

DAVID VALERIU

MĂSURĂRI ELECTRICE I

**CURS
PARTEA 1**

**DOMENIUL
INGINERIE ELECTRICĂ**

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

**IAȘI
2009**

CUPRINS

CUPRINS.....	C-1
PREFAȚĂ.....	P-1
1. PROCESUL DE MĂSURARE.....	1-1
1.1. MĂSURANDUL	1-2
1.2. UNITATEA DE MĂSURĂ	1-5
1.3. METODA DE MĂSURARE	1-12
1.4. MIJLOACE DE MĂSURARE	1-14
1.4.1. TRADUCTOARE.....	1-14
1.4.1.1. SENZORI – ELEMENTE DE EXECUȚIE.....	1-16
1.4.1.2. TRADUCTOARE GENERATOARE – TRADUCTOARE MODULATOARE	1-17
1.4.1.3. DIAGRAMA ENERGETICĂ ȘI FUNCȚIONALĂ A TRADUCTOARELOR...	1-20
1.4.2. CARACTERISTICILE METROLOGICE ALE MIJLOACELOR ELECTRICE DE MĂSURARE.....	1-22
1.4.2.1. EXACTITATE MĂSURĂRII – EROAREA/ INCERTITUDINEA DE MĂSURARE	1-23
1.5. ETALOANE	1-29
1.5.1. DEFINIȚIE. CLASIFICARE	1-30
1.5.2. ETALOANE DE CURENT ELECTRIC	1-31
1.5.3. ETALOANE DE TENSIUNE	1-32
1.5.4. ETALOANE ȘI ELEMENTE CALIBRATE R, L, C	1-35
1.5.4.1. REZISTENȚE ETALON ȘI CUTII DE REZISTENȚĂ	1-35
1.5.4.2. CONDENSATOARE ETALON ȘI CUTII DE CONDENSATOARE	1-36
1.5.4.3. ETALOANE INDUCTIVE	1-37
1.5.5. ETALONE DE TIMP ȘI FRECVENȚĂ	1-37
1.5.5.1. EVOLUȚIA CEASURILOR	1-38
1.5.5.2. ETALOANE DE FRECVENȚĂ CU CUART	1-39
1.5.5.3. SCĂRI DE TIMP.....	1-40
1.5.6. METROLOGIA CUANTICĂ	1-41
2. PRELUCRAREA REZULTATELOR MĂSURĂRII	2-1
2.1. DEFINIREA ȘI CLASIFICAREA ERORILOR DE MĂSURARE	2-1
2.2. ESTIMAREA ERORILOR SISTEMATICE	2-2
2.2.1. ESTIMAREA ERORILOR SISTEMATICE LA MĂSURĂRI DIRECTE	2-3
2.2.2. ESTIMAREA ERORILOR SISTEMATICE LA MĂSURĂRI INDIRECTE. PROPAGAREA ERORILOR DE MĂSURARE.....	2-4

2.3. ESTIMAREA ERORILOR ALEATOARE (DE FIDELITATE, ÎNTÂMLĂTOARE).....	2-6
2.3.1. CARACTERISTICILE UNUI SET DE MĂSURĂRI.....	2-6
2.3.2. DISTRIBUȚII DE PROBABILITATE TEORETICE.....	2-10
2.3.2.1. DISTRIBUȚIA NORMALĂ (GAUSS).....	2-10
2.3.2.2. DISTRIBUȚIA T (STUDENT).....	2-13
2.3.3. ESTIMAREA ERORILOR ALEATOARE LA MĂSURĂRI INDIRECTE – PROPAGAREA ERORILOR	2-15
2.4. ESTIMAREA ERORII TOTALE.....	2-16
2.5. MODELE PENTRU DETERMINAREA INCERTITUDINII DE MĂSURARE	2-17
2.5.1. MODELUL ISO	2-17
2.5.2. MODELUL INGINERILOR	2-18
2.6. ASUPRA TERMINOLOGIEI	2-19
3. CONDIȚIUNOARE DE SEMNAL.....	3-1
3.1. REDUCTOARE DE TENSIUNE.....	3-1
3.1.1 DIVIZOARE DE TENSIUNE.....	3-1
3.1.2 TRANSFORMATOARE DE TENSIUNE	3-8
3.2. REDUCTOARE DE CURENT	3-9
3.2.1. ȘUNTUL.....	3-10
3.2.2. TRANSFORMATOARE DE CURENT.....	3-11
3.3. REDUCTOARE DE PUTERE	3-12
3.3.1. DEFINIȚIE, FUNCȚIONARE	3-12
3.3.2. ATENUATOARE FIXE	3-13
3.3.3 ATENUATOARE REGLABILE.....	3-16
3.4 AMPLIFICATOARE DE MĂSURĂ	3-17
3.4.1 CONFIGURAȚII DE BAZĂ UTILIZÂND AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE	3-18
3.4.2 AMPLIFICATORUL DE INSTRUMENTAȚIE.....	3-22
BIBLIOGRAFIE.....	B-1

PREFAȚĂ

Lucrarea de față conține prima parte a cursului de „*Măsurări electrice I*” predat studenților din anul 2, domeniul inginerie electrică, de la Facultatea de Electrotehnică, Universitatea Tehnică „Gh. Asachi” din Iași.

În **capitolul 1**, intitulat „*Procesul de măsurare*”, după o introducere în domeniu, se prezintă principalele elemente ce intervin în măsurarea unor mărimi electrice și anume: măsurandul, unitatea de măsură, metoda de măsurare, mijloacele de măsurare, etalonul.

Capitolul 2 „*Prelucrarea rezultatelor măsurării*” este dedicat, în principal, estimării erorilor de măsurare. Incertitudinea măsurării este determinată pe baza erorilor sistematice și a erorilor aleatoare, punându-se în evidență posibilitățile de reducere a acestor două tipuri de erori.

În **capitolul 3** „*Condiționare de semnal*” se prezintă reductoarele de tensiune, reductoarele de curent, reductoarele de putere, dar și amplificatoarele de măsură, dintre care amplificatorul de instrumentație are un rol foarte important.

Problemele tratate în această lucrare constituie un punct de plecare în abordarea părții a doua a cursului menționat, ce este dedicată măsurărilor în curent continuu, voltmetrelor electronice analogice și osciloscopului catodic.

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. PROCESUL DE MĂSURARE

Măsurarea este procesul empiric, obiectiv prin care se atribuie numere sau, în general, simboluri proprietăților obiectelor sau evenimentelor din lumea reală, în vederea descrierii ori caracterizării lor.

În sens larg “a măsura” înseamnă a compara o manifestare a unei proprietăți cu o altă manifestare a aceleași proprietăți. Astfel, atribuirea de simboluri, altele decât numere, poate fi considerată măsurare.

În sens restrâns, se consideră că numai numerele, care reflectă în modul expus la prima definiție un raport la o amplitudine sau valoare standard luată ca unitate de măsură, pot constitui rezultatul măsurării.

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*”).

“Când puteți măsura un fenomen și îl exprimați prin numere, aveți deja o sumă de cunoștințe în privința sa, în caz contrar cunoștințele voastre sunt slabe și nesatisfăcătoare⁹.”

Prin această remarcă Lord Kelvin:

- consideră măsurarea ca o succesiune de operații ce constau în stabilirea unei relații bijective între un fenomen și un ansamblu de numere;
- îndeamnă sau provoacă la o mai bună cunoaștere a fenomenelor de măsurat.

Operațiile efectuate (*prelevarea, transmisia, prelucrarea semnalului metrologic*) în vederea obținerii rezultatului măsurării constituie **procesul de măsurare**.

Într-un proces de măsurare intervin:

- Măsurandul sau mărimea de măsurat;
- Unitatea de măsură;
- Metoda de măsurare;
- Mijloacele de măsurare sau aparatele de măsurat;
- Etalonul.

⁹ Prieur G. et Nadi M. - La mesure et l'instrumentation - Etat de l'art et perspectives, Paris, (Masson), 1995

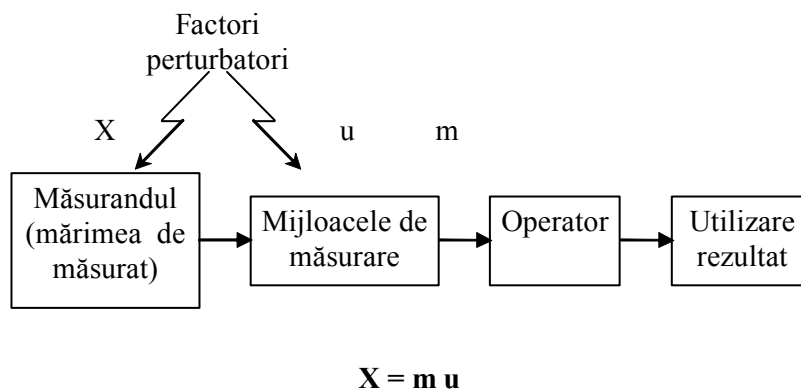


Fig. 1.1. Schema bloc a procesului de măsurare

1.1. MĂSURANDUL

Dintre proprietățile unui obiect sau eveniment doar o parte sunt măsurabile. Desigur tendința este de a crește numărul proprietăților sau calităților măsurabile.

Clasificarea mărimilor se poate face după mai multe criterii:

a) **În funcție de relațiile care există între manifestarea proprietăților unui obiect sau eveniment (calitatea ce interesează) și o valoare numerică sau un simbol, există:**

- mărimi măsurabile;
- mărimi reperabile;
- indicatori.

Pentru *mărimile măsurabile* se poate stabili:

- o relație de echivalență (relație binară care satisface axiomele de reflexivitate, simetrie, tranzitivitate);
- o relație de ordine totală ($>$; $=$; $<$);
- o operație internă – adunarea (asociativă și comutativă);
- o relație externă - înmulțirea cu un scalar.

Se poate exemplifica aici cu masa, lungimea, unghiurile, capacitatea unui condensator, care sunt *mărimi măsurabile aditive* și concentrația care este *mărimă măsurabilă neaditivă prin juxtapunere*.

Pentru *mărimile reperabile* se poate defini numai o relație de echivalență și eventual o relație de ordine.

Se poate exemplifica cu:

- Culorile sau codul culorilor, unde există numai relație de echivalență;

- Duritatea, unde pe lângă relația de echivalență există și o relație de ordine. Scara Mohr pentru durități, ce constă în atribuirea de numere de la 1 la 10 în ordinea tăriei pentru minerale;
- Intensitatea cutremurelor, de asemenea cu relația de echivalență și relație de ordine (scara Richter pentru intensitatea cutremurelor).

Indicatorii sunt valori atribuite manifestărilor unor proprietăți fără a se putea defini (cel puțin după cunoștințele actuale) relații de echivalență și de ordine totală.

Exemple: durerea, moralul unui grup, nivelul de învățământ într-un anumit loc, riscul unei epidemii în agricultură, iminența unui cutremur.

Deși determinarea indicatorilor se face în urma unor măsurări precise, ea este subiectivă, datorită dependenței de o modelare.

b) În funcție de aspectele dimensional spațiale, există:

- *mărimi scalare* – caracterizate printr-un singur număr;
- *mărimi vectoriale* – caracterizate prin modul direcție și sens, sau caracterizate printr-o matrice linie sau coloană cu n elemente, în raport cu sistemul de axe de referință corespunzător spațiului n dimensional;
- *mărimi tensoriale* – caracterizate printr-o matrice $n \times m$.

c) În funcție de grad, există:

- *mărimi de grad 1*, care sunt mărimi de tip intensitate, cum ar fi, I (intensitatea curentului electric), E (intensitatea câmpului electric), H , etc.
- *mărimi de grad 2*, care sunt mărimi de tip putere sau energie;
- *mărimi de grad 0*, sau mărim de tip parametric, care sunt raportul a două mărimi de grad 1 sau de grad 2, de exemplu rezistența electrică ($R = \frac{U}{I}$).

Această clasificare prezintă importanță în legătură cu aplicabilitatea unei categorii de metode de măsurare.

d) În funcție de variația în timp, există:

- *Mărimi constante;*
- *Mărimi variabile.*

Legat de mărimile variabile se poate face o împărțire a lor sau, în general, a semnalelor după caracteristici, conform Fig.1.2. Această clasificare prezintă importanță în ceea ce privește prelucrarea semnalelor.

