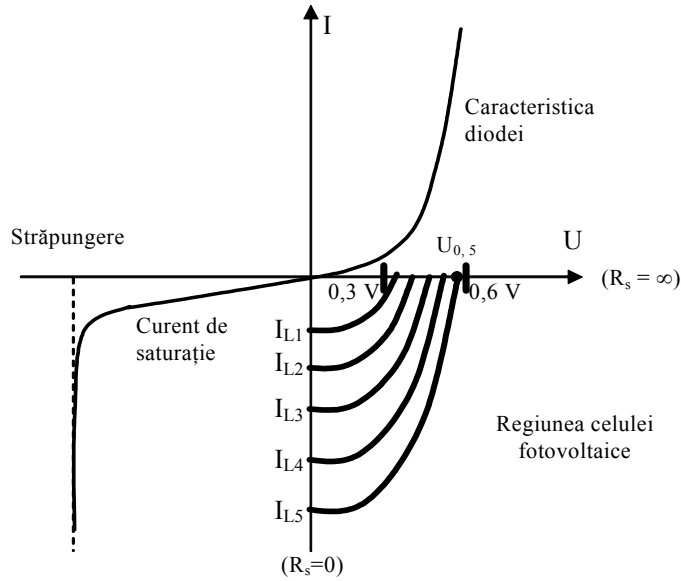


Fig. 3.4. Caracteristica curent – tensiune a diodei. Regiunea celulei fotovoltaice

Determinarea tensiunii de ieșire în gol, U_{gol} .

Dacă $I = 0$ sau $R_s = \infty$, se obține tensiunea de ieșire gol, U_{gol} .

Astfel, în relația (3.1) se înlocuiește curentul, I , cu valoarea zero și se poate afla valoarea tensiunii în gol.

$$I_s + I_L = I_s \left(e^{\frac{qU_{gol}}{\beta k T}} \right) \quad (3.2)$$

Din această relație rezultă că:

$$\ln \left(1 + \frac{I_L}{I_s} \right) = \frac{q}{\beta k T} U_{gol} \quad (3.3)$$

De unde se obține valoarea tensiunii de ieșire în gol.

$$U_{gol} = \frac{\beta k T}{q} \ln \left(1 + \frac{I_L}{I_s} \right) \quad (3.4)$$

Curentul în scurtcircuit, I_{sc} , este obținut atunci când în relația (3.1) se înlocuiește tensiunea cu valoarea zero ($U=0$).

$$I_{sc} = I_s (e^0 - 1) - I_L \quad (3.5)$$

sau

$$I_{sc} = -I_L \quad (3.6)$$

Constanta de timp depinde de rezistența de sarcină, R_s , și este de ordinul a zeci de μs .

Convertoarele de energie solară în energie electrică au randamentul 5 % (domeniul radiației roșii) – 31 % (domeniul radiației albastre).

Conectarea celulei fotovoltaice.

Schema pentru determinarea tensiunii în gol se dă în Fig.3.5a.

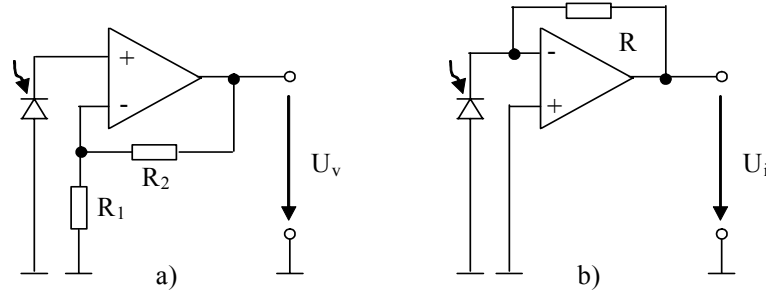


Fig. 3.5. Conectarea celulei fotovoltaice: a) Obținerea tensiunii în gol; b) Obținerea curentului în scurtcircuit.

Tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional în conexiune neinversoare este:

$$U_v = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{gol} \quad (3.7)$$

unde așa cum se observă și din Fig.3.5a, întrucât curentul la intrarea pozitivă (+) a amplificatorului este aproximativ egal cu zero, rezultă că tensiunea pe diodă este tensiunea în gol, U_{gol} .

Dacă se înlocuiește U_{gol} conform relației (3.4), rezultă:

$$U_v = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\beta k T}{q} \ln \left(1 + \frac{I_L}{I_s}\right) \quad (3.8)$$

Se consideră fotocurentul, I_L , funcție de fluxul luminos, Φ_f

$$I_L = k_f \cdot \Phi_f \quad (3.9)$$

unde k_f este o constantă.

Rezultă că tensiunea de ieșire este funcție logaritmică de flux.

Schema pentru determinarea curentului de scurtcircuit se dă în Fig. 3.5b.

Tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional este:

$$U_i = -R \cdot I_{sc} \quad (3.10)$$

unde, așa cum rezultă și din Fig 3.5b, deoarece tensiunea între bornele + și - ale amplificatorului este zero, I_{sc} este curentul de scurtcircuit al celulei fotovoltaice.

Conform relațiilor (3.6) și (3.9) rezultă că:

$$U_i = R \cdot I_L = R \cdot k_f \cdot \Phi_f \quad (3.11)$$

Cu acest montaj tensiunea la ieșire are variație liniară cu fluxul luminos.

3.1.2.2. FOTODIODA

Fotodiode funcționează în cadranul III, cu polarizare inversă (tensiunea de polarizare U este negativă), așa cum se arată în Fig. 3.6.

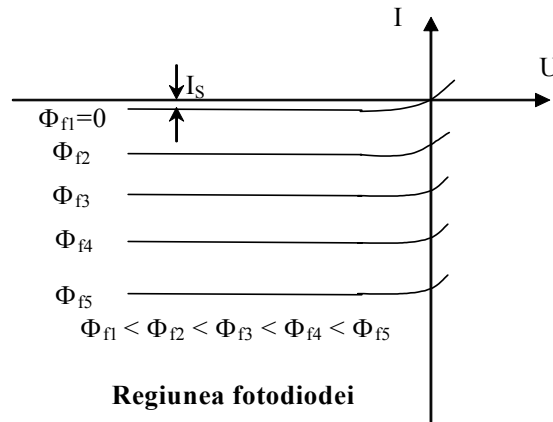


Fig. 3.6. Caracteristica curent – tensiune a fotodiodei

Se observă că:

- în absența radiației luminoase ($\Phi_{f1} = 0$) există un foarte mic curent invers (curent de întuneric I_s);
- dacă suprafața fotosensibilă a joncțiunii este iluminată, în joncțiune se generează perechi de purtători de sarcini (electron – gol) care duc la creșterea curentului invers (pe baza creșterii fotocurentului).
- fotocurentul variază liniar cu iluminarea $I_L = k_f \Phi_f$

Dacă tensiunea de polarizare a diodei, U , este negativă rezultă că în relația

$$(3.1) \text{ termenul } e^{\frac{q(-|U|)}{\beta k T}} = \frac{1}{e^{\frac{q|U|}{\beta k T}}}. \text{ Acest termen fiind mult mai mic decât 1, el poate}$$

fi neglijat, rezultând pentru curentul prin fotodiodă valoarea:

$$I \cong -(I_s + I_L) \quad (3.12)$$

Fotodiode pot fi din Ge, Si, In-Sb, In-As. Cele mai răspândite sunt cele din Si.

Conectarea fotodiodei

În Fig 3.7a și Fig. 3.7b se prezintă conectarea fotodiodei în montaj neinversor, respectiv, în montaj inversor.

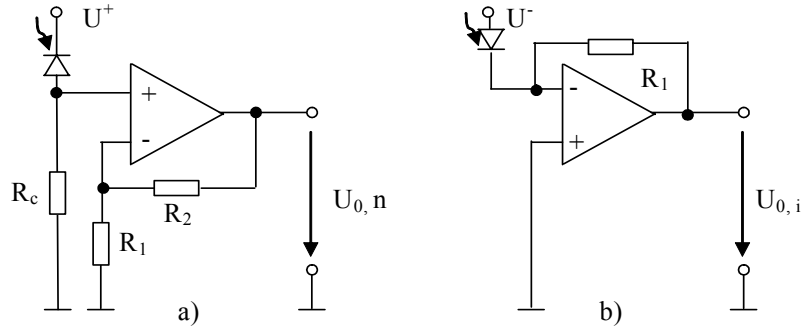


Fig. 3.7. Conectarea fotodiodei: a) Circuit neinversor; b) Circuit inversor.

Pentru montajul neinversor tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional este:

$$U_{0,n} = R_C (I_S + I_L) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.13)$$

sau dacă se înlocuiește I_L și se neglijează I_S ($I_L \gg I_S$), rezultă:

$$U_{0,n} \cong R_C \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) k_f \Phi_f \quad (3.14)$$

Pentru montajul inversor, tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional este:

$$U_{0,i} = R_1 (I_S + I_L) \quad (3.15)$$

3.1.2.3. TUBUL FOTOMULTIPLICATOR

Tubul fotomultiplicator este un tub fotoemisiv cu mai mulți electrozi.

În Fig. 3.8 se prezintă tubul fotomultiplicator.

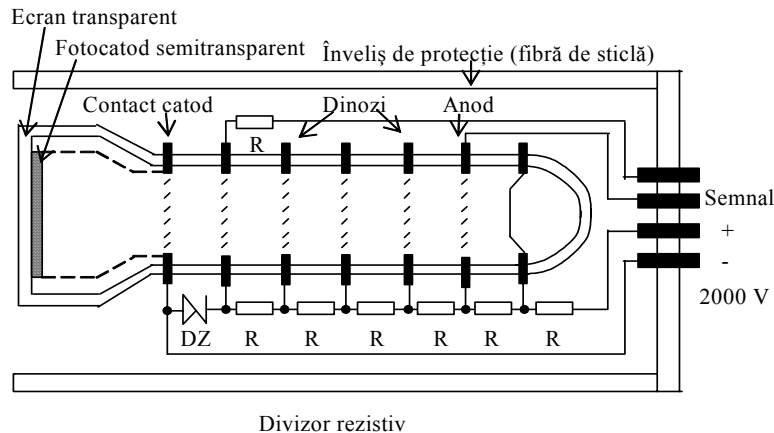


Fig. 3.8. Tubul fotomultiplicator

Între fotocatod și anod se află un număr de **dinozi** care sunt electrozi cu emisie secundară. Dinozii sunt realizați din argint – magneziu sau beriliu – cupru. Cu o rețea rezistivă divizoare se realizează tensiune crescătoare față de catod pe șirul de dinozi.

Fotonii lovesc fotocatodul și eliberează electronii care sunt dirijați către primul dinod (cu tensiune mai mică).

Când electronii lovesc primul dinod iau naștere mai mulți electroni care sunt dirijați, datorită câmpului electric, spre al doilea dinod (cu tensiune mai mare), unde are loc o nouă emisie secundară de electroni.

În acest mod fiecare dinod multiplică numărul de electroni care îl lovesc.

În final electronii sunt colectați de anod.

Câștigul tubului fotomultiplicator este:

$$M = \eta_c (\eta_t \cdot \delta)^n \quad (3.16)$$

unde δ este coeficientul de emisie secundară ($\delta=5\div 10$), n este numărul de dinozi ($n=5\div 15$), η_c și η_t sunt randamentul (eficacitatea) de colecție, respectiv randamentul de transfer (aceste randamente sunt mai mari de 90 %).

Cu 9-14 dinozi se realizează o amplificare în curent de $10^5\div 10^7$.

Avantajul tubului fotomultiplicator este că nu necesită un amplificator special de mare sensibilitate, zgomot mic, răspuns rapid, impedanță mare de intrare (amplificarea se realizează în tubul fotomultiplicator). Alegerea ansamblului fereastră fotocatod se face în vederea obținerii selectivității.

Dezavantajele sunt date de necesitatea unei tensiuni continue și stabilizate de valoare mare; posibilitatea distrugerii tubului în cazul unei iluminări prea mari; afectarea funcționării tubului de către câmpul magnetic.

3.2. MĂSURAREA RADIAȚIILOR NUCLEARE

Radiații nucleare (ionizante) au energie suficientă pentru a smulge un electron dintr-o structură moleculară.

Ele sunt de două tipuri:

a) *Radiații de natură electromagnetică* (particule fără masă de repaus)

- radiații X

- radiații γ

b) *Radiații corpusculare*, alcătuite din particule cu masă de repaus

3.2.1. DOZIMETRIA RADIAȚIILOR IONIZANTE. MĂRIMI UTILIZATE

Din domeniul medical s-a extins noțiunea de *doză* și la radiații.

Dintre mărimile utilizate la estimarea radiațiilor ionizante pot fi amintite.

Doza de ioni (I), care reprezintă raportul dintre sarcina totală (Q) a ionilor de un anumit semn produși direct sau indirect de radiația incidentă într-un element de volum de aer și masa aerului iradiat (m).

$$I = \frac{dQ}{dm} [C/kg] \quad (3.17)$$

O unitate specifică de măsură este denumită „röntgen” [R]

$$1R = 2,58 \cdot 10^{-4} C \cdot kg^{-1}$$

Doza de energie absorbită (D), care reprezintă raportul dintre energia transferată de către radiație unei substanțe (E) și masa substanței iradiate (m).

$$D = \frac{dE}{dm} [Gy] \quad (3.18)$$

Unitatea de măsură a dozei de energie absorbită este denumită „gray” [Gy]

$$1 Gy = 1 J/kg$$

O unitate specifică de măsură este „Röntgen Absorbed Dose” [rad]

$$1 rad = 10^{-2} Gy$$

La traversarea unui mediu viu, radiațiile produc același tip de efect biologic, dar randamentul producerii acestui efect diferă pentru diferite tipuri de radiații.

De aceea s-a introdus un nou parametru denumit „eficacitatea biologică” a radiației.

Eficacitatea biologică relativă, η , pentru câteva tipuri de radiații ionizante este:

X, γ , e^-	$\eta = 1$
neutroni	$\eta = 5 \div 10$
protoni	$\eta = 10$
α	$\eta = 20$

Doza biologică, B, ține cont de eficacitatea proprie fiecărei radiații:

$$B = \eta \cdot D \text{ [Sv]} \quad (3.19)$$

Unitatea de măsură este „Sievert” [Sv]

O unitate specifică de măsură este „Röntgen Equivalent Man” [rem].

$$1 \text{ Sv} = 100 \text{ rem}$$

Debitul dozei biologice, reprezintă raportul dintre, dB , doza biologică absorbită într-un interval de timp și valoarea, dt , a acelui interval:

$$b = \frac{dB}{dt} \left[\frac{\text{rem}}{s} \right] \left[\frac{\text{rem}}{h} \right] \left[\frac{\text{rem}}{\text{an}} \right] \quad (3.20)$$

Doza maximă admisă, pentru diverse zone ale corpului este:

Mâini, antebraț, picioare, glezne: 7,5 rem/an

Întregul corp: 0,5 rem/an = 0,5 rem/50 săptămâni = 0,01 rem/săptămână = 0,01/7 rem/zi

Iradieră artificială în cazul unor radiografii medicale:

- radiografie pulmonară: 0,5 ÷ 2 rem;
- radiografie dentară: 2 ÷ 15 rem;
- terapii cu radiații: 3000÷7000 rem (localizat).

4. MĂSURAREA DEBITULUI

Debitul reprezintă cantitatea de fluid ce trece prin secțiunea transversală a unei conducte în unitate de timp.