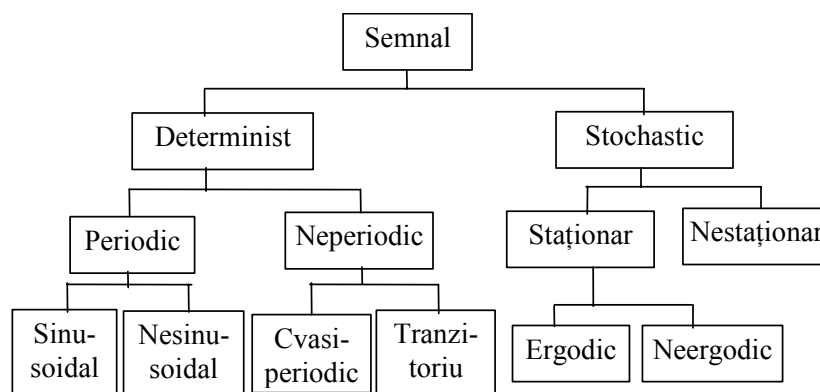


Fig. 1.2. Clasificarea semnalelor în funcție de caracteristici

Semnale deterministe sunt semnalele care pot fi descrise prin funcții matematice sau grafic.

Semnalele stochastice sunt mult mai complexe, fiind constituite dintr-o infinitate de colecții, dintr-un ansamblu de funcții eșantion, Fig. 1.3.

Deoarece eșantioanele diferă între ele, măsurarea în mod individual a uneia sau alteia dintre valori aparținând unei funcții eșantion nu prezintă utilitate decât dacă se dă probabilitatea de apariție a valorii respective.

Astfel, semnalele stochastice nu pot fi descrise exact ca cele deterministe, ci în termeni de probabilitate pe întreg ansamblul.

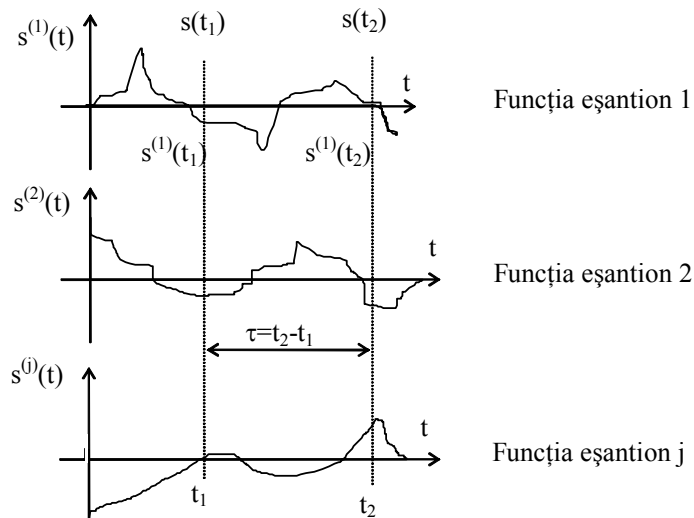


Fig. 1.3. Semnal stochastic (ansamblu de funcții eșantion)

1.2. UNITATEA DE MĂSURĂ

Valoarea măsurată a unei mărimi se exprimă printr-un număr urmat de unitate de măsură.

Referitor la schema bloc a sistemului de măsurare, Fig.1.1.

$$X = m \cdot u \quad (1.1)$$

În întreaga lume tinde să se generalizeze **sistemul internațional de unități – SI**.

Totuși pe lângă unitățile SI, se mai utilizează și alte **unități** denumite **tolerate** precum gradul Celsius pentru temperatură, Gauss pentru inducția magnetică, etc.

În sistemul internațional există 3 clase de unități:

- **Unități fundamentale** – sunt stabilite independent unele de altele fiind adoptate prin convenții internaționale;
- **Unități derivate** – sunt stabilite în raport cu cele fundamentale, deci sunt deduse din cele fundamentale pe baza unor relații cunoscute;
- **Unități auxiliare** – sunt introduse două unități pur geometrice și anume
 - *Radianul (rad)* pentru unghiul plan
 - *Steradianul (sr)* pentru unghiul solid.

Unitățile fundamentale sunt independente din punct de vedere dimensional.

Există 7 unități de măsură fundamentale:

- **metrul**, m, pentru lungime;
- **kilogramul**, kg, pentru masă;
- **secunda**, s, pentru timp;
- **Amperul**, A, pentru intensitatea curentului;
- **Kelvinul**, K, pentru temperatura termodinamică;
- **molul**, mol, pentru cantitatea de substanță;
- **candela**, cd, pentru intensitatea luminoasă.

Metru, m, reprezintă distanța parcursă de lumină în vid, timp de $1/299\,792\,458$ s. Această definiție fost adoptată în 1983, înlocuind definiția bazată pe radiația atomului de kripton 86, care la rândul ei a înlocuit în 1960 definirea metruului bazată pe prototipul de platină iradiată adoptată în 1889 de către Conferința Generală de Măsuri și Greutăți – CGMG (*Conference Generale des Poids and Measures – CGPM*) și pătrată la Biroul Internațional de Măsuri și Greutăți – BIMG (*Bureau International des Poids and Measures – BIPM*) de la Sevres-Paris.

Kilogramul, kg, reprezintă „kilogramul internațional” care este un prototip de platină iradiată adoptat în anul 1889 de CGPM și păstrat la BIMG-Sevres.

Amperul, A, reprezintă intensitatea unui curent electric constant, care, menținut în două conductoare paralele, rectilinii, cu lungime infinită, așezate în vid la o distanță de 1 m unul de altul ar produce între cele două conductoare o forță de $2 \cdot 10^{-7}$ N/m. Această definiție a amperului a fost adoptată în 1948.

Prefixe ale Sistemului Internațional de unități

Sistemul Internațional este un sistem zecimal de unități.

Pentru eliminarea zecimalelor la unitățile de măsură din SI se folosesc multipli și submultipli zecimali care preced unitatea de măsură. Există prefixe de la „yocto” (simbol y, $1\text{ y} = 10^{-24}$) până la „yota” (simbol Y, $1\text{ Y} = 10^{+24}$).

Prefixe pentru multipli și submultipli SI					
Multipli			Submultipli		
Prefix	Simbol	Multiplicator	Prefix	Simbol	Multiplicator
yotta	Y	10^{24}	yocto	y	10^{-24}
zetta	Z	10^{21}	zepto	z	10^{-21}
exa	E	10^{18}	atto	a	10^{-18}
peta	P	10^{15}	femto	f	10^{-15}
tera	T	10^{12}	pico	p	10^{-12}
giga	G	10^9	nano	n	10^{-9}
mega	M	10^6	micro	μ	10^{-6}
kilo	k	10^3	milli	m	10^{-3}
hecto	h	10^2	centi	c	10^{-2}
deca	da	10	deci	d	10^{-1}

Pe lângă unitățile de măsură prezentate mai există o unitate de măsură specială ce se utilizează foarte mult în domeniul electric și anume decibelul.

Decibelul ca unitate de măsură specială

Decibelul, dB, este un submultiplu al belului, B, unitate de măsură a cărei denumire este dată după numele lui Alexander Graham Bell (1847-1922), om de știință de origine scoțiană, inventator în domeniul dispozitivelor acustice (a inventat telefonul în anul 1876).

Fie raportul a două puteri (de exemplu, puterea la ieșirea și puterea la intrarea unui cuadripol, conform Fig.4) $\frac{P_2}{P_1}$. Dacă acest raport are o valoare mare, este convenabil a fi exprimat cu ajutorul unui logaritm zecimal, rezultând astfel belul, B și anume: $\log_{10} \frac{P_2}{P_1}$ [B].

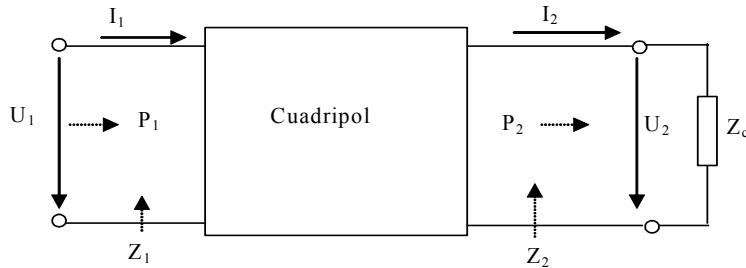


Fig. 1.4. Cuadripol

Deoarece în cazul exprimării în bel, la rapoarte $\frac{P_2}{P_1} < 10$ rezultă valori subunitare, s-a înmulțit logaritmul cu 10, rezultând „decibelul” simbolizat prin „dB”.

Astfel, raportul $\frac{P_2}{P_1}$, care în bel este $\log_{10} \frac{P_2}{P_1}$ [B], în decibeli a devenit $10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$ [dB].

Dar puterea poate fi exprimată sub forma.

$$P = \frac{U^2}{Z} \quad (1.2)$$

unde U este tensiunea pe impedanța Z.

Dacă cele două impedanțe Z_1 și Z_2 corespundătoare lui P_1 , respectiv P_2 sunt egale, de exemplu, valorile standard ale impedanțelor caracteristice ale cuadripolilor utilizați în audiofrecvență ($Z_{AF} = 600 \Omega$) și în radiofrecvență ($Z_{RF} = 50 \Omega$), atunci:

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2$$

și rezultă:

$$dB = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_2}{U_1} = 20 \cdot \log_{10} \frac{I_2}{I_1}$$

Decibelul este o unitate de măsură particulară, care se exprimă prin logaritmul raportului a două valori ale aceleiași mărimi (putere, tensiune, curent, câmp electric, câmp magnetic, etc.)

Dintre utilizările decibelului pot fi amintite:

- exprimarea nivelelor (de exemplu, nivelul câmpului electromagnetic, nivelul sonor, sau nivelele altor mărimi);

- exprimarea atenuărilor (de exemplu eficacitatea de ecranare a unor materiale, a unor incinte care atenuează câmpul electric, magnetic sau electromagnetic);
- exprimarea erorii măsurării.

a) **Nivelele în decibeli** de putere, de tensiune și de câmp electric sunt date de relațiile:

$$P_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P}{P_0} \quad \text{dB} \quad (1.3)$$

$$U_{dB} = 20 \log_{10} \frac{U}{U_0} \quad \text{dB} \quad (1.4)$$

$$E_{dB} = 20 \log_{10} \frac{E}{E_0} \quad \text{dB} \quad (1.5)$$

unde P , U , E sunt puterea, tensiunea și câmpul electric de interes, iar P_0 , U_0 , E_0 sunt puterea, tensiunea și câmpul electric de referință.

În funcție de referința de putere, tensiune, intensitate de câmp (P_0 , U_0 , E_0) se obțin următoarele unități de măsură speciale:

- dBW, care este nivelul de putere pentru $P_0 = 1 \text{ W}$.
- dBm, care este nivelul de putere pentru $P_0 = 1 \text{ mW}$.
- dBμV, care este nivelul tensiunii pentru $U_0 = 1 \text{ μV}$.
- dBμV/m, care este nivelul câmpului electric pentru $E_0 = 1 \text{ μV/m}$.
- dBμV/m/MHz, care este nivelul câmpului electric de bandă largă pentru $E_0 = 1 \text{ μV/m/MHz}$.

Una dintre cele mai utilizate referințe în instrumentație este $P_0 = 1 \text{ mW}$, rezultând astfel „dBm”.

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log_{10} \frac{P [W]}{0,001 [W]} \quad (1.6)$$

Dacă impedanța de sarcină este cunoscută atunci P_{dBm} poate fi calculată pe baza tensiunii la bornele impedanței.

Conform relației (1.2), valoarea efectivă a tensiunii corespunzătoare puterii de referință $P_0 = 1 \text{ mW}$ este:

$$U_0 = \sqrt{P_0 \cdot Z} = \sqrt{0,001 \cdot Z}$$

Pentru audiofrecvență ($Z_{AF} = 600 \Omega$), rezultă tensiunea de referință $U_0 = 0,775 \text{ V}$, iar pentru radiofrecvență ($Z_{RF} = 50 \Omega$), rezultă tensiunea de referință $U_0 = 0,224 \text{ V}$.

Astfel pentru cele două valori standard ale impedanței, nivelul puterii în dBm poate fi exprimat și pe baza valorii efective a tensiunii:

$$P_{dBm, 50\Omega} = 20 \cdot \log_{10} \frac{U [V]}{0,224 [V]} \quad (1.7)$$

$$P_{dBm, 600\Omega} = 20 \cdot \log_{10} \frac{U [V]}{0,775 [V]} \quad (1.8)$$

Cu aceste două relații se poate verifica ușor echivalența dintre indicația de 0 dBm și 0,224 V în radiofrecvență și cea dintre 0 dBm și 0,775 V în audiofrecvență de pe cadranele aparatelor de măsură, generatoarelor de semnal, etc.

Trecerea de la nivelele exprimate în unitățile de măsură W, V, V/m la cele exprimate în dB și invers se face într-o manieră simplă, depinzând de referința aleasă.

Dacă se dorește să se exprime în dBm, respective în dBW o putere $P = 100$ mW, se utilizează relația (1.3), procedându-se astfel:

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \frac{100 mW}{1 mW} = 10 \cdot \log_{10} 100 = 20 dBm \quad (1.9)$$

$$P_{dBW} = 10 \log_{10} \frac{100 mW}{1 W} = 10 \cdot \log_{10} 10^{-1} = -10 dBW \quad (1.10)$$

Deci:

$$P = 100 mW = 20 dBm = -10 dBW \quad (1.11)$$

Dacă se dorește să se exprime în W un nivel de + 30 dBm, respectiv – 40 dBW, se prelucrează corespunzător relația (1.3), rezultând:

$$P = P_0 \cdot 10^{\frac{P_{dB}}{10}} \quad (1.12)$$

Se ține cont de referință, care rezultă din: „dBm” ($P_0 = 1$ mW), respectiv „dBW” ($P_0 = 1$ W).

Pentru 30 dBm, rezultă:

$$P = 1 mW \cdot 10^{\frac{30}{10}} = 1 mW \cdot 10^3 = 1 W \quad (1.13)$$

Deci un nivel de „30 dBm” este egal cu „1W”.

Pentru – 40 dBW, rezultă:

$$P = 1 W \cdot 10^{\frac{-40}{10}} = 1 W \cdot 10^{-4} = 10^{-4} W \quad (1.14)$$

Deci un nivel de „-40 dBW” este egal cu „ 10^{-4} W”.

La fel se procedează și în cazul nivelelor tensiunilor sau câmpurilor electrice, utilizându-se relațiile (1.4), respectiv (1.5), sau relații rezultate din acestea:

$$U = U_0 \cdot 10^{\frac{U_{dB}}{20}} \quad (1.15)$$

$$E = E_0 \cdot 10^{\frac{E_{dB}}{20}} \quad (1.16)$$

De mare importanță este și trecerea de la nivele de puteri exprimate în dBm la nivele de tensiuni exprimate în dBμV.

Pentru a găsi aceste relații de legătură, se prelucrează relația (1.4), punându-se în evidență unitățile „dBμV” ($U_0 = 1$ μV), respectiv „dBm” ($P_0 = 1$ mW) și se ține cont de relația de legătură între putere și tensiune (1.2).

$$\begin{aligned}
U_{dB\mu V} &= 20 \cdot \log_{10} \frac{U}{1\mu V} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{U}{1\mu V} \right)^2 \\
U_{dB\mu V} &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{U}{1\mu V} \right)^2 \cdot \frac{Z}{Z} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\frac{U^2}{Z}}{\frac{(1\mu V)^2}{Z}} \\
U_{dB\mu V} &= 10 \cdot \log_{10} \frac{\frac{U^2}{Z}}{\frac{(1\mu V)^2}{Z}} = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{\frac{U^2}{Z}}{10^{-3}W} \cdot \frac{10^{-3}W}{\frac{(1\mu V)^2}{Z}} \right] \\
U_{dB\mu V} &= P_{dBm} + 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{10^{-3}W}{\frac{(1\mu V)^2}{Z}} \right] \\
U_{dB\mu V} &= P_{dBm} + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{10^{-3}[W]}{10^{-12}[V]} \cdot Z[\Omega] \right) \\
U_{dB\mu V} &= P_{dBm} + 10 \cdot \log_{10} (10^9 \cdot Z) \\
U_{dB\mu V} &= P_{dBm} + 90 + 10 \cdot \log_{10} Z
\end{aligned} \tag{1.17}$$

unde Z este impedanța exprimată în Ω .

În radiofrecvență unde $Z = 50 \Omega$, rezultă:

$$U_{dB\mu V} = P_{dBm} + 90 + 10 \cdot \log_{10} 50 = P_{dBm} + 107 \text{ dB} \tag{1.18}$$

În audiofrecvență unde $Z = 600 \Omega$, rezultă:

$$U_{dB\mu V} = P_{dBm} + 90 + 10 \cdot \log_{10} 600 = P_{dBm} + 117,8 \text{ dB} \tag{1.19}$$

b) Atenuările în decibeli

Atenuarea câmpului magnetic, electric sau electromagnetic de către un ecran, denumită și *eficacitate de ecranare* – EE („*shielding effectiveness* – *SE*”) se exprimă în decibeli și anume:

$$EE_H = 20 \log_{10} \left(\frac{H_1}{H_2} \right) \tag{1.20}$$

$$EE_E = 20 \log_{10} \left(\frac{E_1}{E_2} \right) \tag{1.21}$$

unde indicii „1” exprimă câmpul la receptor fără bariera ecran, iar indicii „2” exprimă câmpul la receptor cu bariera ecran, sau câmpul incident, respectiv câmpul care pătrunde în incinta ecranată.

Observații:

1. Ca unitate de măsură, decibelul este utilizat în acustică la exprimarea nivelului sonor, SIL („*sound intensity level*”), SPL („*sound pressure level*”):

$$SIL = 10 \cdot \log_{10} \frac{I}{I_0} \text{ [dB]}$$

$$SPL = 20 \cdot \log_{10} \frac{P}{P_0} \text{ [dB]}$$

unde I_0 , intensitatea sonoră de referință, are valoarea de 10^{-12} W/m^2 . Această valoare de referință corespunde pragului de audibilitate a urechii umane în domeniul de frecvență $1,5 \text{ kHz} \div 2,5 \text{ kHz}$, unde sensibilitatea ei este maximă, iar P_0 este presiunea acustică de referință, având valoarea corespunzătoare acestui prag [Antoniou2001], [Cardarelli2006].

La nivele sonore de peste 120 dB încep să apară senzații de durere în urechi. Pentru o familiarizare cu această exprimare în dB, trebuie menționat că vorbirea normală se face la nivel sonor de 40 dB, în diverse locuri de muncă zgomotoase există nivele între 60 dB ÷ 80 dB, iar la decolarea avioanelor, nivelul sonor poate ajunge la 120 dB.

Pe lângă decibeli, atât nivelul sonor, cât și atenuările se mai exprimă uneori și cu logaritmi naturali în loc de logaritmi zecimali (cum se calculează la exprimarea în „beli”), unitatea de măsură având de această dată denumirea de neper (simbol Np) după numele matematicianului scoțian John Napier (1550-1617), creatorul logaritmilor neperieni sau naturali.

$$SIL = \ln \frac{I}{I_0} \text{ [Np]}$$

2. Decibelul este mult utilizat în domeniul electromagnetismului și anume:

- La exprimarea **câștigului unei antene**, **G**, care poate fi făcut în [dBi], unde indicele „i” se referă la faptul că a fost utilizată ca antenă de referință la calculul câștigului o antenă **izotropă** (cu aceeași radiație în toate direcțiile).
- La caracterizarea proprietăților de reflexie electromagnetică ale unei ținte radar de exemplu la exprimarea gradului de reflexie radar („*radar reflectivity*”) sau a **secțiunii transversale radar** („*Radar Cross Section - RCS*”), unde dacă se ia referința de 1 m^2 , rezultă simbolul dBsm (decibeli pe metru la pătrat, inițialele provenind din limba engleză „*decibels per squared meter- dBsm*”).

3. De asemenea, decibelul dB mai este utilizat la exprimarea erorilor, așa cum este prezentat la 1.4.2.1.

1.3. METODA DE MĂSURARE

Metoda de măsurare constituie ansamblu de **principii** și de **mijloace** pe care se bazează efectuarea unei măsurări cu scopul ca rezultatul obținut să reprezinte cât mai corect valoarea mărimii măsurate.

Metodele de măsurare se împart în:

- *metode directe*;

- *metode indirecte.*

La **metodele directe** valoarea mărimii măsurate se exprimă ca rezultat al comparării cu un etalon.

Metodele indirecte constau dintr-o serie de măsurări directe, urmate de operații de calcul.

În cazul măsurărilor indirecte, intervin unul sau mai multe moduri de interacțiune ale unor mărimi cu altele, în vederea cuantificării.

În aceste condiții mărimea necunoscută, X , se determină cu relația:

$$X = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (1.22)$$

unde x_1, x_2, \dots, x_n sunt măsurate prin metode directe

Astfel se măsoară o mărime ce constituie un efect al mărimii de interes (senzorul nu este sensibil la măsurandul propriu-zis, ci la una sau mai multe din consecințele lui).

De exemplu, măsurarea unei temperaturi poate utiliza:

- *modificarea rezistenței electrice a unei componente;*
- *radiația în microunde sau în infraroșu.*

De cele mai multe ori măsurările indirecte sunt mai puțin exacte decât cele directe.

Pentru exemplul considerat (temperatura) în cazul măsurării modificării rezistenței, trebuie luate precauții împotriva sensibilităților parazite, știut fiind faptul că modificarea rezistenței poate avea loc și datorită altor factori, de exemplu umiditatea. În plus, deși indirectă, această măsurare presupune, în general, introducerea senzorului în mediul a cărui temperatură se măsoară și deci poate fi invazivă.

În a doua situație dificultățile efectuării măsurărilor sunt legate de starea suprafeței corpului, de natura materialului (la aceeași temperatură, intensitatea radiației diferă de la un material la altul). Cu toate aceste probleme, care conduc la complicarea instrumentației și/sau scăderea exactității, măsurarea se poate face fără contact (prin radiație în infraroșu), deci este neinvazivă.

Măsurarea directă este o comparare a mărimii necunoscute X cu o mărime de referință (etalon) de aceeași speță.

Măsurările directe pot fi:

- Prin *comparație simultană*, când la măsurare participă și etalonul, deci măsurandul este comparat nemijlocit cu mărimea de referință (etalonul);
- Prin *comparație succesivă*, denumite și metode cu citire directă. În acest caz etalonul servește pentru calibrarea inițială (gradarea) și eventual calibrarea periodică a aparatului de măsurat. Aparatul memorează (mecanic sau electric) informația de calibrare și o transmite cu ocazia fiecărei măsurări.

Așa cum s-a arătat cele două principale metode de măsurare au condus la denumirile de măsurări directe și măsurări indirecte.

O altă clasificare a metodelor de măsurare poate fi făcută în:

- metode sau *măsurări pasive*;
- metode sau *măsurări active*.

În cazul **metodelor pasive**, sistemele de măsurare doar preiau semnalele generate de obiectele de măsurare. Aceste măsurări se referă, în general, la achiziția de date privind proprietățile statice ori de echilibru ale obiectelor și evenimentelor.

Denumirea de **măsurări active** este dată de la faptul că spre deosebire de cele pasive, în acest caz se măsoară răspunsul unui sistem la o excitație exterioară, de exemplu, un semnal de test.

Aceste măsurări se referă, în general, la caracteristicile dinamice ale obiectelor și evenimentelor.

Măsurările active permit *identificarea, verificarea, modelarea și validarea sistemelor*, fiind denumite și *măsurări inferențiale*, sau *măsurări de identificare*. Ele prezintă mare importanță, având multiple aplicații în fizică, inginerie, biologie, ecologie, etc.

Referitor la detecția sau identificarea unui sistem, aceasta se poate face, de exemplu, prin detecția și prelucrarea răspunsului sistemului la o excitație exterioară.

Astfel pe baza reflexiei unor unde electromagnetice sau unde acustice de către un obiect se poate determina poziția acestuia.

De asemenea, tot în această categorie intră și obținerea de imagini datorate diferențelor structurale ale corpurilor pe baza răspunsului corpului la o excitație de tip electromagnetic, optic, ionizant, etc. Se poate exemplifica în acest sens cu metodele tomografice și ecografice de obținere a „imaginilor” din interiorul corpului uman sau, în general, cu testarea nedestructivă.

Energia excitației exterioare poate fi de orice tip, electrică, magnetică, optică, mecanică, etc., iar semnalele de test utilizate sunt fie *deterministe* (semnal sinusoidal, dreptunghiular, trenuri de sinusoidale, impuls, etc), fie *stochastice*.