Astfel, **debitul de volum**, Q_v , este dat de relația:

$$Q_v = \frac{dV}{dt} = \frac{d(A \cdot l)}{dt} = A \cdot \frac{dl}{dt} = A \cdot v \quad (4.1)$$

unde, V este volumul fluidului, A este aria secțiunii prin care circulă (în relația de mai sus aria a fost considerată constantă în raport cu timpul), iar v este viteza medie de deplasare a fluidului.

Debitul de masă, Q_m , este:

$$Q_m = \frac{dm}{dt} = \frac{d(\rho \cdot V)}{dt} = \rho \cdot Q_v \quad (4.2)$$

unde m este masa fluidului, iar ρ , este densitatea lui.

Cunoașterea debitului este necesară în multe domenii, de la medicină la sectoarele industriale, existând o multitudine de metode și principii care stau la baza măsurării acestei mărimi.

Dintre diversele tipuri de debitmetre doar câteva nu prezintă părți mecanice în mișcare, dispozitive secundare sau alte restricții.

Astfel, aceste dispozitive, care permit măsurarea neinvazivă a debitului, sunt:

- debitmetrul electromagnetic;
- debitmetrul cu ultrasunete;
- debitmetrul Doppler laser.

4.1 MĂSURAREA DEBITULUI CU METODEE ELECTROMAGNETICE

Principiul debitmetrului electromagnetic se bazează pe legea inducției electromagnetice.

Tensiunea electromotoare produsă prin inducție electromagnetică în lungul unei curbe închise este egală cu viteza de scădere în timp a fluxului magnetic prin suprafața sprijinită pe curba Γ .

$$e_\Gamma = -\frac{d\phi_{S_\Gamma}}{dt} \quad (4.3)$$

Dacă se exprimă fluxul ϕ_{S_Γ} funcție de inducția magnetică B și aria A , rezultă:

$$e_\Gamma = -\frac{d}{dt} \int_{S_\Gamma} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.4)$$

$$e_{\Gamma} = - \int_{S_{\Gamma}} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A} - \frac{d}{dt} \left[\int_{S_{\Gamma}} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \right]_{\mathbf{B}} \quad (4.5)$$

Conform relației (4.5), tensiunea e_{Γ} are două componente și anume:

- *tensiune electromotoare indusă prin transformare*, e_{tr} , care este derivata fluxului în raport cu timpul, dacă suprafața S_{Γ} ar fi imobilă în raport cu sistemul de referință considerat.

$$e_{tr} = - \int_{S_{\Gamma}} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A}$$

- *tensiune electromotoare indusă prin deplasare*, e_d , care este derivata fluxului, dacă \mathbf{B} nu depinde de timp și S_{Γ} este mobilă.

$$e_d = - \frac{d}{dt} \left[\int_{S_{\Gamma}} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \right]_{\mathbf{B}} = \oint_{\Gamma} (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{s} \quad (4.6)$$

Debitmetrul electromagnetic este ușor de instalat și utilizat, permițând măsurări neinvazive de debit. De asemenea, el nu este sensibil la vâscozitatea și densitatea fluidului, întrucât tensiunea indusă este independentă de proprietățile fluidului.

În schimb fluidul a cărui debit se măsoară trebuie să fie conductor sau să conțină minimum 10 % lichid conductor în compoziție. Pentru o bună funcționare a debitmetrului, conductivitatea electrică a fluidului trebuie să fie mai mare de 1 $\mu\text{S/cm}$.

Tipic, debitmetrul electromagnetic se utilizează pentru viteze ale fluidului în domeniul 0,3 m/s ÷ 10 m/s.

Incertitudinea acestor debitmetre poate fi scăzută la sub 0,25 %. Deși în cele mai multe cazuri incertitudinea este 0,5 ÷ 1 %, ea poate crește și la 5% (de exemplu, datorită impurităților fluidului, rezistenței de contact a electrozilor).

4.1.1. DEBITMETRU ELECTROMAGNETIC CU CÂMP MAGNETIC CONSTANT (MAGNET PERMANENT)

Câmpul magnetic constant este creat cu ajutorul unui magnet permanent. Deoarece inducția magnetică \mathbf{B} nu este variabilă în raport cu timpul, tensiunea electromotoare indusă prin transformare, e_{tr} , este zero.

Așa cum este prezentat în schema de principiu din Fig. 4.1., conducta prin care circulă fluidul se află între polii magnetului permanent, astfel încât deplasarea soluției conductoare să aibă loc după o direcție perpendiculară pe câmpul magnetic.

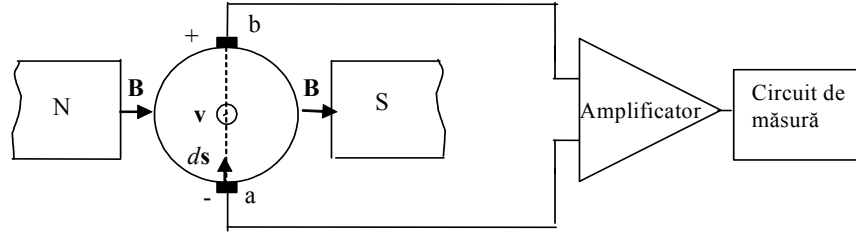


Fig. 4.1. Debitmetru cu câmp magnetic constant

Deplasarea cu viteza \mathbf{v} a unui element $d\mathbf{s}$ din conturul Γ în timpul dt descrie suprafața $d\mathbf{A} = (\mathbf{v} \times d\mathbf{s}) \cdot dt$. Fluxul prin această suprafață este:

$$d\phi = \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = \mathbf{B} \cdot (\mathbf{v} \times d\mathbf{s}) \cdot dt$$

iar tensiunea electromotoare elementară indusă prin deplasare, de_d , este:

$$de_d = -\mathbf{B} \cdot (\mathbf{v} \times d\mathbf{s}) = (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{s}$$

Tensiunea indusă între cei doi electrozi a și b (plasați astfel încât dreapta „ab” este perpendiculară pe direcția de deplasare a fluidului conductor și în același timp perpendiculară pe liniile vectorului \mathbf{B} este:

$$e_d = \int_{\Gamma} (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{s} \quad (4.7)$$

$$e_d = B \int_a^b v ds \quad (4.8)$$

Întrucât viteza, v , de deplasare a soluției conductoare este constantă, rezultă că:

$$e_d = B \cdot l \cdot v \quad (4.9)$$

unde l este distanța între punctele de plasare ale celor doi electrozi, B este inducția magnetică, iar v este viteza medie a fluidului.

Așa cum s-a arătat (4.1), debitul este:

$$Q_v = A \cdot v$$

Rezultă că:

$$e_d = \frac{Bl}{A} Q_v = K \cdot Q_v \quad (4.10)$$

Dacă secțiunea transversală a conductei prin care circulă fluidul este circulară, cu diametrul egal cu distanța dintre electrozi, l , atunci:

$$Q_v = \frac{\pi \cdot l^2}{4} \cdot v$$

$$e_d = \frac{4 \cdot B}{\pi \cdot l} Q_v$$

Astfel, în condițiile B , l , A constante, tensiunea culeasă pe electrozi este proporțională cu debitul.

Dezavantajele debitului cu câmp magnetic constant (tensiunea indusă continuă) sunt date de:

- necesitatea amplificatoarelor de mare sensibilitate;
- polarizarea electrozilor în c. c;
- dimensiunile mari ale magneților permanenți în vederea asigurării sensibilității necesare.

4.1.2. DEBITMETRU ELECTROMAGNETIC CU CÂMP MAGNETIC VARIABIL ÎN TIMP

În curent alternativ, polarizarea electrozilor este mult mai mică și se elimină dezavantajul folosirii amplificatoarelor de curent continuu de mare sensibilitate.

Astfel, debitmetrele de curent alternativ pot fi folosite în cazul vitezelor de curgere mici și în cazul lichidelor cu conductivitate electrică scăzută.

De această dată, tensiunea culeasă de electrozi, e , va avea două componente:

$$e = e_{tr} + e_d \quad (4.11)$$

Tensiunea electromotoare indusă prin deplasare, e_d , are forma de variație a inducției magnetice sau aceeași formă ca și curentul de excitație a electromagnetului, iar amplitudinea maximă, conform (4.9), este:

$$E_d = B \cdot l \cdot v \quad (4.12)$$

Deoarece amplitudinea acestei tensiuni este direct proporțională cu viteza, prin urmare și cu debitul, ea reprezintă semnalul util.

Cealaltă componentă, **tensiunea electromotoare indusă prin transformare**, e_{tr} , este proporțională cu derivata fluxului magnetic. Ea este independentă de debit și în general mult mai mare decât tensiunea utilă.

În Fig. 4.2 se dă schema bloc a acestui tip de debitmetru.

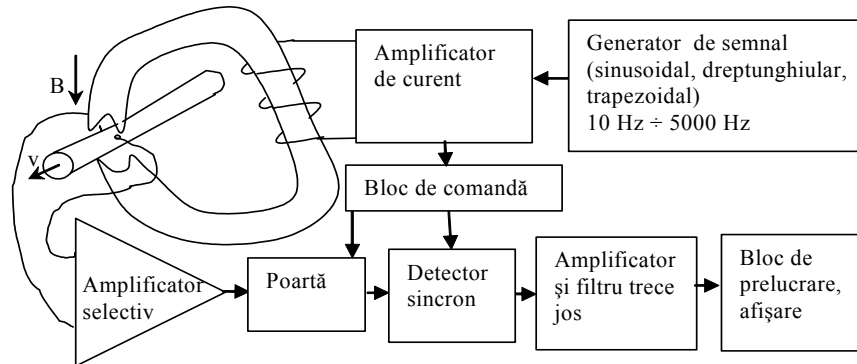


Fig. 4.2. Debitmetru cu câmp magnetic variabil în timp.

Frecvența curentului de excitație a electromagnetului este, în general, în domeniul $10 \div 5000$ Hz. Frecvențe înalte se utilizează pentru a se putea urmări variațiile rapide ale debitului și a se reduce dimensiunilor traductoarelor. Totuși aceste frecvențe înalte au dezavantajul apariției efectului pelicular, etc. Cele mai multe debitmetre utilizează frecvențele de 50 Hz, 60 Hz sau 400 Hz.

Forma de undă a acestui curent de excitație poate fi sinusoidală, dreptunghiulară, trapezoidală.

Tensiunea indusă, culeasă de ce doi electrozi este amplificată utilizând un amplificator selectiv (acordat pe frecvența curentului de excitație) pentru a elimina eventualele tensiuni perturbatoare.

Întrucât componenta tensiunii induse ce conține informația de debit (e_d) este mult mai mică decât cealaltă componentă (e_{tr}), nu este posibilă măsurarea debitului printr-o detecție simplă de amplitudine. Din acest motiv se limitează domeniul de măsurare la intervalul τ .

De exemplu, la semnalul de excitație sinusoidal se alege intervalul de achiziție a semnalului τ astfel încât valoarea medie dată de tensiunea e_{tr} să fie nulă, în timp ce valoarea medie a tensiunii e_d , proporțională cu debitul, să fie maximă, adică τ este centrat în jurul valorii maxime a lui B.

Pentru separarea semnalului util, e_d , de semnalul perturbator, e_{tr} , se introduce o poartă comandată numai pe durata τ (durata de măsură):

- axată pe momentul de trecere prin zero a tensiunii induse prin transformare, care coincide cu valoarea maximă a tensiunii induse prin deplasare, la excitația sinusoidală;
- pe palierul impulsurilor dreptunghiulare și trapezoidale când e_{tr} este zero, în cazul acestor două tipuri de impulsuri.

După detecție și filtrare, tensiunea e_d , ce este proporțională cu debitul, poate fi înregistrată grafic ori scopic, sau poate fi afișată.

Așa cum s-a arătat, $e_d = K \cdot Q_v$ (dependență liniară), rezultând că etalonarea se face pentru două valori ale debitului:

- debit zero;
- valoare a debitului măsurată cu precizie prin altă metodă.

Conducta prin care circulă fluidul trebuie să fie neconductoare electric, nemagnetică și poate avea diametrul în intervalul $1 \text{ mm} \div 1,2 \text{ m}$.

4.2 MĂSURAREA DEBITULUI CU METODE ULTRASONORE

Spre deosebire de debitmetrele electromagnetice, care pot fi utilizate doar în cazul lichidelor cu o anumită conductivitate electrică, debitmetrul cu ultrasunete poate opera aproape în orice fel de lichide.

Debitmetrele cu ultrasunete se bazează pe modificarea vitezei de propagare a ultrasunetelor într-un fluid în mișcare datorită vitezei proprii de deplasare a fluidului.

Incertitudinea de măsurare depinde de instalare, condiții de operare și tehnica de măsură și poate ajunge chiar la 0,02 %.

Acest debitmetrul constă dintr-un emițător și un receptor de ultrasunete (de exemplu, cristale piezoelectrice).

Frecvența semnalului sonic este între 600 Hz și 10 MHz.

Principalele tehnici de măsură sunt bazate pe:

- **determinarea timpului de tranzit** – metodă utilizată la lichide curate pentru a minimiza atenuarea semnalului și dispersia (deflexia) fascicolului.
- **efectul Doppler** – metodă bazată pe discontinuitățile în lichide pentru funcționarea debitmetrelor.

Deci măsurare se poate face: fie prin măsurarea directă a diferenței de timp de propagare (debitmetru ultrasonor cu timp de tranzit), fie prin măsurarea deviației de frecvență a semnalului recepționat (debitmetru Doppler cu ultrasunete).

4.2.1. DEBITMETRU CU MĂSURAREA TIMPULUI DE TRANZIT

Așa cum este prezentat în Fig. 4.3 acest debitmetru conține două transductoare de ultrasunete: T_1 și T_2 care funcționează pe rând ca emițător și receptor.

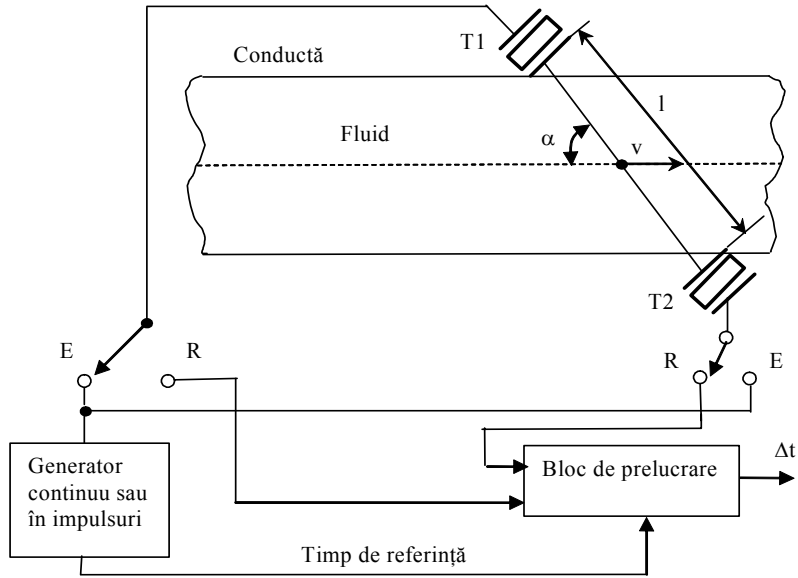


Fig. 4.3. Debitmetru cu timp de tranzit

Când traductorul T_1 emite ultrasunete, ele sunt recepționate de traductorul T_2 după un timp t_1 dat de expresia:

$$t_1 = \frac{l}{c_s + v \cdot \cos \alpha} \quad (4.13)$$

unde l este distanța dintre cele două traductoare, c_s – viteza sunetului în fluidul respectiv, v – viteza cu care curge fluidul.