Trebuie menționată și existența unor măsurări efectuate în vederea perfecționării modelării unui sistem tehnic sau biologic.

1.4. MIJLOACE DE MĂSURARE

Măsurarea presupune obținerea de informații în scopul caracterizării unui fenomen.

Proiectarea 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).

Deci sistemele de măsurare trebuie să realizeze **funcțiile de sesizare a mărimii, condiționare semnal, prelucrare semnal și afișare rezultat**.

Astfel, în procesul de măsurare informația disponibilă într-o anumită formă de energie trebuie să fie convertită în aceeași sau în altă formă de energie, apoi prelucrată și prezentată într-o formă utilă (direct perceptibilă) pentru utilizator, fără a o altera.

Acest lucru este realizat de către mijlocele de măsurare sau sistemele de măsurare. Mijloacele de măsurare, sub formă generală, sunt alcătuite din trei tipuri principale de convertoare:

- *Convertoare de intrare (unitatea de identificare);*
- *Convertoare de prelucrare;*
- *Convertoare de ieșire (unitatea de prezentare).*

1.4.1. TRADUCTOARE

Dacă se consideră schema bloc simplificată a unui sistem de măsură (Fig. 1.5) se observă că un rol important îl au **identificarea** și **prezentarea informației**, care sunt realizate de către traductoare.

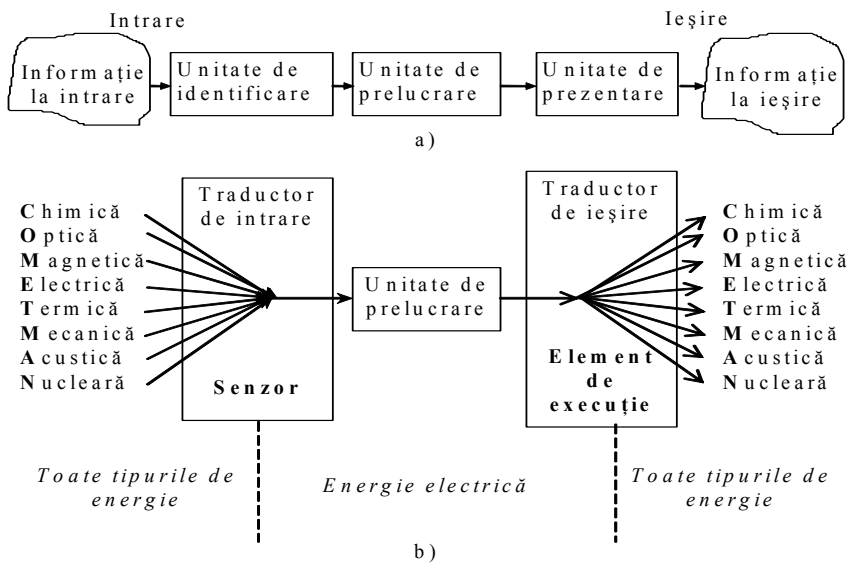


Fig. 1.5. Diagrama bloc a unui sistem de măsură

Traductorul este un dispozitiv capabil să convertească energia dintr-o formă în alta.

Această conversie este făcută înainte și după unitatea de prelucrare.

Observații:

În terminologia românească uzuală “traductor” înseamnă în mod curent “traductor de măsură”, înglobând “senzorul” și eventualele circuite de prelucrare adiacente (de ex. termorezistența este un senzor, pe când termorezistența plus circuitul de condiționare înglobat formează un traductor).

Această definiție a traductorului 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 se 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.**

1.4.1.1. 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.

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 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.1.5, 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), magnetică (M), electrică (E), termică (T), mecanică (M), acustică (A), nucleară (N)¹⁰.

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, și astfel obținerea senzorilor.
- 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.

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 parametrici*;
- *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*.

¹⁰ Henderson I. A., McGhee J. - COMETMAN Clasification in Instrumentation, 9th International Symposium on Electrical Instruments in Industry (IMEKO TC-4), Glasgow, 1997.

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*.

1.4.1.2 TRADUCTOARE GENERATOARE – TRADUCTOARE MODULATOARE

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 energetice).*
- *Traductoare modulatorie (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. 1.6a).

Traductoarele (mai ales senzorii) generatoare, prin utilizarea energiei de la fenomenul studiat (suportul energetic al informației), pot altera informația - “efectul de sarcină” sau „eroare 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 electromagnetice, 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 - Afișaj LED
- Element încălzitor

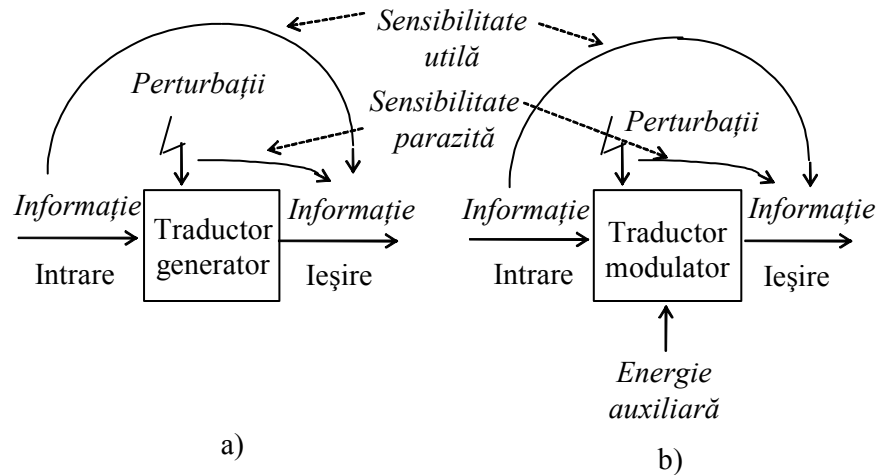


Fig.1.6. Traductor generator a). Traductor modulator b)

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. 1.6b).

Traductoarele modulatorie sunt potrivite pentru caracterizarea unor fenomene cu suport energetic redus, dar au dezavantajul necesității unei surse auxiliare de energie. Apar astfel complicații în cazul traductoarelor implantabile în sistemele biologice sau sisteme tehnice, datorită necesității sursei de energie și transmisiei ei.

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 rezistivității 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 neelektrice (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 modulată 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 (detectia 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.**

1.4.1.3. DIAGRAMA ENERGETICĂ ȘI FUNCȚIONALĂ A TRADUCTOARELOR

Descrierea posibilităților diferite de conversie poate fi făcută printr-o diagramă energetică și informațională ca în Fig. 1.7.

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 modulatoare.

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 diagonala 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 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).

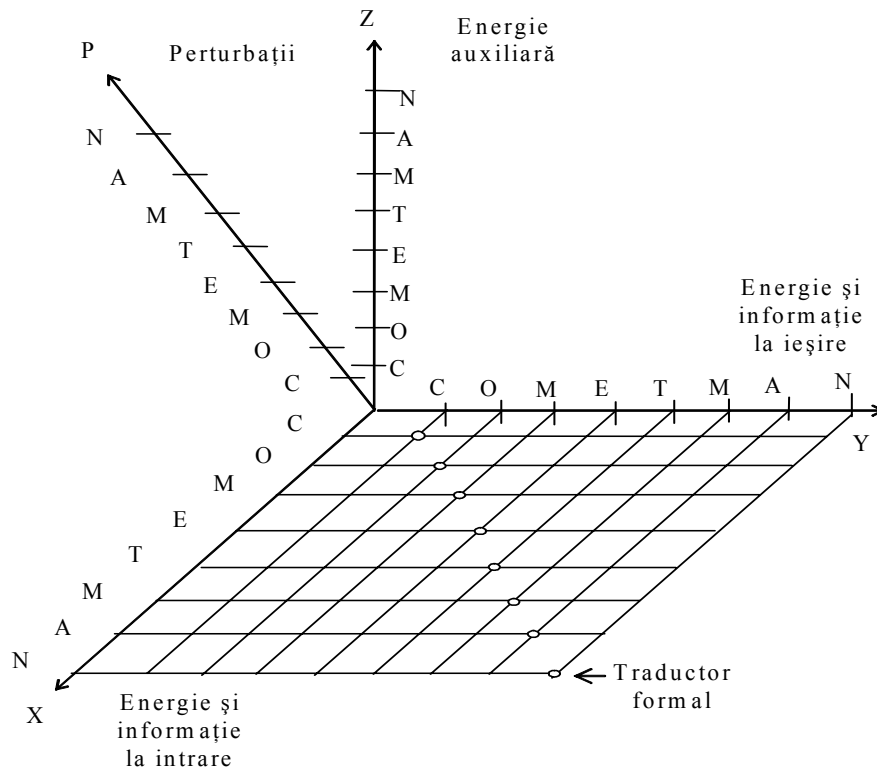


Fig.1.7. Reprezentarea spațială a traductoarelor

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. 1.7.) 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 (senzor) generator.
- Termocuplul are vectorul $[T, E, -]$ și este traductor de intrare (senzor) 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 (senzor) 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:

- Senzorii 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.

1.4.2. CARACTERISTICILE METROLOGICE ALE MIJLOACELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

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).

Dintre caracteristicile metrologice statice pot fi amintite:

- Intervalul de măsurare;
- Capacitatea de suprasarcină;
- Rezoluția;
- Sensibilitatea;
- Pragul de sensibilitate;
- Exactitatea (justețea, repetabilitatea) și eroarea/incertitudine de măsurare (sistematică, aleatoare);
- Puterea consumată;
- Factorul de merit;

Intervalul de măsurare constituie domeniul de variație a mărimii de intrare pentru care aparatul (mijlocul de măsurare) funcționează în parametrii prestabiliți. Intervalul de măsurare este cuprins între limita inferioară, X_{\min} , și limita superioară, X_{\max} , a măsurandului.

Rezoluția reprezintă cea mai mică variație a măsurandului ce poate fi pusă în evidență la ieșirea aparatului.

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

$$S = \frac{dy}{dx} \quad (1.23)$$

Pentru aparatele cu scară liniară, sensibilitatea este constantă pe intervalul de măsurare, definindu-se și constanta aparatului ca fiind inversul sensibilității.

Pragul de sensibilitate este cea mai mică valoare a măsurandului ce poate fi pusă în evidență la ieșirea aparatului.

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

Puterea consumată este puterea absorbită de mijloacele de măsurare de la obiectul supus măsurării în vederea obținerii informației. Mai ales în cazul senzorilor generatori, are loc o absorbție de energie de la obiectul supus măsurării, ceea ce determină o eroare de interacțiune între aparatul de măsură și obiectul de măsură.

Factorul de merit permite o caracterizare mai generală a mijloacelor de măsurare, înglobând mai mulți parametri în cadrul unei relații. El este utilizat pentru a compara între ele mai multe aparate de același tip, dar cu performanțe diferite (diverse sensibilități, viteze de răspuns, consumuri energetice, etc.).

1.4.2.1. EXACTITATE MĂSURĂRII - EROAREA/INCERTITUDINEA DE MĂSURARE

Orice măsurare este afectată de erori.

Eroarea este definită ca diferența dintre valoarea măsurată (de exemplu, valoarea indicată de aparatul de măsurat) și valoarea adevărată a măsurandului. Deoarece valoarea adevărată nu poate fi determinată, eroare este un concept idealizat și nu poate fi cunoscută.

În practică, limitele erorii, la un anumit nivel de încredere, sunt estimate prin intermediul *incertitudinii măsurării*.

După modul lor de apariție, erorile sunt:

- erori sistematice;
- erori aleatoare.

Erorile sistematice sunt datorate dispozitivelor de măsurare, metodelor de măsurare, etaloanelor, influențelor mediului exterior și influențelor operatorilor. Caracteristic pentru aceste erori este apariția repetată a lor în condiții identice. De aceea ele pot fi determinate și eliminate pe baza doar a unei singure măsurări.

Erorile aleatoare apar în condiții identice de măsurare efectuate la un interval scurt de timp (de exemplu, măsurări succesive), atunci când măsurarea acelorași cantități se efectuează cu aceleași aparate și metode de măsurare de către aceleași persoane.

Împrăștierea rezultatelor măsurării este dată, în general, de variabilitatea temporală și spațială a surselor de erori. Aceste erori nu pot fi determinate și eliminate, ci se

stabilește o valoare a erorii cu un anumit nivel de încredere, prin repetarea măsurării (efectuarea mai multor măsurări).