Când cel de al doilea traductor T_2 emite ultrasunete, acestea sunt recepționate de traductorul T_1 după un timp t_2 de la emisie dat de:

$$t_2 = \frac{l}{c_s - v \cdot \cos \alpha} \quad (4.14)$$

Diferența de timp de propagare este datorată vitezei compuse a ultrasunetelor cu viteza fluidului din vas.

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{l}{c_s - v \cos \alpha} - \frac{l}{c_s + v \cos \alpha}$$

$$\Delta t = \frac{l(c_s + v \cos \alpha) - l(c_s - v \cos \alpha)}{(c_s - v \cos \alpha)(c_s + v \cos \alpha)}$$

$$\Delta t = \frac{2vl \cos \alpha}{c_s^2 - v^2 \cdot (\cos \alpha)^2} \quad (4.15)$$

$$\Delta t \cong \frac{2lv}{c_s^2} \cos \alpha \quad (4.16)$$

Rezultă că timpul de tranzit este proporțional cu viteza de curgere a fluidului, v , și astfel cu debitul.

Cum se prezintă în Fig.4.4, utilizând două emițătoare și două receptoare se elimină influența vitezei de propagare a sunetului prin lichid, c_s , care depinde de natura fluidului și temperatura sa (metoda diferenței de frecvență).

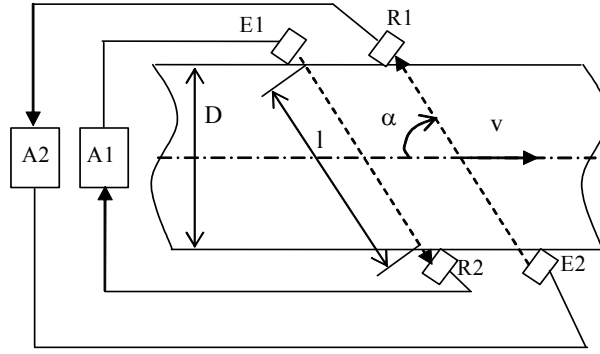


Fig. 4.4. Eliminarea influenței vitezei ultrasunetelor prin fluid

În acest fel se creează un circuit rezonant prin folosirea pulsurilor receptate să declanșeze transmiterea pulsurilor, formându-se astfel o buclă de reacție.

Pentru bucla formată din emițătorul - E₁, receptorul - R₂, amplificatorul - A₁, frecvența, f_{12} , este:

$$f_{12} = \frac{1}{t_{t,12}}$$

unde $t_{t,12}$ este timpul de tranzit de la emițătorul E₁ la receptorul R₂ care este egal cu t_1 , dat de relația (4.13).

Astfel frecvența f_{12} este:

$$f_{12} = \frac{c_s + v \cdot \cos \alpha}{l} \quad (4.17)$$

În mod analog, pentru a doua buclă formată din E₂, R₁, A₂, în cadrul căreia propagare ultrasunetelor în fluid are loc în sens contrar celei din prima buclă, frecvența, f_{21} , este:

$$f_{21} = \frac{1}{t_{i,21}}$$

$$f_{21} = \frac{c_s - v \cdot \cos \alpha}{l} \quad (4.18)$$

Diferența celor două frecvențe Δf (frecvența bătaie, obținută de exemplu prin combinarea celor două frecvențe într-un circuit neliniar) este:

$$\Delta f = f_b = f_{12} - f_{21}$$

$$\Delta f = \frac{c_s + v \cos \alpha}{l} - \frac{c_s - v \cos \alpha}{l} = \frac{2v \cos \alpha}{l} \quad (4.19)$$

Întrucât

$$\sin \alpha = \frac{D}{l}$$

unde D este diametrul conductei, iar l este distanța între emițătoare și receptoare, rezultă că:

$$\Delta f = \frac{2v \cos \alpha \sin \alpha}{D} = \frac{v \sin 2\alpha}{D} \quad (4.20)$$

Se poate obține astfel o precizie 1 % pentru diametrul conductei de la câțiva mm în sus (de exemplu, pentru măsurarea debitului prin vasele de sânge).

4.2.2. DEBITMETRUL DOPPLER CU ULTRASUNETE

Fascicolul ultrasonor cu frecvență de repetiție a impulsurilor, f_e , emis de un emițător E este dispersat de particule solide sau orice discontinuitate din fluidul în mișcare și reflectat, după care este receptat de un receptor R . Deoarece fluidul este în mișcare, frecvență de repetiție a impulsurilor recepționate, f_r , este diferită de frecvența la emisie f_e .

Fie E un emițător de unde ultrasonore cu perioada de repetiție a impulsurilor T_e (frecvența de repetiție f_e), care se deplasează cu viteza v_e după direcția Ox și R un receptor de impulsuri ultrasonore, care se deplasează de-a lungul aceleiași axe cu viteza v_r . Conform Fig. 4.5a, vitezele v_e și v_r au același sens.

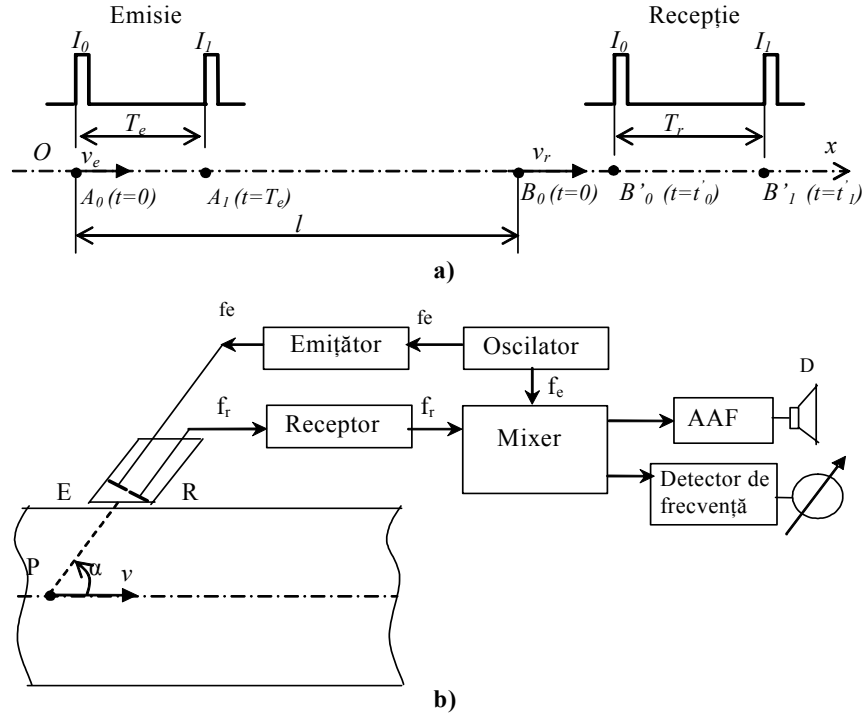


Fig. 4.5. Debitmetru cu efect Doppler: a) Principiu; b) Schema bloc.

La momentul $t = 0$, atunci când emițătorul este în punctul A_0 și receptorul în punctul B_0 (distanța A_0B_0 fiind notată cu l), emițătorul emite impulsul I_0 . Datorită mișcării lui R cu viteza v_r acest impuls este receptat în punctul B'_0 după un timp t'_0 , deci:

$$B_0B'_0 = v_r \cdot t'_0$$

Distanța parcursă de impulsul I_0 de la punctul A_0 la punctul B'_0 este:

$$A_0B'_0 = c_s \cdot t'_0 = l + v_r \cdot t'_0$$

Astfel timpul dintre recepția impulsului I_0 de către R și emisia lui de către E este:

$$t'_0 = \frac{l}{c_s - v_r}$$

La momentul $t = T_e$, atunci când emițătorul E se găsește în punctul A_1 , el va emite următorul impuls I_1 .

Distanța A_0A_1 este:

$$A_0 A_1 = v_e \cdot T_e$$

Impulsul I_l va ajunge la receptorul R la momentul t_1' , atunci când receptorul, R, este în punctul B_1' .

Distanța dintre B_0 și B_1' este:

$$B_0 B_1' = v_r \cdot t_1'$$

Distanța parcursă de impulsul I_l între emițător și receptor este:

$$A_1 B_1' = c_s \cdot (t_1' - T_e)$$

Pe de altă parte aceeași distanță poate fi exprimată ca:

$$A_1 B_1' = A_0 B_0 - A_0 A_1 + B_0 B_1' = l - v_e \cdot T_e + v_r \cdot t_1'$$

De unde rezultă că:

$$A_1 B_1' = c_s \cdot (t_1' - T_e) = l - v_e \cdot T_e + v_r \cdot t_1'$$

Astfel timpul t_1' este:

$$t_1' = \frac{l + T_e \cdot (c_s - v_e)}{c_s - v_r}$$

Cum se poate observa și din Fig. 4.5a, pentru receptorul R perioada trenurilor impulsurilor primite, T_r , este:

$$T_r = t_1' - t_0' = \frac{c_s - v_e}{c_s - v_r} \cdot T_e$$

Astfel, în cazul în care emițătorul și receptorul de impulsuri ultrasonore se deplasează cu vitezele v_e , respectiv v_r după aceeași direcție, ca în Fig. 4.5a ($v_e > 0$, deci E se apropie de R și $v_r > 0$ deci R se îndepărtează de E), frecvența de repetiție a impulsurilor recepționate, f_r , este:

$$f_r = f_e \frac{c_s - v_r}{c_s - v_e} \quad (4.21)$$

În Fig. 4.5b se dă schema bloc a unui debitmetru Doppler cu ultrasunete.

Particula P, care se deplasează cu viteza v de-a lungul axului conductei, se apropie de emițătorul imobil E cu viteza $v_r = v \cdot \cos \alpha$.

Frecvența recepționată de particula P este:

$$f_P = f_e \frac{c_s + v \cdot \cos \alpha}{c_s} \quad (4.22)$$

Particula P reflectă semnalul de frecvență f_P care apoi este recepționat de receptorul imobil R. De această dată P este un emițător, care se apropie de receptorul R cu viteza $v_e = v \cdot \cos \alpha$.

Astfel frecvența recepționată de receptorul R, f_r , este:

$$f_r = f_p \frac{c_s}{c_s - v \cdot \cos \alpha} \quad (4.23)$$

Dacă se înlocuiește valoarea lui f_p conform (1.22), rezultă:

$$f_r = f_e \frac{c_s + v \cos \alpha}{c_s - v \cos \alpha}$$

Frecvența la ieșirea mixerului (Fig. 4.5b) este:

$$f_b = f_r - f_e = \frac{2v \cos \alpha}{c_s - v \cos \alpha} \cdot f_e \quad (4.24)$$

$$f_b \cong \frac{2f_e v \cos \alpha}{c_s} \quad (4.25)$$

Se observă că măsurarea este influențată de temperatura prin c_s .

Întrucât discontinuitățile sunt dispersate în lichid, receptorul detectează multiple frecvențe.

4.3 DEBITMETRU DOPPLER LASER

Tot pe baza efectului Doppler poate fi realizat un debitmetru utilizând excitație optică. Acest debitmetru este reproductibil, sensibil și permite măsurarea debitelor în conducte foarte subțiri (de exemplu măsurarea debitului în vase de sânge).

Fascicolul laser (de obicei laser He-Ne) este reflectat de celulele sanguine în mișcare din vasul de sânge, cauzând o deviație de frecvență. Această deviație de frecvență, dată de efectul Doppler, este observată pe un analizor de spectru, unde sunt detectate frecvențele bătaie între semnalul deviat în frecvență și semnalul de referință (original).

Dintre parametrii debitmetrelor Doppler laser pot fi enumerați:

- intervalul vitezelor de curgere în care se face măsurarea este $4 \div 100$ cm/s;
- incertitudinea 0,5 %;
- rezoluția spațială 100 μ m;
- rezoluția temporară 8 ms.

Debitmetrul Doppler laser poate fi utilizat la măsurarea debitului sanguin pe vase cu pereți subțiri și de diametru mic, fiind de altfel cea mai precisă metodă de măsurare în această aplicație.

5. MĂSURAREA TEMPERATURII

Temperatura empirică este o mărime fizică prin care se exprimă nivelul de încălzire sau de răcire al unui corp în raport cu un corp de referință.

Pentru eliminarea caracterului convențional al temperaturii empirice, pornind de la principiul al doilea al termodinamicii, se definește **temperatura termodinamică**, T .

$$dS = \frac{\delta Q}{T} \quad (5.1)$$

unde: dS este variația elementară a entropiei sistemului;

δQ este căldura schimbată, corespunzătoare.

Temperatura termodinamică poate avea numai valori pozitive și mai este denumită **temperatură absolută**.

5.1 SCĂRI DE TEMPERATURĂ - UNITĂȚI DE MĂSURĂ

Mărimile se pot împărți în:

- **Mărimi extensive**, care admit o relație de concatenare (concatenaritate) aditivă și permit construirea relativ ușoară a unei scări de raport pe baza unui etalon ce definește unitatea de măsură, de exemplu lungimea, masa. Aceste mărimi pot fi definite numeric prin raportare la o mărime de aceeași natură luată ca referință.
- **Mărimi intensive**, care nu admit concatenare (concatenaritate) directă, ci permit cel mult o concatenaritate aditivă pe intervale.

Temperatura intră în cadrul mărimilor intensive. Multiplicarea și divizarea unei temperaturi nu are semnificație fizică evidentă.

În principiu, obținerea unei scări de temperatură presupune atribuirea de valori arbitrare θ_1 , θ_2 , temperaturilor corespunzătoare unor fenomene fizice cu o bună reproductibilitate, cel mai adesea solidificarea sau fierberea substanțelor pure.

Intervalul $\theta_2 - \theta_1$ se împarte într-un număr N de părți egale.

$$1 \text{ grad} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{N} \quad (5.2)$$

Conferința Generală de Măsurări și Greutăți a adoptat două scări de temperatură:

- Scara termodinamică de temperatură (STT) denumită scară Kelvin sau scară absolută.
- Scara internațională practică de temperatură (SIPT).

Kelvinul (K) sau gradul Kelvin este unitatea de temperatură termodinamică și reprezintă $1/273,16$ din temperatura termodinamică a punctului triplu al apei.

Punctul triplu al apei este mult mai stabil decât punctul de înghețare și este dat de valorile presiunii și temperaturii la care pot coexista în echilibru stările solidă, lichidă și gazoasă ale unei substanțe. De exemplu pentru apă punctul triplu este caracterizat de presiunea 613,2 Pa și temperatura 0,01°C.

Punctul de înghețare al apei corespunde temperaturii de 0 °C sau 273,15 K.

Punctul de fierbere al apei este 373,15K , adică 100 °C.

Punctul triplu al apei este 273,16 K , adică 0,01 °C.

Gradul Celsius prin definiție cu **gradul Kelvin**.

Relația între temperatura Celsius, θ , și temperatura termodinamică, T, este:

$$T[K] = \theta[^\circ\text{C}] + 273,15 \quad (5.3)$$

Există și alte scări relative de temperatură în afară de scara Celsius, de exemplu scara Reaumur, scara Fahrenheit.

Scara Reaumur este dată de intervalul 0 °R ÷ 80 °R între punctul de înghețare al apei și punctul de fierbere al apei.