Pentru a pune în evidență modul de grupare al rezultatelor obținute în urma unui număr mare de măsurări (efectuate la momente de timp diferite) față de valoarea adevărată a mărimii de interes, se reprezintă în fig. 1.8 rezultatele măsurării în funcție de timp (stânga) și prin analogie cu tragerile la țintă (dreapta).

În cazul măsurărilor afectate doar de erori sistematice (fig. 1.8.a) rezultatele ($X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n$) sunt grupate (până la identitate) în jurul unei valori X_i diferite față de valoarea adevărată X_a cu cantitatea ΔX ,

$$\Delta X = |X_i - X_a| \quad (1.24)$$

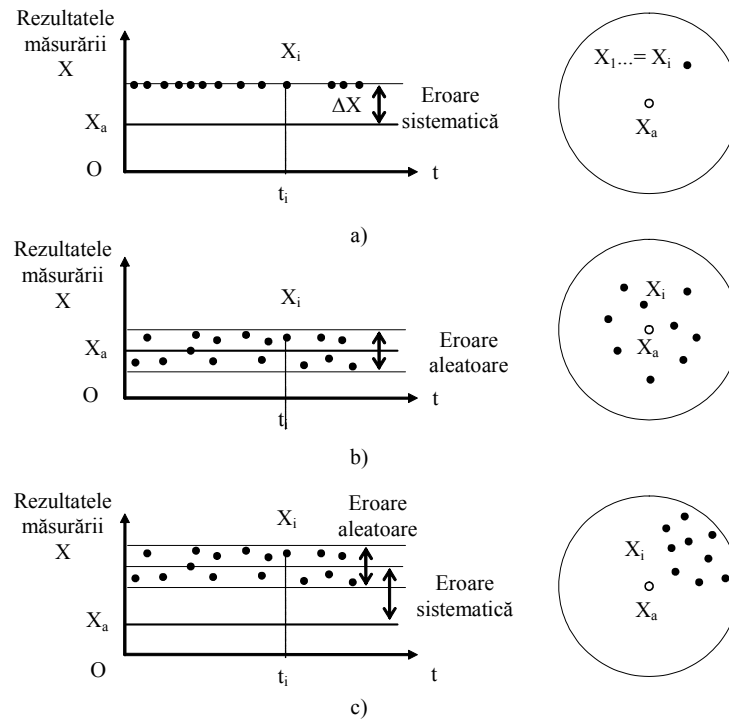


Fig. 1.8. Reprezentarea rezultatelor măsurării (în funcție de timp și prin analogie cu tragerea la țintă): a) erori sistematice; b) erori aleatoare, c) ambele tipuri de erori

Pentru măsurări afectate doar de erori aleatoare, rezultatele sunt distribuite (dispersate) în mod necontrolat (aleator, întâmplător) în jurul valorii adevărate (fig. 1.8.b).

În condiții reale, o măsurare este afectată de ambele tipuri de erori (fig. 1.8.c). Separarea se face deoarece modul de tratare (estimare) a celor două tipuri de erori este diferit.

Referitor la analogia cu tragerea la țintă din Fig. 1.8. se poate pune în evidență importanța dimensiunii săgeții.

Astfel pentru a distinge poziția a două săgeți foarte apropiate se poate recurge la micșorarea grosimii săgeții. De exemplu, în figura 1.8.a dacă săgeta ar fi foarte subțire s-ar putea pune în evidență câteva puncte distincte, deci existența unei mici erori aleatoare.

În acest sens se introduce termenul de **discriminare** pentru cea mai mică creștere a măsurandului ce poate fi distinsă de aparatul de măsurare.

Cu acest înțeles, în literatura de specialitate, se întâlnește și termenul de **rezoluție**, care poate duce la confuzii, datorită și altor utilizări ale lui, de exemplu, la convertoare.

Gradul de concordanță între rezultatul unei măsurări și valoarea adevărată a măsurandului este dat de **exactitatea măsurării (exactitatea de măsurare)**.

Exactitatea măsurării are două componente: *justețea* și *repetabilitatea (fidelitatea)*.

Justețea este caracterizată de erorile sistematice (erori de justețe), ea reprezentând proprietatea mijlocului de măsurare de a furniza indicații (rezultatele măsurării) fără eroare sistematică.

Repetabilitatea este caracterizată de erorile aleatoare (erori de repetabilitate), ea reprezentând gradul de concordanță între rezultatele succesive ale aceluiași măsurand, efectuate în aceleași condiții și la un interval scurt de timp.

Trebuie făcută distincție între repetabilitate și reproductibilitatea.

Reproductibilitatea este concordanța între rezultatele măsurării aceluiași măsurand când repetarea măsurării se face după un timp îndelungat sau măsurarea este făcută de diverse persoane cu diverse aparate.

În fig. 1.8a, tragerea la țintă și deci măsurările au repetabilitate foarte bună, dar justețe redusă, iar în Fig. 1.8b, justețea este foarte bună, dar repetabilitate redusă.

Trebuie specificat că **exactitatea, justețea și repetabilitatea** au **conotație pozitivă** pe când **erorile și incertitudinile** au **conotație negativă**.

Obişnuit erorile aleatoare sunt mai mici decât cele sistematice. Din acest motiv, la măsurările de exactitate scăzută (eroare mare) se iau în considerație erorile sistematice, iar la măsurări de mare exactitate (eroare mică) se iau în considerație erorile aleatoare.

Cum se va detalia în cele ce urmează, erorile aleatoare sunt tratate probabilistic.

În continuare se pun în evidență cele două tipuri de erori prin reprezentarea frecvenței de apariție a rezultatelor (fig. 1.9).

S-a considerat că rezultatele măsurării au o distribuție de probabilitate normală cu media aritmetică μ . Această distribuție (teoretică) sugerează un număr infinit de măsurări și se constituie (reprezintă) **într-o populație**.

În condiții reale se efectuează un număr finit de măsurări X_1, X_2, \dots, X_n din care doar k ($k \leq n$) au valori distincte. Aceste măsurări reprezintă doar **un eșantion**

al populației. De această dată frecvența de apariție nu mai are o alură continuă, ci apar niște puncte ca în fig. 1.9.

Media aritmetică a rezultatelor în acest caz este m .

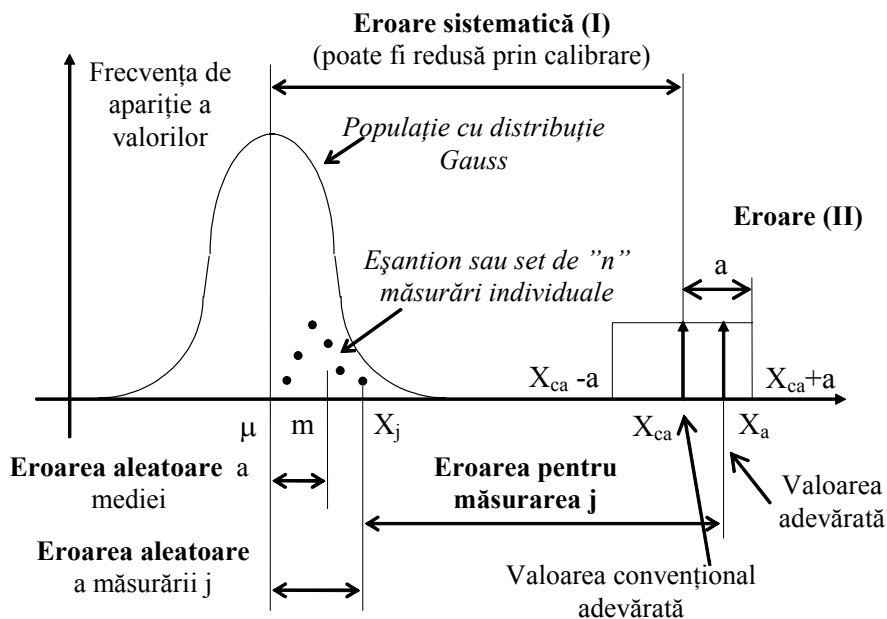


Fig. 1.9. Reprezentarea frecvenței de apariție a valorilor

Valoarea adevărată a mărimii de interes, notată cu X_a , nu este cunoscută, ea fiind o noțiune idealizată.

De aceea, în scopuri practice, ea se aproximează cu o valoare calibrată de laborator - valoare adevărată obținută prin calibrare - X_{ca} , care este denumită **valoare convențional adevărată**.

Valoarea convențional adevărată poate fi dată de un etalon. Se presupune că valoarea adevărată X_a se află în intervalul $[X_{ca} - a; X_{ca} + a]$, desigur „a” fiind cu atât mai mic cu cât etalonul are o incertitudine mai mică.

Eroarea pentru măsurarea „j” este diferența dintre valoarea acestei măsurări X_j și valoarea adevărată X_a . Această eroare se estimează, de obicei, prin două componente (eroarea aleatoare și eroarea sistematică).

Eroarea aleatoare a măsurării „j” este diferența dintre X_j și valoarea medie a populației, μ , deci:

$$e_{a, X_j} = |X_j - \mu| \quad (1.25)$$

Eroarea aleatoare a mediei unui eșantion (set de măsurări) este diferența dintre valoarea medie a eșantionului, m , și valoarea medie a populației, μ .

$$e_{a,m} = |m - \mu| \quad (1.26)$$

Eroarea sistematică este diferența dintre valoarea medie pentru un număr foarte mare de măsurări repetate pentru același măsurand și valoarea adevărată.

$$e_s = |X_a - \mu| \quad (1.27)$$

Așa cum s-a arătat, valoarea adevărată nu poate fi determinată, iar în practică se utilizează o valoare adevărată convențională sau o valoare a calibrării de laborator (X_{ac}). În acest mod incertitudinea sistematică este împărțită în incertitudinea sistematică (I), adică, $\pm |X_{ac} - \mu|$ și incertitudinea (II), adică,

$$\pm a = \max |X_a - X_{ac}|$$

Prin această împărțire s-a pus în evidență faptul că incertitudinile sistematice pot fi reduse prin calibrarea mijloacelor de măsurare, sau alinierea lor la etaloane.

În cazul erorilor aleatoare se stabilește o valoare a incertitudinii (incertitudine aleatoare), nefiind posibilă nici o corecție.

Descrescerea erorii aleatoare este posibilă totuși prin efectuarea unui număr mare de măsurări și determinarea valorii medii m . Abaterea mediei unui număr finit de măsurări, m , față de valoarea medie a populației (caz idealizat cu un număr infinit de măsurări), μ , scade odată cu creșterea numărului de măsurări efectuate.

Descrescerea erorii sistematice și a incertitudinii asociate poate fi făcută printr-o mai bună calibrare.

Prin calibrare media populației μ se deplasează spre valoarea convențional adevărată x_{ca} (fig. 1.9).

Pentru a reduce erorile sistematice este preferabil să se facă o calibrare chiar la locul de măsurare. De asemenea o serie de erori sistematice pot fi determinate prin calcul și compensate aplicând corecții.

Există și alte criterii pentru clasificarea erorilor și anume:

→ După *cauzele apariției lor*, erorile se împart în:

- erorile de model;
- erorile de influență;
- erorile mijloacelor de măsurare;
- erori de interacțiune.

→ După *modul lor de manifestare (după originea lor)*, erorile se împart în:

- erori aditive (de zero);
- erori multiplicative (de proporționalitate);
- erori de neliniaritate;
- erori de histerezis.

→ După *modul lor de exprimare*, erorile se împart în:

- erori absolute - e_{abs} ;

- erori relative - e_{rel} ;
- erori raportate - e_{rap} ;
- erori combinate (relative, raportate) – e_{comb} ;
- erori în dB - e_{dB} .

Eroarea absolută este dată de relația,

$$e_{abs} = \Delta X = |X_{mas} - X_a| \quad (1.28)$$

în care, X_{mas} este valoarea măsurată, X_a este valoarea adevărată.

Eroarea absolută se exprimă în aceleași unități de măsură ca măsurandul.

Eroarea relativă este dată de relația:

$$e_{rel} = \frac{|X_{mas} - X_a|}{X_a} \cdot 100 = \frac{\Delta X}{X_a} \cdot 100 \cong \frac{\Delta X}{X_{mas}} \cdot 100 = b [\%] \quad (1.29)$$

și se exprimă în procente.