Scara Fahrenheit este dată de intervalul 32 °F ÷ 212 °F între punctul de înghețare al apei și punctul de fierbere al apei.

Dintre toate mărimile fizice, temperatura este cel mai adesea măsurată, deoarece ea afectează de o manieră decisivă proprietățile materiei.

Dat fiind numărul important de proprietăți ale materiei și de fenomene fizice sensibile la temperatură, **există o mare diversitate de metode de măsurare a temperaturii**.

- Metode optice, bazate pe repartitia spectrală a radiației emise;
- Metode mecanice, bazate pe efecte termomecanice, de exemplu pe principiul dilatării unor corpuri (solide, lichide, gazoase);
- Metode electrice, bazate pe efecte termoelectrice, de exemplu generarea unei tensiuni (termocuplu), modificarea rezistenței electrice cu temperatura, etc. Aceste metode sunt ușor de aplicat, dar există interacțiune între senzor și mediul a cărui temperatură se măsoară.
- metode acustice.

5.2 METODE DE MĂSURARE A TEMPERATURII

După modul în care elementul sensibil preia energia de la mediul a cărui temperatură se măsoară, există:

- *traductoare de temperatură cu contact*;
- *traductoare de temperatură fără contact*.

În primul caz, elementul sensibil se află în contact direct cu mediul, preluarea energiei efectuându-se prin conductibilitate sau convecție (-200 °C ÷ 1600 °C).

Dintre principalele probleme specifice traductoarelor cu contact pot fi amintite:

- Influența senzorului asupra câmpului de temperatură (efect de sarcină).
- Regimul dinamic al traductorului de temperatură. Transferul căldurii de la mediu la senzor trebuie să se efectueze într-un timp cât mai redus (constanta de timp a acestor traductoare este relativ mare față de alte traductoare).

Traductoarele de temperatură fără contact funcționează pe baza radiațiilor emise de corpuri.

5.2.1. METODE DE MĂSURARE CU CONTACT

Traductoarele de temperatură cu contact se pot baza pe efecte termoelectrice și anume:

- Traductoare de temperatură cu **termocupluri**.
- Traductoare de temperatură cu **elemente sensibile rezistive**, care sunt pe principiul conversiei variației de temperatură în variație de rezistență. Metalele și semiconductoarele își modifică rezistivitatea la variația temperaturii. În categoria acestor traductoare intră: termorezistențele; termistoarele; peliculele rezistive; semiconductoarele.

5.2.1.1. TERMOMETRE CU TERMOCUPLU

Un termocuplu constă din două fire din metale sau aliaje diferite (Fir 1 și Fir 2) sudate între ele astfel încât să constituie o joncțiune de măsurare (joncțiune caldă) și o joncțiune de referință (joncțiune rece).

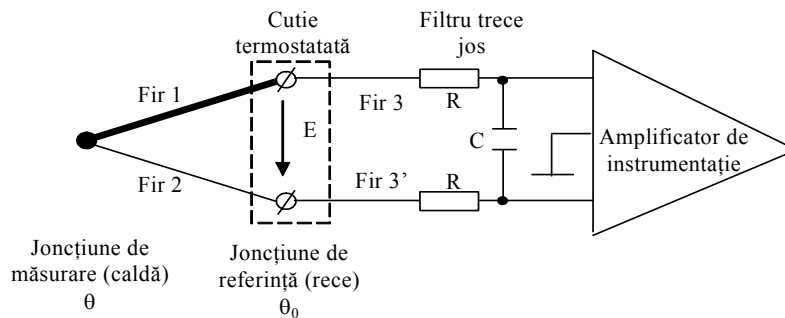


Fig. 5.1. Termometru cu termocuplu

Tensiunea termoelectromotoare, E , care apare, prin efect Seebeck, între capete reci ale termocuplului, are valoarea aproximativă:

$$E = k(\theta - \theta_0) \quad (5.4)$$

unde θ este temperatura zonei de măsurare în care se introduce partea activă a termocuplului (joncțiunea de măsură), θ_0 este temperatura joncțiunii de referință, iar k este sensibilitatea termocuplului ce se exprimă în $[\text{mV}/^\circ\text{C}]$ sau în $[\mu\text{V}/^\circ\text{C}]$.

Pentru o joncțiune *cupru – constantan*, sensibilitate este $k = 42 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, această joncțiune fiind recomandată pentru obținerea de *senzori de temperatură*.

O joncțiune relativ stabilă cu temperatura este joncțiunea *cupru – argint*, a cărui sensibilitate este $k = 0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Joncțiunile J_{1-3} și J_{2-3} sunt menținute la o temperatură constantă într-o cutie termostatăă.

La intrarea amplificatorului de instrumentație se introduce un filtru trece jos cu frecvența de tăiere în funcție de răspunsul în frecvență dorit: 1 Hz pentru măsurări statice; 1000 Hz pentru măsurări dinamice.

Creșterea exactității la măsurarea tensiunii termoelectrice se realizează prin utilizarea compensatoarelor de curent continuu în regim echilibrat sau a microvoltmetrelor digitale.

5.2.1.2. TERMOMETRE CU ELEMENTE SENSIBILE REZISTIVE

Termometrele cu elemente sensibile rezistive se bazează pe proprietatea unor materiale (metale, aliaje, semiconductoare etc.) de a-și modifica rezistența electrică în funcție de temperatură. În funcție de natura materialului utilizat la obținerea elementului sensibil există termorezistoare (termorezistențe) și termistoare.

a) Termorezistoarele sau termorezistențele sunt rezistoare executate din metale pure (platină, cupru, nichel) ce prezintă mari variații ale rezistivității cu temperatura.

Termorezistențele au variația rezistenței cu temperatura de forma:

$$R_\theta = R_0(1 + A\theta + B\theta^2 + C\theta^3 + \dots) \quad (5.5)$$

R_θ este rezistența la temperatura $\theta^\circ\text{C}$;

R_0 este valoarea rezistenței la temperatura 0°C ;

A, B, C, ... sunt constante.

Pe domenii mai mici de temperatura caracteristica se poate simplifica, devenind chiar liniară.

În mod curent, incertitudinea este mai mare de $0,1^\circ\text{C}$. Termometrul rezistiv cu platină etalon are o incertitudine de $\pm 0,0001^\circ\text{C}$.

Măsurarea se face cu ajutorul unei punți Wheatstone, Fig. 5.2 sau, pentru măsurări de mare precizie, cu ajutorul unei punți Thomson.

Un braț al punții Wheatstone este constituit din sonda termorezistoare, R_T , brațul alăturat este reprezentat de elementul de reglaj R_V în serie cu o pereche de conexiuni din același aliaj cu a conexiunilor la termorezistență, introduse în corpul sondei pentru a compensa influențele termice exterioare, R_C , iar în celelalte două brațe câte o rezistență de valoare, R.

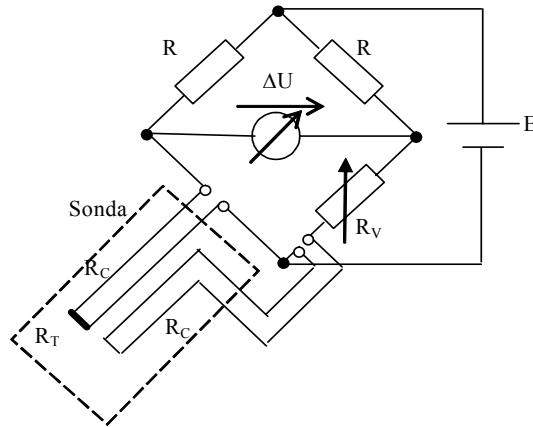


Fig. 5.2. Termometru cu termorezistență

La echilibrul punții:

$$(R_V + R_C) \cdot R = (R_T + R_C) \cdot R$$

De unde rezultă că rezistența termorezistenței este:

$$R_T = R_V \quad (5.6)$$

b) Termistoarele sunt materiale semiconductoare care își modifică rapid și într-o plajă de variație mare rezistența electrică sub acțiunea unor variații relativ reduse de temperatură, fiind realizate din oxizi metalici (Fe_2O_3 , Cu_2O , Si_2O). În cazul termistoarelor, dependența rezistență termistor, R_T – temperatură, T este:

$$R_T = R_0 \cdot e^{B \cdot (\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})} \quad (5.7)$$

unde R_T și R_0 sunt valorile rezistenței termistorului la temperatura T , respectiv T_0 exprimate în grade Kelvin, iar B este o constantă de material.

Și de această dată, măsurarea se poate face cu ajutorul unei punți Wheatstone, echilibrate sau neechilibrate.

Puntea are două brațe constituite din două termistoare, unul activ și altul de referință, permițând măsurarea în game oricât de restrânse, cu scări aproape liniare.

Gamele pot fi comutate prin schimbarea rezistențelor din celelalte două brațe R_1 și R_2 .

O incertitudine sistematică apare la termometrele cu termistoare prin încălzirea proprie a termistorului, datorită curentului de măsurare. Acest lucru se evită prin efectuarea măsurării cu o putere disipată suficient de mică în termistor.

Avantaje termometrelor cu termistoare sunt date de:

- rezistență electrică suficient de mare, astfel că rezistențele conductoarelor de legătură devin neglijabile;

- dimensiuni foarte mici ale traductorului;
- timp de măsurare foarte mic 20ms;
- nu produc perturbarea câmpului de temperatură.

În mod curent intervalul de măsurare al temperaturii $20 \div 180^\circ\text{C}$.

Pentru măsurări de temperatură în intervalul $30 \div 41^\circ\text{C}$ (de exemplu, cercetări medicale), incertitudinea limită este de $\pm 0,05\%$.

5.2.1.3. TERMOMETRE CU CUARȚ

Aceste termometre se bazează pe modificarea frecvenței de rezonanță a unui cristal de cuarț cu temperatura. Se poate asigura o dependență liniară a frecvenței de rezonanță cu temperatura, sensibilitate fiind de ordinul $1\text{ kHz}/^\circ\text{C}$ și incertitudinea de $0,01 \div 0,1^\circ\text{C}$.

$$f(\theta) = f_0(1 + A\theta + B\theta^2 + C\theta^3) \quad (5.8)$$

unde θ este temperatura în grade Celsius; A, B, C sunt constante pentru domeniul $(-100 \div 250^\circ\text{C})$ și depind doar de tăierea cuarțului.

Există o temperatură pentru care constantele B și C să fie aproape nule.

Prin intermediul unui sistem de comparație sau mixer se compară frecvența de oscilație a unui cuarț termosensibil, f_x , cu cea a unui cuarț de referință (termostatat), f_r , așa cum se arată în Fig. 5.3.

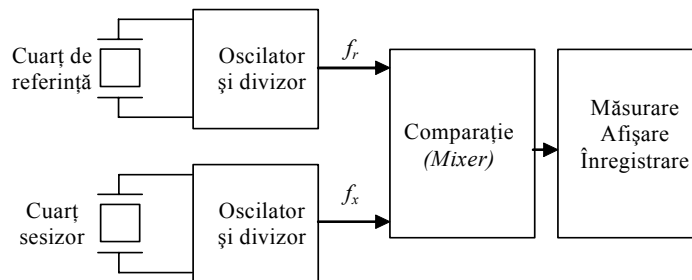


Fig. 5.3. Termometru cu cuarț

Astfel, se pot utiliza bătăile frecvenței de oscilație a cuarțului termosensibil cu oscilațiile unui cuarț de referință, astfel ca bătăile nule să corespundă temperaturii de 0°C .

Se pot face și măsurări diferențiale de temperatură dacă se înlocuiește cuarțul de referință cu un al doilea cuarț tot termosensibil.

Se poate utiliza un convector D/A pentru înregistrare umidității pe hârtie.

Domeniul de funcționare este: $-40^\circ\text{C} \div +250^\circ\text{C}$.

Stabilitatea pe termen foarte scurt poate fi de ordinul $0,0001^\circ\text{C}$.

Avantajele termometrelor cu cuarț sunt date de:

- timp de răspuns scurt, aproximativ 1s;

- rezistă la accelerații foarte mari (10 000·g) și presiuni ridicate (300 at), fără modificarea calibrării;
- măsurarea nu este afectată de conexiuni, datorită conversiei în frecvență, fiind posibile măsurări la distanțe mari.

5.2.1.4. TERMOMETRE CU TRADUCTOR ELEMENT ACTIV

Aceste termometre se bazează pe sensibilitatea caracteristicii curent – tensiune a joncțiunii pn la variații ale temperaturii.

La o joncțiune polarizată direct există relația:

$$i_A = I_0 \cdot (e^{\frac{qU_A}{kT}} - 1) \quad (5.9)$$

Caracteristicile curent - tensiune ale unei joncțiuni polarizate direct pentru două temperaturi diferite T_1 și T_2 sunt date în Fig. 5.4a.

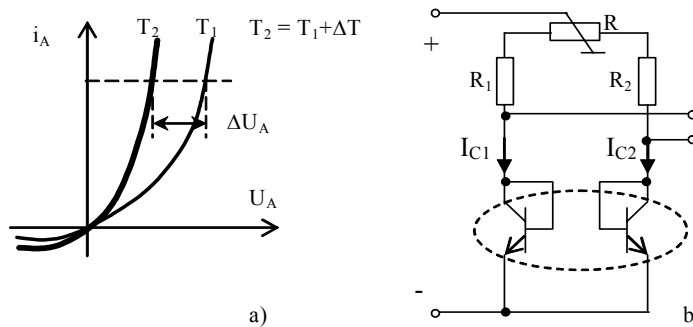


Fig. 5.4. Termometru cu traductor element activ: a) Caracteristica curent-tensiune a joncțiunii; b) Circuit monolitic cu două tranzistoare.

Astfel se utilizează ca și elemente sensibile diode sau tranzistoare.

Diodele cu siliciu sunt folosite:

- în circuite de măsurare în punte;
- în circuitele de reacție ale amplificatoarelor operaționale;
- în convertoare tensiune – frecvență.

Tranzistoarele sunt utilizate pentru realizarea senzorilor de temperatură cu circuite monolitice care conțin două tranzistoare cât mai bine împerecheate pentru a putea fi înlocuiți fără modificări în circuit, așa cum se prezintă în Fig 1.4a.

Din relația (5.9) rezultă:

$$U_A = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_A}{I_0} \quad (5.10)$$

În cazul circuitelor cu două tranzistoare:

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} \frac{I_{02}}{I_{01}} \quad (5.11)$$

unde I_{C_1} și I_{C_2} sunt curenții de colector a celor două tranzistoare.

Prin realizarea monolitică I_{01} și I_{02} sunt foarte apropiați, rezultând:

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} \quad (5.12)$$

Dacă raportul curenților este constant rezultă o relație de proporționalitate între tensiune și temperatură.

$$\Delta U_{BE} \propto T \quad (5.13)$$

5.2.2. TERMOMETRE ELECTRICE DE RADIAȚIE

Acestea permit măsurarea temperaturii unui corp sau mediu, în condițiile în care elementul de sesizare al temperaturii nu este în contact cu corpul sau mediul respectiv.

Ele se bazează pe radiația termică a corpurilor, proprietate universală, absentă numai la gaze inerte sau în apropierea temperaturii „0” absolut.

La temperaturi mai scăzute, corpul radiază natural dar invizibil, în infraroșu. Când temperatura crește, corpul devine roșu, apoi galben și la o temperatură foarte ridicată, alb strălucitor.

5.2.2.1. BAZELE RADIOMETRIEI ȘI TERMOGRAFIEI

Toate corpurile emit și absorb radiații electromagnetice. Radiația emisă are un spectru continuu și o repartitie energetică funcție de temperatură (zgomotul radiat de sarcini în mișcare termică).

Receptoare folosite pentru măsurarea puterii de zgomot (radiației electromagnetice cu spectru continuu) emisă de un eșantion într-o bandă de frecvență sunt numite radiometre.

Radiometrele sunt dispozitive pasive, ele numai „recepționează” semnalul emis de eșantionul de interes.

Un corp a cărui suprafață nu reflectă radiațiile este denumit corp negru.

Corpul negru este un absorbant perfect care absoarbe energie electromagnetică la toate lungimile de undă, dar și un perfect emițător.

Deci corpul negru este caracterizat prin absorbția totală a radiației incidente.

Un parametru important în radiometrie, **strălucirea radiației electromagnetice**, este puterea pe unitate de bandă de frecvență radiată de o unitate de arie într-o unitate de unghi solid.

Acest parametru fundamental (B_{bb} – Brightness black body) exprimat în $[W \cdot m^{-2} \cdot Hz^{-1} \cdot sr^{-1}]$ este dat de legea lui Planck:

$$B_{bb} = \frac{2hf^3}{c^2[e^{hf/kT} - 1]} \quad (5.14)$$

unde, h este constanta lui Planck ($h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Js), k – constanta lui Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), c – viteza luminii ($c = 2,998 \cdot 10^8$ m/s), f – frecvența, T – temperatura fizică.

Deci radiația corpului negru este egală în toate direcțiile și depinde numai de temperatura, T , și de frecvența, f .

Puterea pe unitate de bandă, pe unitate de arie, radiată de o sursă este invers proporțională cu pătratul distanței sursă-punct de observare.

Pe de altă parte, aria văzută într-un anumit unghi solid este direct proporțională cu pătratul distanței.

Rezultă astfel că strălucirea unei suprafețe este independentă de distanța dintre suprafața radiantă și punctul de observare.

În Fig. 5.5. se reprezintă strălucirea corpului negru B_{bb} funcție de frecvență cu temperatura ca parametru.

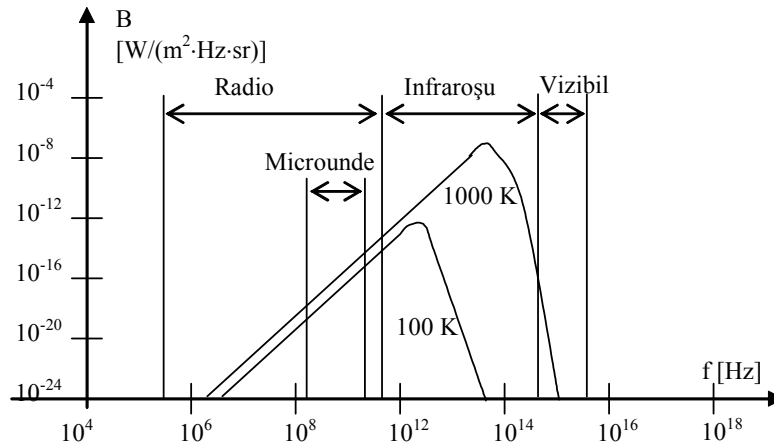


Fig. 5.5. Spectrul radiației corpului negru.

Se observă că în domeniul microundelor pentru temperaturi între 50 K și 1500 K (sau chiar 6000 K), strălucirea crește liniar cu frecvența.

În domeniul infraroșu strălucirea atinge un maxim la o frecvență care crește odată cu creșterea temperaturii. După atingerea maximului, ea scade brusc existând totuși o strălucire în domeniul vizibil ce poate fi observată în cazul corpurilor aflate la temperaturi mari.

Dacă se dezvoltă în serie Taylor funcția exponențială din relația (5.14), se obține:

$$e^{\frac{hf}{kT}} = 1 + \frac{hf}{kT} + \left(\frac{hf}{kT}\right)^2 \cdot \frac{1}{2!} + \left(\frac{hf}{kT}\right)^3 \cdot \frac{1}{3!} + \dots \quad (5.15)$$

În domeniul microundelor $hf \ll kT$ (energia cuantei este mult mai mică decât energia termică a particulei), deci $e^{\frac{hf}{kT}} \cong 1 + \frac{hf}{kT}$.

Dacă se înlocuiește această valoare în (5.14) rezultă astfel pentru strălucirea B_{bb} expresia:

$$B_{bb} = \frac{2hf^3}{c^2 \cdot \frac{hf}{kT}} \quad (5.16)$$

sau

$$B_{bb} = \frac{2k}{\lambda^2} \cdot T \quad (5.17)$$

S-a obținut astfel ecuația Rayleish-Jeans.

Se observă că B_{bb} (strălucirea) este direct proporțională cu temperatura fizică.

Pentru obiecte reale strălucirea, B , depinde de o constantă, η , cu valori între 0 și 1, indicând cât din radiație penetrează suprafața fiind emisă și cât este reflectată înapoi.

$$B = \eta \cdot B_{bb} \quad (5.18)$$

Deoarece suprafața corpurilor reflectă o parte din radiație, strălucirea corpurilor reale este mai mică decât a corpului negru, ea depinzând și de caracteristicile eșantionului (de exemplu, de permitivitatea dielectrică a materialului, etc.).

Astfel strălucirea poate fi exprimată funcție de temperatura sursei, T_s :

$$B = \frac{2k}{\lambda^2} \cdot T_s \quad (5.19)$$

Puterea receptată de o antenă, P_r , exprimată în W/Hz este [Ishimaru1991]:

$$P_r = \frac{1}{2} \cdot \int_{4\pi} B(\theta, \phi) \cdot A_r(\theta, \phi) \cdot d\Omega \quad (5.20)$$

unde $A_r(\theta, \phi)$ este secțiunea transversală de recepție a antenei

Dacă se înlocuiește în această relație (5.20) expresia strălucirii (5.19), atunci:

$$P_r = \frac{k}{\lambda^2} \cdot \int_{4\pi} T_s(\theta, \phi) \cdot A_r(\theta, \phi) \cdot d\Omega \quad (5.21)$$

sau

$$P_r = k \cdot T_A \quad (5.22)$$

unde k este constanta lui Boltzmann, iar, T_A , este denumită **temperatura antenei**, ea fiind egală cu temperatura unui rezistor ce produce o putere de aceeași valoare cu P_r .

Temperatura antenei, T_A , este funcție de temperatura surse, T_s .
Se poate arăta că :

$$T_A = T_s$$

dacă sursa este uniformă într-un unghi solid, Ω_s , care este mai mare decât unghiul solid corespunzător caracteristicii de recepție a antenei, Ω_A .

În infraroșu și vizibil $hf \gg kT$, deci $e^{\frac{hf}{kT}} \gg 1$
În acest caz B_{bb} are expresia:

$$B_{bb} = \frac{2hf^3}{c^2} \cdot e^{-\frac{hf}{kT}} \quad (5.23)$$

Legea lui Wien (derivată din legea lui Planck) exprimă lungimea de undă pentru care radiația emisă de corp este maximă în funcție de temperatura corpului.

$$\lambda_{\max} = \frac{2898 [\mu m \cdot K]}{T [K]} \quad (5.24)$$

De exemplu, radiația corpului uman (aproximativ 36°C) este maximă la $\lambda = 9,3 \div 9,8 \mu m$.

Din Fig. 5.5. și cele expuse în acest paragraf rezultă că există două tipuri de radiometre:

- radiometru în microunde;
- radiometru în infraroșu și vizibil.

5.2.2.2. PRINCIPIUL RADIOMETRULUI

Radiometrul este un receptor sensibil care măsoară radiația unui corp într-o anumită bandă de frecvență (de exemplu, din domeniul microundelor).

Deoarece puterea receptată este întotdeauna foarte scăzută, câștigul total al radiometrului trebuie să fie foarte mare.

Pentru a evita probleme de stabilitate, derivă termică și variația câștigului, se utilizează de obicei un mixer pentru schimbarea frecvenței și niște sisteme pentru o calibrare continuă, care sunt puse în evidență în schema bloc a unui radiometru dată în Fig. 5.6.

Fie **G valoarea nominală a câștigului radiometrului**, ea putând avea variații pe termen scurt, cât și variații pe termen lung.

Aceste variații ale câștigului radiometrului pot produce fluctuații mai mari decât nivelul semnalului ce trebuie măsurat (variația de temperatură, ΔT).

Pentru evitarea efectelor **variației pe termen scurt** ale câștigului radiometrului, Dicke a propus o metodă de comparație.

Astfel intrarea receptorului este comutată cu o anumită frecvență (tipic o frecvență din intervalul $10 \text{ Hz} \div 1000 \text{ Hz}$) între antenă și o sarcină de referință ce se află la temperatură constantă (antenă de referință).

Deoarece ambele semnale, cel de măsurat și cel de referință, sunt prelucrate aproape în același timp, ele vor fi amplificate cu aceiași valoare, adică variația câștigului față de valoarea nominală va fi aceeași în cazul ambelor semnale.

Comutarea sau modularea semnalului de radiofrecvență este făcută înaintea mixerului sau a amplificatorului de radiofrecvență (dacă există), dar cât mai aproape de antenă.

Întrucât măsurarea se bazează pe o metodă de comparație (temperatura antenei necunoscută este comparată cu o temperatură de referință cunoscută) efectul variației câștigului este scăzut sau eliminat dacă cele două temperaturi sunt egale.

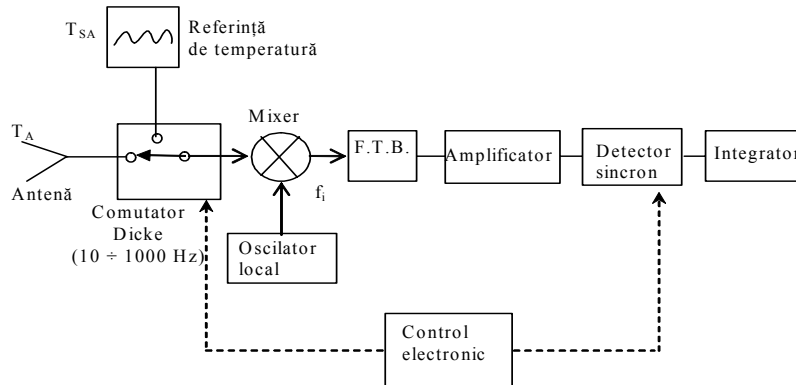


Fig. 5.6. Schema bloc a radiometrului

Antena receptează radiația electromagnetică emisă de eșantionul a cărui temperatură trebuie determinată.

Pentru creșterea pragului de sensibilitate, înaintea mixerului poate fi utilizat un amplificator de radiofrecvență de zgomot redus (sub $1,2 \div 2,2 \text{ dB}$) și amplificare mare (peste $35 \div 50 \text{ dB}$).

Filtrul trece bandă, F.T.B., determină banda de frecvență a radiometrului, Δf , (de exemplu, banda de frecvență a radiometrului poate fi aproximativ 500 MHz , la o frecvență de recepție de $4,7 \text{ GHz}$).

Caracteristicile filtrului sunt alese și în sensul minimizării interferențelor electromagnetice, iar pierderile de inserție în banda de trecere sunt mai mici de 3 dB .

Detectorul sincron generează un semnal de curent continuu proporțional cu diferența de temperatură $T_A - T_{SA}$, unde T_{SA} este temperatura de referință (SA - sarcina adaptată).

Detectorul este controlat de același circuit electronic ca și comutatorul Dicke de la intrare.

Integratorul, de tip numeric sau un simplu filtru trece jos, face o mediere în timp a semnalului detectat.

Timpul de integrare determină:

- variațiile de temperatură cele mai rapide care pot fi detectate (timp mare determină o lentă adaptare la schimbarea temperaturii sursei);
- nivelul de zgomot efectiv la ieșire (timp mare determină un nivel de zgomot redus).

Astfel semnalul este amplificat, mixat și detectat coerent, iar la ieșire semnalul este proporțional cu diferența de temperatură dintre antena de măsurare și sarcina de referință.

Trebuie menționat că există și situații când se evită schimbarea de frecvență (configurația superheterodină) pentru a elimina abaterile și zgomotele asociate oscilatorului local și amplificatorului de frecvență intermediară. În acest caz un rol important revine amplificatoarelor de radiofrecvență de dinaintea și de după filtru trece bandă, sistemului de detecție și sistemului de calibrare.

În cazul în care timpul de integrare este mare, trebuie considerate și deci reduse efectele **variației pe termen lung** ale câștigului, deoarece ele degradează (cresc) valoarea temperaturii minim detectabile, înrăutățind pragul de sensibilitate.

Variația de temperatură, ΔT , datorată fluctuațiilor pe termen lung a câștigului, ΔG , de la valoarea nominală, G , este:

$$\Delta T = \frac{\Delta G}{G} \cdot |T_{SA} - T_A| \quad (5.25)$$

Pentru reducere efectelor fluctuațiilor pe termen lung ale câștigului asupra temperaturii minime ce poate fi detectă, ΔT , trebuie ca temperatura T_{SA} (temperatura sarcinii de referință) să fie cât mai apropiată de temperatura T_A (temperatura la antena de măsurare).

Dacă temperatura de referință, T_{SA} , este egală cu temperatura măsurată, T_A , efectul variației câștigului radiometrului este eliminat, astfel pragul de sensibilitate nu este afectat de fluctuații pe termen lung ale câștigului.

Din acest motiv este avantajoasă menținerea temperaturii sarcinii de referință la valoarea temperaturii de măsurat (temperatura antenei) sau introducerea unor calibrări în schema radiometrului, așa cum se arată în Fig. 5.7.

În Fig. 5.7 înaintea comutatorului Dicke, care realizează modularea s-a introdus un sistem de calibrare internă [Carr1981].

Comutatorul 1 permite compararea sarcinii de referință cu o sarcină de bază. Dacă temperaturile celor două sarcini sunt egale (sarcina de bază este menținută la o temperatură apropiată de sarcina de referință), atunci semnalul de curent continuu de la ieșirea radiometrului este zero.

Comutatorul 2 deconectează sarcina de bază și introduce o sursă de zgomot calibrată (dioda de zgomot).

Aceste două comutatoare sunt mecanice fiecare dintre ele având pierderi de inserție mai mici de 0,1 dB și o izolație între căi mai mare de 60 dB.

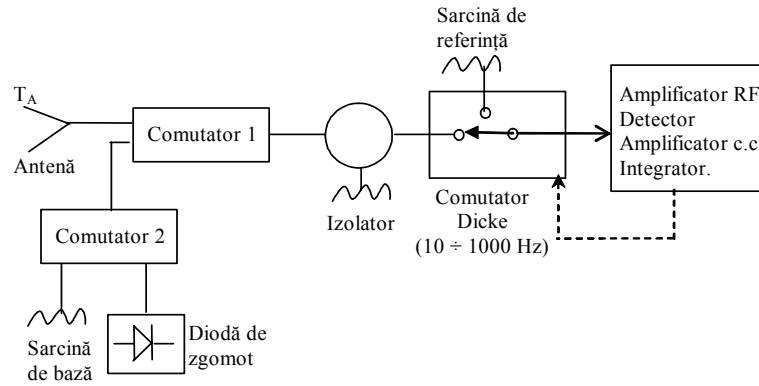


Fig. 5.7. Calibrarea radiometrului

Puterea receptată de antenă și deci semnalul de la ieșirea radiometrului depinde și de coeficientul de reflexie al puterii la interfața antenă - mediu (țesutul) de interes.