Eroarea raportată este dată de relația,

$$e_{rap} = \frac{|X_{mas} - X_a|}{X_n} \cdot 100 = \frac{\Delta X}{X_n} \cdot 100 = c [\%] \quad (1.30)$$

Unde, X_n este o valoare convențională, obișnuit capătul de scară al instrumentului de măsurare. De asemenea, eroarea raportată se exprimă în procente.

Sunt situații, de exemplu la aparatele de măsură electronice când eroarea se exprimă cu prin doi indici, unul de tip eroare relativă (ΔX raportat la valoarea citită – ct) și unul de tip eroare raportată (ΔX raportat la capătul de scară - cs), rezultând astfel o **eroare combinată**:

$$e_{comb} = b\% ct + c\% cs \quad (1.31)$$

unde b și c sunt de tipul eroare relativă, respectiv eroare raportată date de (1.29) și (1.30).

Eroarea în decibeli, e_{dB} , se definește ca „eroare absolută” a „nivelelor măsurate ($X_{dB\ mas}$) și adevărate ($X_{dB\ a}$) exprimate în decibeli” ale unei mărimi de interes „X” [Antoniou2001]:

$$e_{dB} = X_{dB\ mas} - X_{dB\ a} \quad (1.32)$$

Se poate exprima eroarea în decibeli funcție de eroarea relativă, exprimată în procente (b [%]). Pentru o mărime X de grad 1 (tensiune, curent, câmp electric sau câmp magnetic) se obține:

$$e_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \frac{X_{mas}}{X_0} - 20 \cdot \log_{10} \frac{X_a}{X_0}$$

unde X_{mas} și X_a sunt valoarea măsurată, respectiv valoarea adevărată a mărimii de interes, iar X_0 este o valoare de referință.

Astfel

$$e_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \frac{X_{mas}}{X_a} = 20 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{X_{mas} - X_a}{X_a} \right)$$

Deci trecerea de la eroarea relativă exprimată în procente la eroarea exprimată în decibeli se face astfel:

$$e_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{b[\%]}{100} \right) \quad (1.33)$$

Din relația (1.33) se poate calcula b [%], obținându-se astfel trecerea de la eroarea în decibeli la eroarea relativă:

$$b[\%] = \left(10^{\frac{e_{dB}}{20}} - 1 \right) \cdot 100 \quad (1.34)$$

Este ușor de arătat că dacă mărimea de interes este puterea, atunci în relația (1.33) se înlocuiește primul factor al produsului „20” cu „10”, iar în (1.34) se înlocuiește numitorul „20” cu „10”.

1.5. ETALOANE

Etalonul este un obiect fizic sau o caracteristică a unui aparat fizic care reprezintă conceptual unitatea aleasă să reprezinte un atribut măsurabil particular [Sydenham1986].

De exemplu, o piesă de metal unică, reprezintă unitatea de masă fiind denumită convențional „kilogram”.

În limba engleză există termenul „*physical standard*” care în limba română are corespondent termenul - **etalon**.

Legat de etaloane („*physical standard*”) și având același rol (de referință), în măsurări, mai există și niște materiale sau substanțe (de exemplu chimice) recunoscute ca etaloane a anumitor atribute și care sunt denumite etaloane sau materiale de referință („*standard reference materials*”, „*certified reference materials*”).

Desigur extensia se poate face și spre „etalioane naturale”, specifice unor procese naturale și definite pe decizii arbitrare ale oamenilor, pentru care în engleză se utilizează denumirea „*reference value standard*”.

Pe de altă parte, în limba engleză există și alți termenii având în componență cuvântul „**standard**”, dar care au înțeles total diferit de „*physical standard*”, adică de noțiunea **etalon**, și anume: „*standard of specifications*”, „*commercial standards*”, „*industrial standards*”, „*technical standards*”, etc. Acești termeni, în limba română au corespondentul de **normă** sau **standard**, fiind documente publicate să definească: terminologia, metodologia, procedeele de test, incertitudinea și alte caracteristici.

1.5.1. DEFINIȚIE. CLASIFICARE

Unicitatea și conformitatea măsurărilor în orice loc și moment este asigurată de un sistem de etalonare.

Acest sistem de etaloane asigură trei cerințe principale, diferențiindu-se în 3 tipuri de bază și anume:

- **Generează principalele unități de măsură** în conformitate cu definiția lor. Deoarece aceste etaloane materializează practic – prin experiment – definiția unității de măsură, ele sunt denumite **etalioane de definiție**. Principalele cerințe pentru etaloanele de definiție sunt *exactitatea* și *reproductibilitatea*.
- **Menține sau conservă unitățile de măsură** constante în timp. Etaloanele din această categorie sunt denumite **etalioane de conservare**. Ele trebuie să aibă *exactitate mare*, *stabilitate în timp*, *ajustabilitate*.
- **Permite corelarea între ele a unităților de măsură**, contribuind la obținerea sau derivarea altor mărimi și extinderea limitelor de măsurare. Deoarece etaloanele de acest tip pot efectua transferarea unităților de măsură între două domenii sau regimuri de funcționare, ele sunt denumite **etalioane de transfer**.

În funcție de **exactitatea** lor, se face o clasificare în scară a etaloanelor:

- **Etaloane internaționale**, care sunt păstrate la Biroul Internațional de Măsurări și Greutate - BIMG sau (BIPM) de la Sevres-Paris. Ele servesc la verificarea etaloanelor inferioare ca exactitate (de obicei, etaloane primare, care sunt următoarea clasă)
- **Etaloane primare**, ce se află la institutele naționale de Metrologie și servesc la verificarea etaloanelor secundare. Dintre institutele naționale de metrologie cele mai importante sunt **National Institute of Standards and Technology - NIST** în SUA, **National Physical Laboratory - NPL** în Anglia, **Physikalisch Technische Bundesanstalt - PTB** în Germania. În România este **Institutul Național de Metrologie – INM**.
- **Etaloane secundare**, ce se află la laboratoarele metrologice regionale și servesc la verificarea etaloanelor de lucru.
- **Etaloane de lucru** ce se află la laboratoarele metrologice ale întreprinderilor, servind la verificarea aparatelor de măsură de uz profesional curent.

Ierarhizarea etaloanelor se poate face și sărind două sau mai multe nivele.

Pentru precizarea ierarhizării, forurile metrologice stabilesc o diagramă pentru fiecare tip de etalon, care se numește **diagrama de trasabilitate (Traceability Chart)** sau schema de transmitere a unității de măsură.

În cele ce urmează se vor prezenta câteva etaloane, grupate după mărimea la care se referă.

1.5.2. ETALOANE DE CURENT ELECTRIC

Curentul este o mărime electrică a cărei unitate de măsură Amperul, A, aparține unităților de măsură fundamentale din Sistemul Internațional.

Pentru curentul electric se va prezenta un etalon de definiție și un etalon de conservare.

a) Etalonul de definiție pentru determinarea absolută a amperului este un dispozitiv electrodinamic denumit balanța de curent.

Această balanță are două brațe:

- un braț constituit dintr-o bobină mobilă, ce se poate mișca sub acțiunea unei forțe electrodinamice datorate curentului, I , ce circulă prin sistemul de bobine fixe și mobile;
- un braț pe care se așează o masă etalon pentru echilibrarea balanței.

Cum se arată în Fig. 1.10a, forța electrodinamică ce acționează asupra bobinei mobile, 1, ce se poate deplasa în interiorul sistemului de bobine fixe, 2, este echilibrată de greutatea corespunzătoare unei mase etalon.

$$k \cdot I^2 = mg \quad (1.35)$$

În expresia forței electrodinamice, k este o constantă ce depinde de geometria sistemului de bobine, iar I este valoarea curentului electric ce circulă prin sistemul de bobine. În expresia forței gravitaționale, m este masa etalon, iar g este accelerația gravitațională.

Rezultă astfel valoarea curentului electric funcție doar de mărimi mecanice:

$$I = \sqrt{\frac{mg}{k}} \quad (1.36)$$

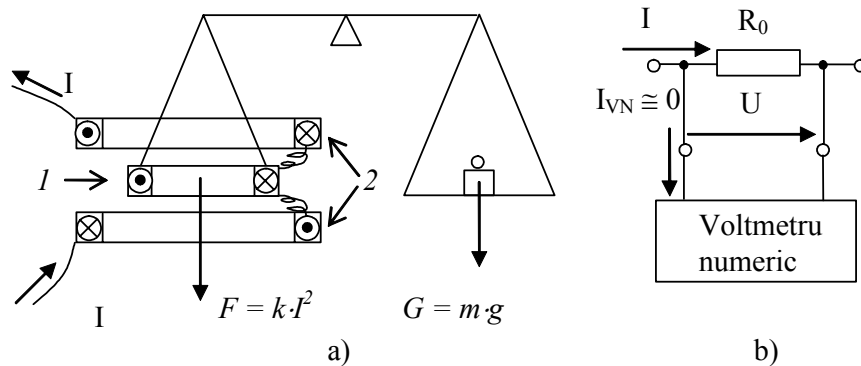


Fig.1.10. Etaloane de curent: a) balanța de curent; b) etalon de conservare

Incertitudinea etalonului de definiție este $10^{-6} \div 10^{-8}$ în funcție de precauțiile luate, de exemplu plasarea balanței în vid pentru eliminarea forței lui Arhimede, etc.

Balanța de curent se bazează pe o **metodă de zero** sau **metodă de nul**.

Avantajele metodelor de nul sunt:

- Minimizarea interacțiunii între sistemul de măsură și măsurand. Astfel, influența măsurandului asupra procesului de măsurare este redusă, minimizându-se efectul de sarcină.
- Exactitate de măsurare mare. Incertitudinea de măsurare este dată de incertitudinea etalonului și rezoluția indicatorului de ieșire.

Dezavantajele metodelor de nul sunt date de faptul că operația de echilibrare iterativă cere mult timp și, în plus, nu se poate realiza o paritate perfectă datorită rezoluției indicatorului de nul.

Pe lângă balanța cu brațe egale în categoria metodelor de nul sau metode de opoziție intră și circuitele de punte, comparatoarele.

b) Etalonul de conservare

Acesta este un etalonul după legea lui Ohm, așa cum se arată în Fig.1.10b. Determinarea amperului se face prin intermediul căderii de tensiune (U) pe o rezistență etalon (R_0), măsurată cu ajutorul unui voltmetru numeric de mare precizie - VN.

$$I = \frac{U}{R} \quad (1.37)$$

Incertitudinea de măsurare este 10^{-6} , adică $10^{-4} \%$ sau 1 ppm, (la ultima exprimare simbolul „ppm” vine de la „părți pe milion”, adică se face înmulțirea cu 10^6 , față de înmulțirea cu 10^2 din cazul exprimării în procente %).

Datorită exactității bune și a ușurinței obținerii lui în orice laborator, el este utilizat ca etalon primar, secundar și de lucru.

1.5.3. ETALOANE DE TENSIUNE

De obicei, ele sunt etaloane de conservare realizate pe baza:

- elementului Weston;
- diodei de referință Zener;
- efectului Josephson.

a) Etaloane Weston

La aceste etaloane tensiunea electromotoare (t.e.m) este generată foarte precis pe baza componenților chimici.

Există două tipuri de etaloane Weston:

- elemente Weston saturate;
- elemente Weston nesaturate.

Etaloanele Weston saturate

Așa cum se arată în Fig. 11a, etaloanele Weston au la bază câțiva componenți chimici ce se află într-un tub de sticlă sub forma literei H.

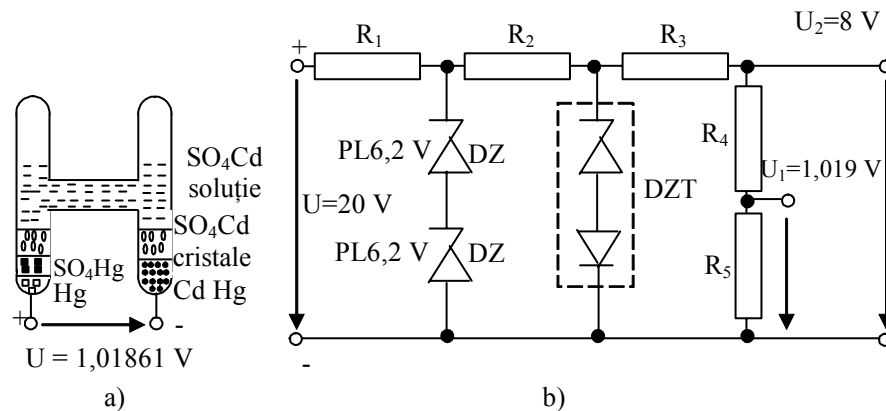


Fig. 1.11. Etaloane de tensiune: a) element Weston; b) etalon cu diode Zener

Coloana din stânga, care constituie **anodul**, conține de jos în sus: mercur (Hg); pastă de sulfat mercurios (Hg SO₄); cristale de sulfat de cadmiu (Cd SO₄) și soluție de sulfat de cadmiu, prin intermediul căreia comunică cu coloana catodului din dreapta.

Catodul conține: amalgam de cadmiu (CdHg); cristale de sulfat de cadmiu (CdSO₄) și soluție de sulfat de cadmiu.

Incertitudinea etaloanelor Weston saturate este de $0,001 \div 0,005 \%$.

Etaloanele Weston nesaturate, spre deosebire de cele saturate, nu conțin cristale de sulfat de cadmiu, iar incertitudinea lor este mai mare cu un ordin de mărime, adică de $0,01 \div 0,05 \%$, fiind astfel mai puțin exacte.

Dezavantajele elementelor Weston sunt date de fragilitatea lor, de faptul că generează o tensiune fracționară (t.e.m. este în intervalul $1,0185 \text{ V} \div 1,0187 \text{ V}$) și că nu pot debit curenți peste $1 \div 10 \mu\text{A}$.

b) Etaloane cu diode Zener

Aceste etaloane se bazează pe caracteristica curent tensiune a diodelor Zener.

În Fig. 1.1b. se prezintă un astfel de etalon, alimentat la tensiunea rețelei.

El este alcătuit dintr-un transformator 220 V la 20-24 V, un redresor bine filtrat, care generează o tensiune continuă de aproximativ 20 V și etalonul propriu-zis, ce se compune din mai multe etaje: un etaj cu două diode Zener în serie; un etaj cu o diodă Zener termocompensată (cu coeficient termic mai mic de $0,001 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$); un divizor de tensiune rezistiv capabil să genereze și o tensiune de valoare egală cu cea a unui element Weston, care este necesară în multe aplicații.

Etalonul cu diode Zener elimină dezavantajele elementelor Weston. Astfel, etaloanele cu diode Zener sunt robuste, generează tensiuni de diverse valori

(1,0190 V și 8 V), pot debita curenți de ordinul mA (de exemplu, 10 mA). Totuși etaloanele cu diode Zener sunt afectate de zgomot (de ordinul μV), iar exactitatea lor este mai redusă, având incertitudinii de $0,005\% \div 0,01\%$.

Există și etaloane reglabile de tensiune de numite și standarde de t.e.m., care sunt capabile să furnizeze tensiuni calibrate (etalon) într-o gama foarte largă de valori ($\text{mV} \div \text{V}$), cu o exactitate apropiată de cea a etalonul de tensiune ce stă la baza lor.

c) Etaloane de tensiune bazate pe efectul Josephson

Efectul Josephson alternativ, descoperit în anul 1962, a condus la obținerea unei referințe de tensiune care nu depinde decât de frecvență prin intermediul unor constante fundamentale, având astfel o foarte bună **reproductibilitate**.

O joncțiune este formată din două supraconductoare subțiri (de sute de nm) separate printr-un strat izolator, de asemenea, foarte subțire (zeci de nm).

Când joncțiunea este supusă unei tensiuni continue, U , apare un curent alternativ care traversează bariera izolată, prin efect tunel. Frecvența acestei oscilații, ν , are valoarea:

$$\nu = \frac{2 \cdot e}{h} \cdot U \quad (1.38)$$

unde e este valoarea absolută a sarcinii electronului, iar h este constanta lui Planck.

Efectul se produce numai în condiții de supraconductibilitate, joncțiunea trebuie plasată într-un mediu cu temperatură foarte scăzută (criostat cu heliu lichid –temperatură de 4,2 K la presiunea atmosferică).

Pentru obținerea unui etalon de tensiune (generarea unei tensiuni constante), joncțiunea este alimentată în curent continuu și este iradiată de un câmp electromagnetic exterior de frecvență f , superioară frecvenței de rezonanță proprie, f_0 .

Tensiunea de pe treapta N , U_N asociată frecvenței Josephson, ν_N , este un multiplu întreg al frecvenței de iradiere, f .

Deci:

$$\nu_N = \frac{2 \cdot e}{h} \cdot U_N = N \cdot f \quad (1.39)$$

Rezultă astfel valoarea tensiunii de pe treapta N :

$$U_N = N \cdot \frac{h}{2 \cdot e} \cdot f \quad (1.40)$$

Dacă frecvența de iradiere, f , este stabilizată și determinată cu mare exactitate (de exemplu, incertitudine mai mică de 10^{-9}), atunci tensiunea de referință U_N este reproductibilă cu aceeași exactitate.

Există circuite integrate care conțin 18992 de joncțiuni și pot genera tensiuni din domeniul $U = -10 \text{ V} \div 10 \text{ V}$.

1.5.4. ETALOANE ȘI ELEMENTE CALIBRATE R, L, C

1.5.4.1. REZISTENȚE ETALON ȘI CUTII DE REZISTENȚĂ

Rezistoarele etalon se construiesc în două variante:

- *varianta cu patru borne*, care permite evitarea rezistențelor conexiunilor, fiind dedicată valorilor mici și mijlocii ale rezistenței electrice (până la zeci de $k\Omega$);
- *varianta cu trei borne*, care permite evitarea efectului de șuntare a rezistenței de către suportul electroizolant, fiind dedicată valorilor mari de rezistență (peste câțiva $M\Omega$).

În Fig. 1.12a este dată rezistența etalon cu 4 borne: două borne de curent b_{I1} și b_{I2} ; două borne de tensiune – b_{U1} și b_{U2} .

Se observă că rezistențele de contact la bornele de curent, R_{I1} și R_{I2} , sunt în afara circuitului de măsurare și deci nu au nici un efect la măsurarea tensiunii U .

Rezistențele de contact la bornele de tensiune, R_{U1} și R_{U2} , deși sunt înseriate în circuitul de măsurare a tensiunii U ele nu au nici un efect asupra acestei măsurări întrucât rezistența de intrare a voltmetrului numeric, R_{VN} , este mult mai mare decât ele. Desigur R_{VN} este mult mai mare și decât rezistența etalon R_0 , iar curentul ce trece pe la bornele de tensiune și deci prin voltmetru numeric este nul, rezultând pentru tensiunea, U , expresia:

$$U = R_0 \cdot I$$

Așa cum s-a arătat la §1.5.2b, utilizând o rezistență etalon și un voltmetru numeric se poate obține un etalon de conservare pentru curentul electric.

În Fig. 1.12b se prezintă rezistența etalon cu 3 borne. la această rezistență etalon, borna a treia este borna de gardă, care conectează ecranul de gardă la masa sursei de alimentare, ea fiind o cale de interceptare și canalizare a curenților de fugă.

Materialele utilizate la realizarea rezistențelor etalon sunt aliaje de mare rezistivitate, cu variație mică a rezistivității cu temperatura, cu tensiuni termoelectromotoare mici în comparație cu cupru (de exemplu de exemplu sârmă sau bandă de manganină (aliaj 84 % Cu, 12 % Mn, 4% Ni).

Incertitudinea rezistențelor etalon este de $0,001 \div 0,005$ %.

Se realizează și cutii de rezistoare construite pe principiul decadelor comutabile, în vederea obținerii unor game largi de rezistențe calibrate.

Incertitudinea cutiilor de rezistențe este de $0,01 \div 0,05$ %.

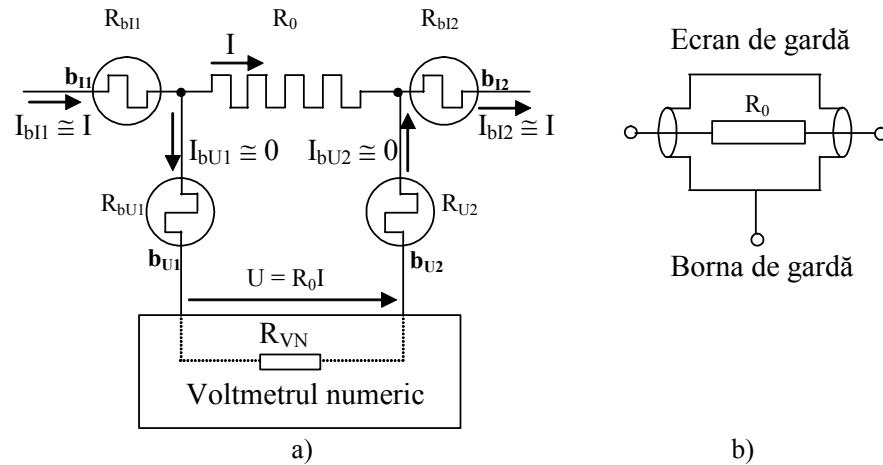


Fig.1.12. Etaloane rezistive: a) cu patru borne; b) cu trei borne

Aplicații:

Rezistoarele etalon se utilizează la măsurarea precisă a curentului (ele stau la baza etalonului de curent conform legii lui Ohm), verificarea divizoarelor de tensiune de mare exactitate, la măsurarea rezistențelor (puntea Thomson, puntea Wheatstone).

1.5.4.2. CONDENSATOARE ETALON ȘI CUTII DE CONDENSATOARE

Se construiesc sub formă de condensatoare cu aer sau cu mică

Incertitudinea condensatoarelor etalon este de $0,01 \div 0,05 \%$.

Așa cum se sugerează în Fig. 1.13a pot apărea și astfel influența valoarea capacității etalon, capacitățile parazite față de masă, C_{10} și C_{20} .

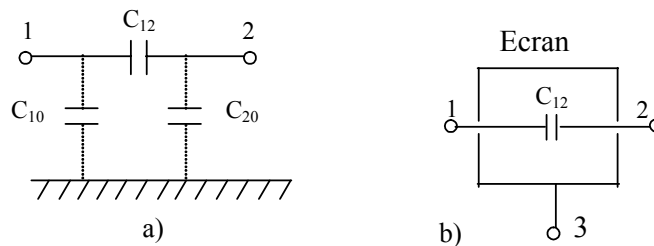


Fig.1.13. Condensatoare etalon: a) influența capacităților parazite; b) Condensator etalon cu ecran

Pentru asigurarea stabilității capacității, C_{12} , față de vecinătățile metalice, condensatoarele etalon se ecranează, fiind prevăzute cu o bornă ecran, 3, așa cum se arată în Fig.1.13.

Borna ecran se conectează la borna 1 sau la borna 2 a condensatorului etalon.

Ca și în cazul rezistențelor, există și cutii de condensatoare pe principiul decadelor, dar de această dată elementele componente se conectează în paralel și nu în serie ca la cutiile de rezistențe.

1.5.4.3. ETALOANE INDUCTIVE

Se realizează *etalioane de inductivitate proprie*, L , dar și *etalioane de inductivitate mutuală*, M , ambele tipuri sub formă de bobine plate din sârmă de cupru pe carcase electroizolante cu bună stabilitate mecanică.

Incertitudinea etaloanelor inductive este de $0,01 \div 0,05 \%$.

Se construiesc și cutii de inductanțe cu bobine în decade comutabile prin manete.

1.5.5. ETALONE DE TIMP ȘI FRECVENȚĂ

Unitatea de măsură pentru frecvență, hertzul [Hz], se determină din unitatea de măsură pentru timp secunda [s], cu relația:

$$f = \frac{1}{T} \quad (1.41)$$

unde f și T sunt frecvența, respectiv perioada unui fenomen periodic.

Unitatea de măsură pentru timp, secunda, este una din unitățile fundamentale ale sistemului internațional de unități și se definește astfel.

Secunda, s, reprezintă durata a 9.192.631.770 perioade ale radiației corespunzătoare tranziției între două nivele de energie hiperfine ale stării fundamentale a atomului de cesiu 133.

Până la data adoptării acestei definiții (anul 1967), secunda era definită pe baza anului tropic 1900.

De atunci un orologiu cu cesiu, care funcționează continuu, reproduce secunda conform definiției și generează o scară de timp atomic (TA).

Media ponderată a scărilor de timp atomic, TA_i , generate de un grup de orologii atomice, reprezintă **scara de timp atomic internațional - TAI**.