O configurație de intrare a radiometrului care permite determinarea atât a coeficientului de reflexie cât și a temperaturii eșantionului se dă în Fig. 5.8, ea se bazează pe utilizarea a două referințe de temperatură [Dubois1996].

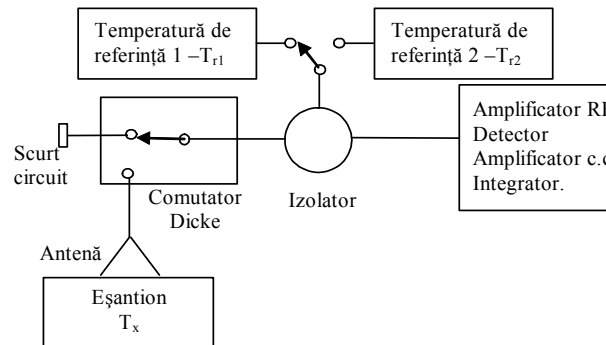


Fig. 5.8. Intrarea unui radiometru cu două referințe de temperatură interne.

Se observă că introducerea sistemelor de compensare și calibrare complică intrarea radiometrului (introducerea de noi circuite - comutatoare, izolatoare, etc.) și este dificil de realizat mai ales dacă se dorește utilizarea a două antene de măsură sau chiar a unei arii de antene.

5.2.2.3. TEMPERATURA DE ZGOMOT A RECEPTORULUI ȘI PRAGUL DE SENSIBILITATE

Principalele probleme care apar la proiectarea radiometrului sunt date de zgomotul produs de componente, cum se arată în Fig.5.9.

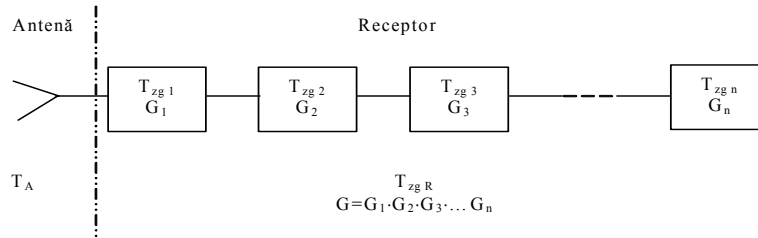


Fig. 5.9. Temperatura de zgomot a sistemului

Temperatura de zgomot a eșantionului este emisă propagată, absorbită, dispersată după care ajunge la antenă.

Așa cum s-a arătat puterea receptată de antenă determină temperatura antenei, T_A . Deoarece toate componentele radiometrului produc zgomot, ele contribuie la zgomotul total al sistemului, determinând temperatura de zgomot a sistemului, T_{sis} .

$$T_{sis} = T_A + T_{zgR} \quad (5.26)$$

unde: temperatura antenei, T_A , conține informația de temperatură a sursei, iar temperatura de zgomot a radiometrului, T_{zgR} , este în întregime perturbatoare.

Dacă fiecare componentă (sau etaj) a radiometrului este caracterizată de o **temperatură de zgomot proprie T_{zgi} și un câștig propriu G_i** , cum se arată în Fig. 5.9, atunci temperatura de zgomot a radiometrului (receptorului) este:

$$T_{zgR} = T_{zg1} + \frac{T_{zg2}}{G_1} + \frac{T_{zg3}}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{T_{zgn}}{G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n} \quad (5.27)$$

unde, temperaturile de zgomot pentru componente sau pentru întreg radiometru sunt date de zgomotul echivalent la intrare care produce același semnal de zgomot la ieșire (echivalentul la intrare a semnalului de ieșire).

În locul parametrului temperatură de zgomot poate fi utilizat parametrul **factor de zgomot, F**.

$$F = 1 + \frac{T_{zg}}{T_0} \quad (5.28)$$

unde $T_0 = 290 K$

Factorul de zgomot al receptorului este:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_n} \quad (5.29)$$

unde F, F_1, \dots, F_n sunt factorii de zgomot ai radiometrului, respectiv componentelor lui.

Așa cum se observă din relația (5.27), fiecare componentă a radiometrului produce un zgomot care contribuie la zgomotul total al radiometrului.

Aportul componentei la zgomotul receptorului este cu atât mai mare cu cât ea este situată mai aproape de intrare.

Astfel, prima componentă de după antenă este critică, ea trebuie să aibă nivelul de zgomot foarte redus (T_1 mic sau factorul de zgomot corespunzător, F_1 mic), dar și câștigul, G_1 , foarte mare.

În acest fel temperatura de zgomot a radiometrului, T_{zgR} , se reduce.

Minimizarea temperaturii de zgomot a radiometrului T_{zgR} se poate face:

- adăugând amplificator de zgomot redus în fața mixerului;
- prin răcirea radiometrului, metodă ce implică complicații (folosită în radioastronomie);
- prin adaptări de schemă.

Unul dintre parametrii cei mai importanți ai radiometrului este **pragul de sensibilitate** sau temperatura minimă ce poate fi detectată

Puterea incidentă constă din temperatura de zgomot a sistemului T_{sis} și temperatura de zgomot a semnalului ΔT .

Puterea la ieșirea radiometrului datorată temperaturii de zgomot a sistemului este proporțională cu $(k \cdot T_{sis} \cdot \Delta f)^2$, iar puterea la ieșire datorată temperaturii de zgomot a semnalului este proporțională cu $(k \cdot \Delta T \cdot \Delta f)^2$, unde Δf este lățimea benzii de frecvență a receptorului.

Întrucât se face o mediere, adică se estimează valoarea medie a unei variabile distribuite aleator, puterea la ieșire radiometrului datorate temperaturii de zgomot a sistemului, P_{sis} , este redusă de $\Delta f \cdot \tau$ ori (τ este constanta de timp a integratorului), adică ea este proporțională cu:

$$P_{sis} \propto \frac{(k \cdot T_{sis} \cdot \Delta f)^2}{\Delta f \cdot \tau} \quad (5.30)$$

Puterea datorată temperaturii de zgomot a semnalului, P_s , este proporțională cu:

$$P_s \propto (k \cdot \Delta T \cdot \Delta f)^2 \quad (5.31)$$

Pragul de sensibilitate sau temperatura de semnal minim detectabilă ΔT_{min} este definită ca temperatura ΔT care produce la ieșire o putere de semnal (P_s) egală cu puterea de zgomot (P_{sis}).

Din egalitatea:

$$P_s = P_{sis} \quad (5.32)$$

rezultă:

$$\Delta T_{min} = \frac{C_R \cdot T_{sis}}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}} \quad (5.33)$$

unde C_R este o constantă care depinde de tipul radiometrului, de exemplu, [Ishimaru1991] în cazul radiometrului Dicke $C_R = \frac{\pi}{\sqrt{2}}$.

Temperatura minim detectabilă poate fi exprimată funcție de factorul de zgomot al radiometrului [Carr1981], [Rosen1995]:

$$\Delta T_{\min} = \frac{C[(F \cdot L - 1) \cdot T_1 + T_2]}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}} \quad (5.34)$$

unde C este o constantă care depinde de tipul radiometrului ($C=2$ în cazul radiometrului Dicke cu modulație), F este factorul de zgomot (sub 1,2 dB), L da pierderile de la intrare (sub 2 dB), T_1 este temperatura ambientală a radiometrului ($T_1 = 290 K$), T_2 este temperatura sursei sau temperatura văzută de antenă ($T_2 = 310 K$), Δf este lățimea benzii de frecvență a receptorului ($\Delta f = 500 MHz$), τ este constanta de timp a integratorului ($\tau = 3 s$).

Pentru valorile date mai sus în paranteze [Rosen1995] rezultă pentru temperatura minimă detectabilă valoarea $\Delta T_{\min} \cong 0,03 s$.

5.2.2.4. RADIOMETRIA SUBSUPRAFEȚELOR ȘI TERMOGRAFIA

Multe aplicații cer determinarea „punctelor calde” din interiorul unor corpuri sau obiecte.

Devine astfel necesară obținerea distribuțiilor de temperatură, a hărților de temperatură, la diverse adâncimi față de suprafață accesibilă (suprafețele eșantionului).

Aceste hărți cu distribuția temperaturii sunt numite termograme.

În general pentru situații reale, determinarea este complexă, deoarece distribuția temperaturii la suprafață este o manifestare a distribuției termice din interior, așa cum se prezintă în Fig. 5.10.

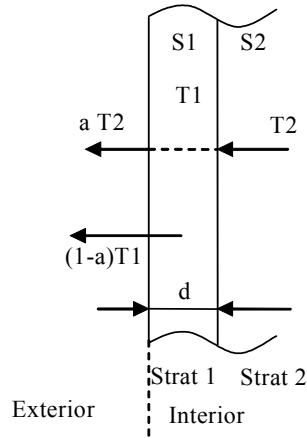


Fig. 5.10. Propagarea temperaturii spre exterior

Astfel, temperatura T_2 , specifică stratului S_2 suferă o atenuare în stratul subțire S_1 , iar la suprafață va ajunge temperatura de valoare $a \cdot T_2$.

Stratul S_1 , care a absorbit o parte din radiația din interior, emite o radiație $(1-a)T_1$. Deci temperatura la suprafață va fi:

$$T = a \cdot T_2 + (1-a) \cdot T_1 \quad (5.35)$$

Dacă $T_1 = T_2$, rezultă că $T = T_1$

Datorită atenuării radiației electromagnetice (strălucirii) în țesuturi, o diferență de temperatură ΔT la o anumită adâncime se manifestă la suprafață ca o diferență de temperatură ΔT_A .

Pentru evaluarea posibilității de detecție a punctelor calde aflate în profunzime se utilizează un parametru denumit vizibilitate („visibility”), N , care este definită ca:

$$N = \frac{\Delta T_A}{\Delta T} \quad (5.36)$$

Pentru calculul vizibilității se utilizează două metode, bazate pe:

- ecuația transferului de radiații;
- principiul reciprocității.

5.2.2.5. ANTENE UTILIZATE ÎN RADIOMETRIE

Antena poate fi de tipul **cu contact direct** cu eșantionul sau **antenă fără contact** pentru măsurări la distanță.

De obicei se folosesc probe cu contact, care se ecranează pentru a recepta radiații doar din interiorul eșantionului.

Antenele cu contact direct pot fi adaptate la țesut (radiometre proiectate pentru o aplicație specifică), minimizând interfața țesut-aer, în felul acesta

maximizându-se cuplajul dintre semnalul emis de eșantion (țesut) și receptorul radiației electromagnetice.

În această situație pentru a elimina erorile date de contactul prelungit între antena ce se află la temperatura camerei și corpul a cărui temperatură se măsoară se recurge la încălzirea antenei (**adaptarea termică a antenei**), adică antena este menținută la o temperatură apropiată de cea a pieii (aproximativ 35 °C) pentru a evita modificarea distribuției temperaturii de măsurat prin contactul cu proba (eliminarea efectului de sarcină). Prin acest procedeu se crește exactitatea măsurării temperaturii.

Dacă antena este fără contact cu țesutul, dezadaptările la interfețe relative la aer reduc nivelul semnalului. Acest efect poate fi micșorat utilizând un radiometru cu echilibrare a radiației, care injectează zgomot, făcând ca temperatura receptorului să fie egală cu cea a obiectului pentru eliminarea erorilor datorate reflexivității.

Ca și tipuri constructive, antenele pot fi **antene ghid de undă** sau mai rar, **antene microstip**.

Antenele microstrip deși sunt mici, ușoare, ieftine, au performante reduse față de antenele ghid de undă.

Antenele ghid de undă sunt de dimensiuni convenabile la frecvențe de recepție mari.

La frecvențe mici, aceste antene sunt de dimensiuni mari, necesitând încărcarea lor cu dielectric. Reducerea mărimii deschiderii, deci reducerea dimensiunii antenei este proporțională cu $\varepsilon_r^{-\frac{1}{2}}$, unde ε_r este permitivitatea dielectrică a materialului.

Mărimea și forma deschiderii antenei determină caracteristica, directivitate, raportul semnal-zgomot, etc.

În radiometrie pot fi utilizate:

- **singură antenă mobilă**, care este mișcată pe suprafața de interes;
- **două antene**, una mobilă și una de referință;
- **rețea de antene** ce acoperă o zonă mai mare.

În cazul utilizării unei singure antene timpul de examinare este foarte mare, deoarece pentru adaptarea termică a antenei este necesar un timp de aproximativ un minut pentru fiecare punct investigat în vederea obținerii unor rezultate (date) stabile.

Prin utilizarea unor rețele de antene cu fiecare element optimizat la locul de plasare (adaptarea termică simultană pentru toate punctele), pe lângă reducerea substanțială a timpului de măsurare se vor îmbunătăți și alți parametri (rezoluția, sensibilitatea).

În plus, achiziția rapidă a datelor în cazul rețelelor de antene va elimina abaterile date de echipament (de exemplu variația câștigului) sau de pacient (modificarea în timp a temperaturii corpului).

De asemenea, prin măsurări simultane cu două sau mai multe antene se pot face **detectări în profunzime** sau chiar **detectări 3 D**.

Astfel, prin măsurarea temperaturii în două locuri opuse (două antene situate diametral opus) se poate detecta adâncimea în țesut la care este plasat „punctul cald”. În acest caz diferențele dintre amplitudinile semnalelor receptate cu cele două antene, corelate cu caracteristicile țesutului vor permite poziționarea tumorii față de cele două suprafețe investigate.

În cazul rețelelor sau ariilor de antene apare o problemă foarte dificilă dată de comutarea lor.

O comutare electronică dă naștere la un factor de zgomot înalt, înrăutățind astfel pragul de sensibilitate.

De aceea este preferată o comutare mecanică, cu care se poate obține o pierdere de inserție sub 0,2 dB (efect neglijabil pe factorul de zgomot) și o izolare între elemente de peste 60 dB.

Antena poate lucra numai ca **antena receptoare** în cazul termografiei pasive sau poate lucra în modul dual (**emițătoare și receptoare**) în cazul termografiei (radiometriei) active

Alegerea frecvenței de lucru a radiometrului (**frecvența de recepție**) se face pe baza următorilor factori, care au pot avea cerințe contradictorii:

- intensitatea radiației emise de eșantion (strălucirea radiației electromagnetice);
- rezoluția spațială (rezoluția transversală sau laterală și rezoluția axială);
- caracteristicile de transmisie ale radiației electromagnetice prin eșantion (atenuarea radiației care poate determina adâncimea de pătrundere);
- interferențele electromagnetice care pot compromite măsurările.

Cum se poate observa din relația (5.16) și din Fig. 5.5. intensitatea radiației emise în domeniul microundelor crește odată cu creșterea frecvenței.

De asemenea, rezoluția laterală crește odată cu creșterea frecvenței.

Atenuarea microundelor în țesuturi crește odată cu creșterea frecvenței ceea ce conduce la scăderea adâncimii de pătrundere, deci la imposibilitatea vizualizării punctelor calde aflate în profunzime.

În general, se face un compromis lucrându-se în una sau mai multe frecvențe din domeniul 1 GHz ÷ 5 GHz.

5.2.2.6. CREȘTEREA PERFORMANTELOR

O mai bună rezoluție se poate obține utilizând un **radiometru cu corelație**. Acest radiometru este un instrument cu două canale, iar semnalele receptate cu două antene învecinate sunt prelucrate coerent [Nyfors1989].

Avantajele metodei prezentate în Fig. 5.11 sunt:

- rezoluție spațială mai bună (zona hașurată din Fig.5.11);
- emisia de la zonele superficiale poate fi eliminată modificând distanța, d , dintre antene;

- posibilitatea realizării unei scanări limitate într-o direcție prin schimbarea diferenței de fază între canale.

Dezavantajul metodei corelației este dat de scăderea pragului de sensibilitate, datorată creșterii zgomotului sistemului prin introducerea etajelor de realizare a corelației.

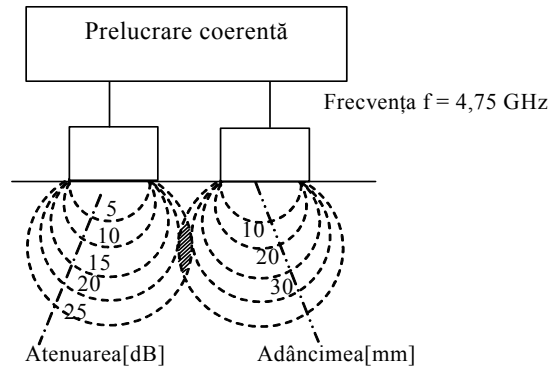


Fig. 5.11. Radiometru cu corelație.

Tot pe baza corelației sunt realizate **termografe cu sinteză** sau cu reglarea deschiderii, care se bazează pe utilizarea mai multor antene: o antenă ca referință și una sau mai multe antene mobile [Haslan1984].

În acest mod se poate alege și modifica distanța la planul focal, pentru extragerea profilului termic, obținându-se astfel o bună rezoluție în profunzime (rezoluție axială).

Metoda este folosită în radioastronomie permițând o rezoluție mai bună.

În Fig. 5.12. antena este focalizată într-un plan transversal a unui cilindru cu apă ce conține o sursă de zgomot

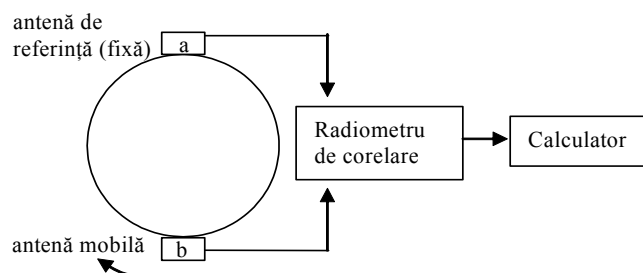


Fig. 5.12. Termografie cu reglarea deschiderii.

O altă metodă folosită este măsurarea strălucirii (B) ca funcție de frecvență.

Tehnica multifrecvență se bazează pe faptul că atenuarea în eșantion depinde de frecvență.

La frecvențe înalte, unde atenuarea este mai mare, radiația receptată este determinată mai ales de straturile mai apropiate de suprafață, pe când la frecvențe joase, straturile mai adânci influențează măsurătoarea. Se măsoară B_{bb} într-o bandă largă de frecvență, iar printr-o analiză a distribuției de energie cu adâncimea și cu frecvența este posibilă sesizarea diferențelor de temperatură pe o direcție, crescând astfel rezoluția axială.

Metoda este dificilă deoarece implică antene care lucrează într-o bandă mare de frecvență (antene complexe).

În plus, în medii neomogene ca țesuturi biologice, au loc difuzii reflexii, care îngreunează măsurarea.

6. MĂSURAREA UMIDITĂȚII

Datorită evaporării zilnice a unei cantități imense de apă din mediul acvatic și din sol, rezultă mari cantități de vapor care se amestecă cu aerul atmosferic, făcând ca acesta să capete o umiditate variabilă în spațiu și timp.

Datele privitoare la umiditatea aerului servesc pentru:

- Studiul condițiilor în care se desfășoară evaporarea.
- Caracterizarea secetelor și a vânturilor uscate.
- Determinarea condițiilor de creștere a plantelor.
- Calcule tehnice în vederea condiționării temperaturii și a umidității în încăperi. Senzația de confort este pentru umiditatea relativă în domeniul 35% – 70%; sub 35% se pot produce iritații ale aparatului respirator, iar peste 70% reducea nefastă a transpirației.

Se constată că umiditatea aerului are repercusiuni asupra proceselor fizice, chimice, sau biologice.

6.1 PRINCIPALII INDICATORI AI UMIDITĂȚII

În raport cu cantitatea de vapor de apă conținută, aerul umed poate fi nesaturat, saturat și suprasaturat.

Umiditatea absolută, U_a , este raportul dintre masa vaporilor de apă conținută efectiv într-un anumit volum de aer sau gaz la temperatura existentă în acel moment și volumul de aer.

$$U_a = \frac{M_v}{V} [g / m^3] \quad (6.1)$$

unde: M_v este masa vaporilor de apă, exprimat în g, iar V este volumul de aer, în m^3 .

Umiditatea absolută are variații cu altitudinea.

În cazul când aerul umed este saturat cu vapor de apă, umiditatea absolută devine maximă (umiditate de saturație).

Umiditatea de saturație, U_s , este raportul dintre masa cea mai mare de vapor de apă, M_{vs} , care poate fi conținută într-un volum de aer, V , la o anumită temperatură și acel volum.

$$U_s = \frac{M_{vs}}{V} [g / m^3] \quad (6.2)$$

unde M_{vs} este masa vaporilor de apă în saturație.

Umiditatea relativă, U_r , este raportul, în procente, dintre umiditatea absolută, U_a , și umiditatea de saturație, U_s , considerate la aceeași temperatură și presiune barometrică.

$$U_r = \frac{U_a}{U_s} \cdot 100 [\%] \quad (6.3)$$

Temperatura de rouă ($^{\circ}\text{C}$) este temperatura la care trebuie răcit aerul umed pentru a atinge saturația (punctul de rouă).

Aparatele folosite pentru măsurarea umidității sunt denumite **umidimetre**, iar cele specifice măsurării umidității aerului (gazelor) sunt denumite **higrometre** și **psihrometre**.

6.2 METODE DE MĂSURARE A UMIDITĂȚII

Sunt mai multe metodele de măsurare a umidității aerului (gazelor) și solului:

- Metode bazate pe deformări mecanice.
- Metode bazate pe variația impedanței.
- Metode bazate pe absorbția energiei undelor electromagnetice (radiației în infraroșu sau ultraviolet).
- Metode bazate pe măsurarea diferenței psihometrice.
- Metode bazate pe efectul piezoelectric.
- Metode electrolitice.
- Metode bazate pe rezonanța magnetică nucleară.
- Metode bazate pe efecte nucleare.

Există dispozitive de măsurare automată și continuă a umidității relative și a temperaturii.

Problemele specifice traductoarelor de umiditate sunt date de histerezis, la absorbție - desorbție.

De asemenea, măsurările de umiditate pot fi influențate de: natura materialelor, temperatură, instabilitate, îmbătrânire, neliniaritate.

6.2.1. METODE BAZATE PE DEFORMĂRI MECANICE

Metodele bazate pe deformări mecanice au în vedere modificarea lungimii unor fire la modificarea umidității aerului (gazelor). Se utilizează în acest scop firelor de păr (de exemplu, fir de păr de cal) sau a fibrelor sintetice, obținându-se incertitudini la măsurarea umidității de ordinul 5%, respectiv de 3%.

6.2.2. METODE BAZATE PE VARIAȚIA IMPEDANȚEI

Aceste metode utilizează variația impedanței (rezistență, capacitate) cu umiditatea aerului a solului, etc.

a) Higrometre rezistive

Elementul sensibil la umiditate de tip rezistiv, R_h , este introdus într-o punte, unde compensarea cu temperatura se face cu ajutorul termistorului, R_t , așa cum se sugerează în Fig.6.1.

Termistorul micșorează efectul temperaturii asupra rezistenței traductorului de umiditate.

Elementul sensibil la umiditate poate fi pe bază de polistiren sulfonat, având termistorul de compensare cu temperatura, integrat în traductor.

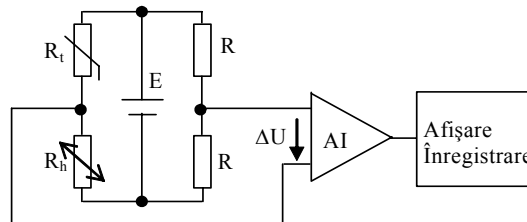


Fig. 6.1. Umidimetru (higrometru) rezistiv

Puntea lucrează dezechilibrat, astfel la introducerea senzorului rezistiv R_h în mediul a cărui umiditate se măsoară, rezistența acestuia se modifică, determinând apariția unei tensiuni de dezechilibru, ΔU , ce este dependentă de umiditate, tensiune care este amplificată și prelucrată în vederea afișării rezultatului.

Pentru măsurarea temperaturii se poate utiliza un termometru cu traductor de platină.

Acest sistem de măsurare, având un domeniu de măsurare al temperaturii $0^\circ\text{C} \div 50^\circ\text{C}$ și un domeniu de măsurare al umidității $15\% \div 99\%$ (incertitudinea 3 %), poate fi utilizat la determinarea confortului termic și higric în săli, incinte, etc.

De asemenea, **măsurarea umidității solului** se poate face folosind traductoare rezistive absorbante, de o complexitate mai mare.

Traductoarele sunt introduse în sol la diverse adâncimi și pot fi menținute acolo timp îndelungat (până la zece ani), rezultând de aici cerințe de compatibilitate chimică, sensibilitate ridicată, timp de răspuns rapid (absorbție – desorbție), duritate mare.

Traductoarele trebuie să aibă mare capacitate de absorbție pentru a sesiza variații ale umidității solului între 5 % și 80 % pentru rezistențe de sute de $k\Omega$.

El poate constitui unul din brațele unei punți alimentată de un generator de curent constant, de exemplu, cu o frecvență de 2 kHz.

În vederea unei măsurări și înregistrări continue a umidității, se poate face echilibrarea automată a punții.

Umidimetrele pot fi portabile sau staționare, în funcție de zona de interes.

Avantajele lor sunt: exactitate bună, de 1 %; nedistrugerea echilibrului solului sau a mediului, traductorul integrându-se complet în mediul respectiv, ceea ce permite măsurători „in situ” sau „in vivo”.

b) Higrometrele capacitive se bazează pe variația permitivității unor materiale poroase ($\epsilon_r = 1 \div 10$) la absorbția umidității din atmosferă (pentru apă,

permitivitatea relativă variază de la $\varepsilon_r = 88$ pentru temperatura de 0 °C la $\varepsilon_r = 55$ pentru temperatura de 100 °C).

Se utilizează traductoare capacitive, având ca dielectric oxidul de aluminiu (Al_2O_3) sau polimerii.

Astfel, pe partea oxidată a unei plăcuțe din aluminiu se depune un strat de aur poros care lasă umiditatea să treacă la dielectric, și se măsoară capacitate dintre startul de aur și aluminiu.

De asemenea, traductorul de tip capacitiv poate fi format dintr-un disc din material plastic (dielectric) pe ale cărui fețe se depun pelicule de aur.

Aceste traductoare de tip capacitiv sunt introduse în oscilatoare, punți, convertoare capacitate-tensiune.

Așa cum se prezintă în Fig. 6.2a, umiditatea mediului modifică constanta dielectrică a senzorului capacitiv, C_x , care la rândul ei modifică frecvența de rezonanță a unui circuit oscilant, f_x , frecvență ce este măsurată cu un frecvențmetru numeric și din a cărei valoare se extrage informația de umiditate

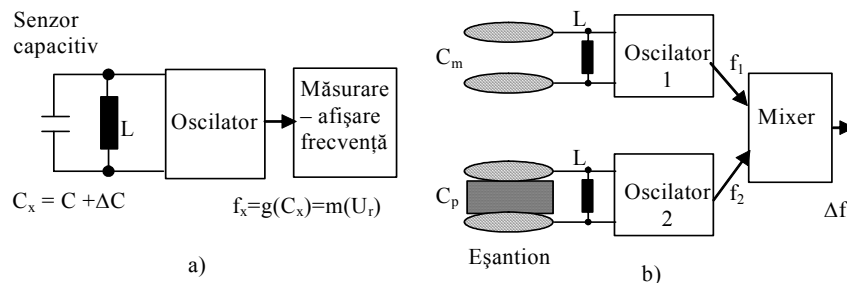


Fig. 6.2. Umidimetru (higrometru) capacitiv: a) principiu; b) Măsurare diferențială

Pentru măsurarea umidității unor materiale, senzorul capacitiv este format din două armături (două discuri din material conductor) între care se introduce eșantionul a căru umiditate se măsoară.

Mai mult chiar, se poate utiliza o metodă diferențială în vederea eliminării influenței umidității mediului în care se efectuează măsurarea asupra rezultatului ei, așa cum se sugerează în Fig.6.2b, sau pentru măsurarea diferenței de umiditate între două eșantioane.

Capacitate C_m este o măsură a umidității aerului, care constituie dielectricul, iar capacitatea C_p este o măsură a umidității eșantionului, ce se află între cele două armături. La ieșirea mixerului se obține diferența, Δf , a celor două frecvențe de oscilație, care este corelată cu diferența de umiditate.

6.2.3. METODE BAZATE PE ABSORBȚIA RADIAȚIEI INFRAROȘII

Apa absoarbe selectiv energia radiantă în infraroșie. Această radiație (IR) în jurul anumitor frecvențe provoacă intrarea în oscilație a moleculelor și este absorbită mult mai puternic decât oscilațiile electronilor liberi, ce au loc la celelalte frecvențe. Benzile de absorbție pentru apă sunt situate în jurul frecvențelor corespunzătoare lui $\lambda = 1,20 \mu\text{m}$; $1,43 \mu\text{m}$; $1,94 \mu\text{m}$; $2,93 \mu\text{m}$.

Există și alte gaze care au această proprietate, de exemplu CO_2 din atmosferă, de aceea este necesară luarea unor precauții la alegerea lungimii de undă.

6.2.3.1. UMIDIMETRE DE TRANSMISIE

Determinarea radiației transmise necesită accesul pe ambele părți ale probei sau zonei de măsurare și metoda se utilizează în general pentru lichide și gaze.

Există umidimetre de transmisie:

- *cu o singură lungime de undă*, bazate pe compararea absorbției radiației infraroșii prin proba de măsurat cu absorbția radiației printr-o proba etalon (proba uscată);
- *cu două sau mai multe lungimi de undă*, la care se determină raportul între amplitudinile semnalelor având mai multe lungimi de undă din domeniu infraroșu (cel puțin una în domeniul de absorbție și una în afara domeniului de absorbție - de referință) după traversarea gazului sau lichidului, raport ce depinde de umiditatea de măsurat.

Principiul unui umidimetru de transmisie cu o singură lungime de undă se prezintă în Fig.6.3

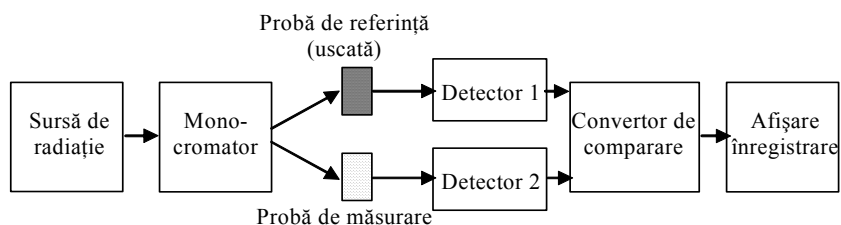


Fig. 6.3. Umidimetru de transmisie în infraroșu

6.2.3.2. UMIDIMETRE DE REFLEXIE

Aceste sunt folosite pentru probe de măsurare sau medii neaccesibile pe ambele părți așa cum se arată în Fig.6.4.

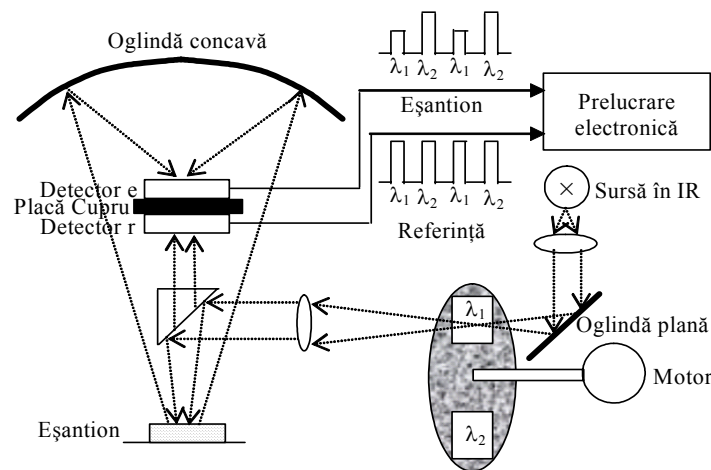


Fig. 6.4. Umidimetru de reflexie în infraroșu

Sursa de radiație în infraroșu (lampă cu incandescență) emite un fascicol care, după ce traversează filtrul rotativ (un disc rotativ, conținând două filtre care lasă să treacă alternativ cele două lungimi de undă, λ_1 și λ_2), este împărțit în două de o prismă.

O parte din fascicul este dirijată spre primul detector în infraroșu, Detector r (care constituie referința pentru că nu este afectat de probă), iar cealaltă parte este dirijată spre probă, care determină reflexia fascicolului spre o oglindă concavă ce, la rândul ei, concentrează radiația infraroșie pe un al doilea detector, Detector probă - p.

Cele două detectoare (de exemplu, din sulfură de plumb – PbS) sunt menținute la aceeași temperatură, fiind plasate pe placa de Cu și utilizând un sistem de termostatoare pentru menținerea constantă a temperaturii.

Impulsurile de lungimi de undă λ_1 (în domeniul de absorbție) și λ_2 (în afara domeniului de absorbție) sunt separat amplificate, redresate și prelucrate. Cât timp amplitudinile lor nu variază, raportul este constant. Când se face măsurarea, acest raport variază în funcție de umiditatea probei.

Se poate concepe și un sistem automat de măsurare, la care raportul amplitudinilor celor două radiații este adus la valoarea inițială, acționând prin contrareacție pe tensiunea de alimentare a filamentului lămpii cu incandescență. Semnalul de contrareacție fiind o măsură a umidității probei sau mediului.

Există și umidimetre cu mai multe lungimi de undă, de exemplu, cu patru lungimi de undă diferite, două dintre ele fiind pentru compensarea automată a instabilității naturale a componentelor optice.

Radiațiile infraroșii permit măsurarea într-un domeniu foarte larg de umidități, pentru materiale diverse: organice, anorganice, solide, lichide, gazoase.

Se pot obține exactități foarte ridicate în domeniul umidităților mici, de exemplu, o exactitate de aproximativ 1 ppm la măsurarea umidității freonului, care este de ordinul $1 \div 10$ ppm. În general erorile se situează sub $0,5 \div 1$ % în domeniul $0 \% \div 80 \%$.

Tot pe absorbția radiației infraroșii se bazează și **Sistemul LIDAR** (*Light Detection And Ranging*), care este construit pe principiul radarului optic.

Acesta permite măsurarea de la sol a umidității atmosferice între $0 \div 7000$ metri, cu impulsuri de raze infraroșii produse prin laser.

Sistemul LIDAR este folosit la supravegherea calității aerului și la studiul straturilor joase ale atmosferei.

Principiul lui de funcționare este următorul. Un laser de excitație emite succesiv două lungimi de undă: λ_1 , care este centrată pe maximul de absorbție a moleculelor de apă și λ_2 , care este în afara benzii de absorbție.

Compararea celor două semnale reflectate de atmosferă permite determinarea directă a conținutului său în vapori de apă.

Altitudinea, z , a punctului de măsură este dată de durata dus – întors a semnalului infraroșu.

$$z = c \frac{t}{2} \quad (6.4)$$

unde c este viteza luminii.

Ca și emițător se utilizează o diodă laser (*infrared pulsed laser diode*), de exemplu, GaAs, iar pulsurile laser emise de sunt reflectate înapoi și receptate cu o diodă detectoare.

Astfel, radarul optic permite determinarea umidității și determinarea înălțimii norilor.

Studiul atmosferei se mai poate face din sateliți, precum și utilizând radiosonde, situate pe baloane de cercetare, avioane special dotate cu instrumentație.

Există și higrometre bazate pe absorbția energiei din domeniul ultraviolet, de exemplu pentru $\lambda = 0,12 \mu m$.

6.2.4. METODE BAZATE PE MĂSURAREA DIFERENȚEI PSIHROMETRICE

Într-o incintă în care pătrunde gazul (aerul) a cărui umiditate se măsoară există doi senzori de temperatură identici, unul din senzori fiind uscat, iar celălalt menținut tot timpul umed. De exemplu, Psihrometru Assman este format din două termometre identice: *termometrul umed*, care are rezervorul înfășurat într-un manșon de tifon ce este umezit cu apă distilată prin intermediul unei pompițe; *termometrul uscat*, care are rezervorul neacoperit, liber.

Ambele termometre sau senzori de temperatură sunt ventilați de gazul a cărui umiditate se măsoare, care trece cu o viteză de 2-3 m/s.

În urma evaporării apei de pe suprafața rezervorului umed se consumă o cantitate de căldură egală cu căldura latentă de evaporare și astfel temperatura indicată de termometrul umed este mai mică decât cea indicată de termometrul uscat.

Diferența dintre temperaturile indicate de cele două termometre poate fi corelată cu umiditatea gazului care le ventilează.

$$\Delta\theta = \theta_{uscat} - \theta_{umed} = f(U_r) \quad (6.5)$$

Ea este cu atât mai scăzută cu cât aerul este mai umed, când $\Delta\theta = 0\text{ }^{\circ}\text{C}$ rezultă $U_r = 100\%$.

Deoarece în expresia funcției $f(U_r)$ apar constante care depind de parametrii constructivi ai psihrometrului, fiecare aparat se livrează cu tabelele psihrometrice, care dau curbele umidității relative, U_r , funcție de temperatura termometrului uscat, θ_{uscat} , având ca parametru diferența valorilor celor două temperaturi, $\Delta\theta$.

Se pot folosi și senzori de temperatură cu termistoare, termocupluri, etc.

6.2.5. METODE BAZATE PE EFECTUL PIEZOELECTRIC

Dacă un cristal de cuarț este acoperit cu o peliculă higroscopică și introdus într-un anumit mediu atunci va avea loc o variație a masei cuarțului, Δm , în funcție de umiditate.

$$\Delta f = k \cdot \Delta m \quad (6.6)$$

unde:

k este constantă.

Dacă variația masei Δm este foarte mică comparativ la masa cristalului, frecvența de oscilație a cuarțului se va modifica cu cantitatea, Δf , dată de relația:

$$\Delta f = Cf^2 \frac{\Delta m}{A} \quad (6.7)$$

unde: Δf este variația frecvenței (Hz);

Δm variația masei traductorului;

C este constanta dată de natura cuarțului, grosime;

A este aria cuarțului activ (acoperit cu pelicula higroscopică).

Cristalul de cuarț este introdus într-un oscilator, iar elementul sensibil se montează într-o conductă prin care trece gazul.

Performanțele higrometrelor piezoelectrice sunt:

- Domeniul de măsurare tipic : $0,4\text{ ppm} \div 33\ 000\text{ ppm}$ cu o incertitudine de $3,3\%$. Pot fi decelate și nivele de umidități mai joase, chiar de ordinul $0,02\text{ ppm}$ și pot fi obținute exactității mul mai mari pe domenii mai mici de umiditate;
- Timpul de răspuns: $1 \div 1,5$ minute, funcție de pelicula higroscopică.

- Timpul de funcționare relativ lungă, de ordinul a $1 \div 2$ ani, necesitând o calibrare la 6 – 7 luni.

Măsurarea poate fi influențată de temperatură, presiune, debit.

Pentru cuarțuri cu variație de $0,5 \text{ Hz}/^{\circ}\text{C}$, variația cu temperatura a frecvenței de oscilație este nesemnificativă.

6.2.6. METODE BAZATE PE EFECTE NUCLEARE

Acestea sunt folosite, în general, pentru măsurarea umidității în soluri sau anumite materiale, trebuind luate precauții datorită nocivității acestor radiații.

Se utilizează umidimetre **cu transmisie directă a radiațiilor gama sau a radiațiilor X**, aceste constituind atât radiația incidentă cât și radiația detectată.

Umidimetrele permit determinarea conținutului de apă și a permeabilității în sol nesaturat.

În ultima perioadă au fost concepute scanere minitomografice computerizate cu raze X și γ , pentru studiul umidității solului. Acestea pot măsura conținutul de apă (cu o exactitate de 3 %) și densitatea solului (cu o exactitate de 2 %).

BIBLIOGRAFIE

1. Antoniu M., *Măsurări electronice*, Vol.1, Iași, Satya, 2001.
2. Antoniu M., Baltag O., David V., *Măsurări electrice*, Vol. 3, Iași, Satya, 2001.
3. Asch G., *Les capteurs en instrumentation industrielle Vol. 1 et Vol 2*, Dunod, Paris 1991.
4. Baltag O., *Senzori si traductoare*, Ed. BIT, iasi, 2001
5. Bronaugh E.L., Osborn J. D. M., *A Process for the Analysis of the Physics of Measurement and Determination of Measurement Uncertainty in EMC Test Procedures*, IEEE International symposium on EMC, Santa Clara, California, USA, 1996.
6. Buzduga M., Mărcuță C., Sârbu G., *Metrologie. Teorie și practică*, Chișinău, , TEHNICA-INFO, 2001.
7. Cardarelli F., *Encyclopedia of Scientific units, weights and measures*, 2006.
8. Capișcă C., *Măsurări electrice și electronice*, Editura ICPE, București, 1997.
9. Crețu M. (Ed), *Tendențe novatoare în instrumentație și măsurări electrice*, Iași, Sedcom Libris, 2001.
10. Crețu M., Sărmășanu C., *Traductoare*, Iași: Institutul Politehnic, 1990.
11. David, V., Antoniu, M., Matei, L., *A Sensor for Electric and Magnetic Field Measurements*, IEEE Digest - Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Washington DC., 1998, pp. 578-579.
12. David V., Antoniu M., Cretu M., Salceanu A., *An Isotropic Sensor for Measurement of Low Frequency Electric and Magnetic Fields*, IEEE Digest - Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa, 2002.
13. David V., Cretu M., Salceanu A., *The Time and Frequency Domain Measurements of the Magnetic Fields Emitted by Video Display Terminals* IEEE Digest - Conference on Precision Electromagnetic Measurements, London, UK., 2004.
14. David V, Crețu M., *Chapter 4 - Electromagnetic Interference Measurements; Chapter 10 - Test Facilities and Chapter 12 - Interpreting Test Results in Electromagnetic Compatibility, Theory and Practice*, Warwick University Press, 2002.
15. David V., Crețu V. E., *Măsurări în biomedicină și ecologie. Aplicații*, Editura "SETIS", Iași, 2005.
16. David V., Ciobanu R., Salceanu A., *The measurement of residential magnetic fields*, International Symposium on Electromagnetic Compatibility „EMC EUROPE”2006, Barcelona, pp 762-767.
17. David V., Crețu M., *Măsurarea intensității câmpului electromagnetic. Teorie și aplicații*, Casa de Editură Venus, Iași, 2006.
18. Golovanov C., Albu M., *Probleme moderne de măsurare în electroenergetică*, Editura tehnică, București, 2001

19. Golovanov C., Manolovici V., Ioniță A., *Măsurări în biologie și medicină*, Universitatea „Politehnica” București, 1996.
20. Grave H. F., *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice*, Editura Tehnică, București, 1966.
21. Ignea A., *Măsurări și teste în Compatibilitatea Electromagnetică*, Timișoara, Walldress, 1996.
22. Ignea A., *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice*, Editura de Vest, Timișoara, 1996.
23. Iliescu C., Golovanov C., Szabo W., Szekely I., Bărbulescu D., *Măsurări electrice și electronice*, București, EDP, 1983.
24. Ionescu G.: *Măsurări și traductoare*, București (EDP), 1985.
25. Ionescu G., Sgârciu V., Moțit H. M., Dobrescu R., Stamate C., *Traductoare pentru automatizări industriale*, Vol 2, Editura tehnică, bucurești, 1996.
26. ISO/IEC/OIML/BIPM, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, 1992.
27. Kanda M., *Standard Probes for Electromagnetic Field Measurements*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 10, 1993.
28. McGhee J., Kulesza W., Korczynski M. J., Henderson I. A., *Measurement Data Handling*, Vol 1 and Vol. 2, Lodz, 2001.
29. Millea A., *Măsurări Electrice*, București: Editura Tehnică, 1980.
30. Miller E.K., *Time-Domain Measurements in Electromagnetics*, New York, Van Nostrand Reinhold, 1986.
31. Morgan D., *A Handbook for EMC Testing and Measurement*, London, Peter Peregrinus Ltd., 1994.
32. Munteanu R., Todoran G., *Teoria și practica prelucrării datelor de măsurare*, Editura Mediamira, Cluj, 1997.
33. Pallas-Arenz R., Webster J. G., *Sensors and signal conditioning*, Second edition, John Wiley & Sons. Inc., New York, 2001.
34. Prieur G. et Nadi M. - *La mesure et l'instrumentation - Etat de l'art et perspectives*, Paris, (Masson), 1995.
35. Reviste: IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement; IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility; IEEE Transactions on Antennas and Propagation; IEEE Transactions on Power Delivery; IEEE Transactions on Magnetics.
36. Sălceanu A., Crețu M., Sărmășanu C., *Zgomote și interferențe în instrumentație*, Iași, CERMI, 1999.
37. Simpozioane: International Symposion on EMC din Anglia (York), Elveția (Zurich), Franța, Polonia (Wroclaw), IEEE International Symposion on EMC (USA), International Symposion on EMC – „EMC Europe”, Conference on Precision Electromagnetic Measurement (Paris 1992; Braunschweig 1996; Washington 1998; Sydney 2000; Ottawa 2002; London 2004).
38. Szekely, I., Szabo W., Munteanu R., *Sisteme pentru achiziția și prelucrarea datelor*, Editura Mediamira, Cluj- Napoca, 1997.

39. Sydeham P. H. (ed), *Handbook of Measurement Science, Volume1, Theoretical Fundamentals*, John Wiley & Sons, Chichester, New York, 1982.
40. Todos P., Golovanov C., *Senzori și traductoare*, Editura Tehnică U. T. M., Chișinău, 1998.
41. Vremeră E., *Măsurări electrice și electronice*, MatrixRom, București, 1998.
42. Walt Boyes, *Instrumentation Reference Book*, Third Edition, Butterworth Heinemann, Boston, Oxford, Johannesburg, Melbourne, New Delhi, Singapore, 2003.
43. Webster J. G. (ed), *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*, CRC Press. IEEE Press, United States of America, 1999.