Compararea acestora se face permanent, la distanță prin transmisie (conductoare electrice, unde electromagnetice, sateliți artificiali ai Pământului) sau prin transportul etaloanelor portabile.

Timpul atomic internațional este menținut prin Biroul Internațional de Măsuri și Greutăți (BIPM) de la Sevres-Paris.

Din anul 1996, TA este creat prin medierea datelor de la aproximativ 250 etaloane atomice de laborator sau comerciale, situate în peste 40 de laboratoare

diferite de pe glob (National Institute of Standards and Technology-NIST, USA; United States Naval Observatory-USNO).

1.5.5.1. EVOLUȚIA CEASURILOR

Încă cu 3500 de ani înainte de Hristos (ÎH), timpul era măsurat prin observarea mișcării umbrei unui obiect între răsăritul și apusul soarelui. Acest tip de ceas era denumit **cadran solar**, iar frecvența de rezonanță era mișcare aparentă a soarelui.

Mai târziu au apărut diverse dispozitive care au permis divizarea zilei în unități de timp mai mici.

În secolul al XIV-lea au început să apară **ceasurile mecanice**, primele modele având o incertitudine de aproximativ 10^{-2} (aproximativ 15 minute/zi).

Deși pendulul, un mecanism cu o perioadă naturală de oscilație a fost studiat de Galileo Galilei în 1582, abia în anul 1656, în Germania a fost construit **primul ceas cu pendul de către Christiaan Huygens. Incertitudinea acestui ceas era de sub 1 minut/zi**, iar mai târziu ea a fost redusă la aproximativ 10 secunde/zi. Huygens a dezvoltat arcul și balansul, care se găsesc și astăzi la ceasurile de mână.

Tehnologia pendulului s-a îmbunătățit de-a lungul timpului.

În 1761 John Harison a construit un ceas pentru nave maritime, care a înaintat doar cu 54 de secunde în 5 luni de-a lungul unui voiaj în Jamaica (aproximativ 0,33 secunde/zi, adică o incertitudine de $4 \cdot 10^{-6}$).

În anul 1921 s-a atins limita de performanță a unui ceas mecanic. Astfel W. H. Shortt a construit un ceas cu două pendule (de tip „master-slave”). Pendulul „slave” mișca acele ceasornicului, eliberând pendulul „master” de sarcinile mecanice care pot perturba regularitățile oscilațiilor. Acest ceas cu o eroare de câteva secunde pe an (incertitudine de aproximativ 10^{-7}) a devenit referință de laborator.

În 1927 Joseph W. Horton și Warren A. Marrison au construit primul ceas bazat pe un oscilator cu cuarț.

În 1940 ceasurile cu cuarț au înlocuit pendulul Shortt ca standard primar de laborator.

Incetitudinea acestor ceasuri cu cuarț este de 10^{-9} , adică $\pm 100 \mu\text{s/zi}$.

Primele ceasuri atomice au apărut prin anul 1955. Etaloanele de frecvență atomice sunt bazate pe un fenomen legat de structura intimă a materiei și anume radiațiile de frecvență ν , ce însoțesc trecerea electronilor de valență de pe un nivel de energie pe altul.

$$\nu = \frac{E_2 - E_1}{h} \quad (1.42)$$

unde h este constanta lui Planck

Astfel, frecvența de rezonanță este obținută de un fenomen natural fundamental.

Acum există mai multe etaloanele de timp și frecvență și anume:

- Etaloane cu cuarț, care au incertitudini de $10^{-6} \div 10^{-9}$ și sunt utilizate ca etaloane de lucru.
- Etaloane atomice:
 - cu cesiu 133, incertitudine $(5 \div 8) \cdot 10^{-12}$;
 - cu rubidiu, incertitudine de $2 \cdot 10^{-11}$;
 - cu hidrogen, incertitudine de $5 \cdot 10^{-13}$.

Se observă că etaloanele de frecvență sunt cele mai exacte etaloane cunoscute până în prezent.

Semnalul de ieșire a etaloanelor de frecvență este, de regulă, o tensiune sinusoidală de 1V, iar perioada semnalului este un submultiplu întreg al secunde pentru a servi și ca etalon de timp.

Frecvența de ieșire este de 5 MHz sau 10 MHz.

Un etalon de frecvență atomic este un oscilator de cuarț sincronizat pe frecvența unui rezonator sau maser atomic cu ajutorul unei scheme electronice de urmărire tip PLL.

1.5.5.2. ETALOANE DE FRECVENȚĂ CU CUARȚ

Acestea au la bază un oscilator cu cuarț, care este de obicei un oscilator Pierce la care stabilitatea oscilațiilor este asigurată de către un rezonator electromecanic cu cuarț.

Rezonatorul cu cuarț este realizat sub forma unei plăcuțe din cuarț, prevăzute cu electrozi de argint pe ambele fețe – Fig. 1.14a.

Frecvența de rezonanță a plăcuței este:

$$f_r = \frac{1,6 \div 2,8}{g [mm]} [MHz] \quad (1.43)$$

Ea depinde de grosimea plăcuții, g , exprimată în mm și de unghiul de tăiere al plăcuței în raport cu axul optic al cristalului primar.

Schema electrică a rezonatorului de cuarț este prezentată în Fig.1.14.b., iar cea a oscilatorului cu cuarț în Fig.1.14.c. Rezistența R_1 asigură polarizarea grilei. Rezistența R_2 realizează o reacție negativă necesară pentru îmbunătățirea formei de undă sinusoidale a tensiunii de ieșire. Condensatorul C_1 împiedică apariția unor oscilații parazite.

Stabilitatea în frecvență a oscilatorului cu cuarț este de 10^{-4} , ea putând crește la $10^{-7} \div 10^{-9}$, prin termostatarea cuarțului.

Există două zone de stabilitate mare a cuarțului și anume la -10°C și la $+70^\circ\text{C}$. De obicei termostatarea se realizează la $+70^\circ\text{C}$.

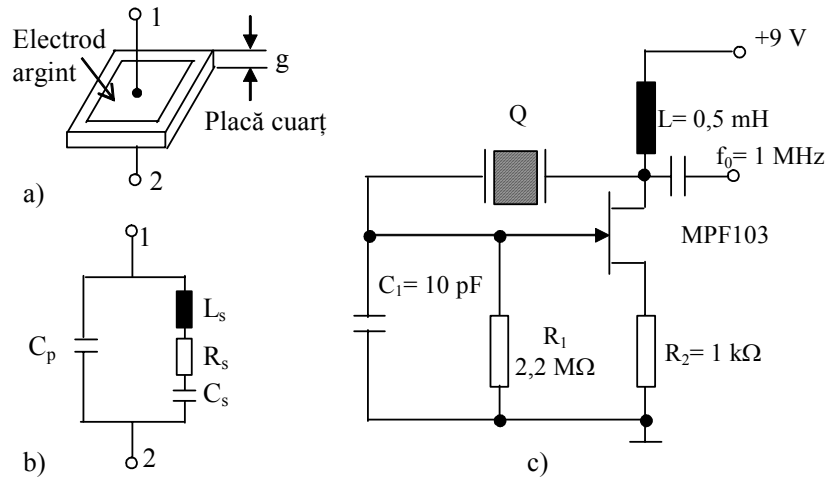


Fig. 1.14. Etalon de frecvență cu cuarț: a) rezonator cu cuarț; b) schema electrică a rezonatorului; c) oscilator cu cuarț

1.5.5.3. SCĂRI DE TIMP

Așa cum s-a arătat, timpul poate fi măsurat prin metode: mecanice, electrice, astronomice.

Complexitatea și costul echipamentului de măsură a timpului crește cu descreșterea intervalului de timp ce trebuie măsurat și cu creșterea exactității.

Cele mai precise instrumente de măsurare a timpului sunt numărătoarele universale.

Oricum incertitudinea tuturor instrumentelor de măsurare a timpului depinde de iregularitatea unor anumite tipuri de mișcări periodice.

Există 4 principale scări de timp:

- Timpul Universal (TU).
- Timpul Efemeridelor (TE).
- Timpul atomic (TA).
- Timpul universal coordonat (TUC).

Timpul Universal se bazează pe rotirea Pământului în jurul axei sale. Ca interval de timp este secunda anului tropic 1900, definită ca $1/86400$ din ziua solară medie a cărei măsură a fost evaluată pe baza unor observații astronomice de câteva luni de zile. Odată cu apariția ceasurilor atomice s-a ajuns la concluzia că rotirea pământului în jurul axei sale are fluctuații ce nu permit definirea secunde cu o incertitudine mai mică de 10^{-7} , de aceea s-a propus schimbarea definiției secunde pe baza rotației pământului în jurul soarelui.

Timpul Efemeridelor se bazează pe rotația pământului în surul soarelui. Astfel, în anul 1956, secunda a fost definită ca 1/31556925,9747 din anul tropic 1900.

Timpul atomic are ca bază secunda definită cu frecvența naturală ($\nu=9192631770$ Hz) a etalonului atomic cu cesiu 133.

Pe baza acestor definiții s-a pus în evidență un decalaj de aproximativ 1 secundă/an între TA și TU.

Întrucât viața, navigația, astronautica sunt legate de rotația pământului, deci de timpul universal, s-a elaborat o scară de timp denumită **timpul universal coordonat –TUC**, care are stabilitatea timpului atomic (TA) și este adusă în concordanță cu timpul universal (TU) cu ajutorul unor corecții stabilite prin convenții internaționale.

1.5.6. METROLOGIA CUANTICĂ

Un obiectiv al metrologiei cuantice este de a realiza legătura între transferul controlat de electroni, efectul Josephson și efectul Hall cuantic [Priour1995].

Prin intermediul acestor trei fenomene cuantice se poate face legătura dintre 3 mărimi din domeniul electric: tensiunea electrică, V; curentul electric, I; frecvența, f. Acest triunghi al metrologiei cuantice este arătat în Fig. 1.15.

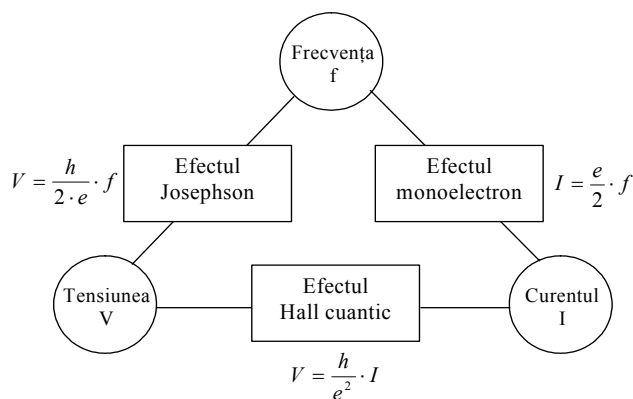


Fig. 1.15. Triunghiul metrologiei cuantice

Mărimile electrice alternative prezintă dificultatea că ele nu pot fi obținute direct de la etaloanele de curent continuu, ci doar prin intermediul etaloanelor de transfer curent alternativ-curent continuu. Printre cele mai precise sunt convertoarele termice care pot avea incertitudini de transfer ca-cc sub 1 ppm.

2. PRELUCRAREA REZULTATELOR MĂSURĂRII

Dacă se efectuează mai multe măsurări în condiții practice, identice, se obține un șir de rezultate: $X_{\text{mas},1}, X_{\text{mas},2}, \dots, X_{\text{mas},i}$. Acest lucru se datorează condițiilor reale în care se desfășoară măsurarea.

Se pune problema ca rezultatul măsurării să fie exprimat cât mai adecvat informațional.

2.1. DEFINIREA ȘI CLASIFICAREA ERORILOR DE MĂSURARE

Clasificarea erorilor se poate face după mai multe criterii.

a) Dacă se reprezintă schematic procesul de măsurare se pot identifica principalele erori **în funcție de proveniența lor** (surse de eroare sau locul de apariție în procesul de măsurare):

- *Erorile de model*, care sunt datorate fenomenului supus măsurării și provin din simplificarea (modelarea) măsurandului.
- *Erorile de influență*, ce sunt datorate factorilor de mediu care pot influența măsurarea, în ansamblul ei, nu numai mijlocul de măsurare (de exemplu, influența factorilor de mediu asupra mărimii de măsurat).
- *Erorile mijlocului de măsurare* sau a aparatului de măsurat, care au fost menționate la caracteristici metrologice ale mijloacelor de măsurare.
- *Erorile de interacțiune mărime de măsurat – mijloc de măsurare*. În această categorie intră perturbarea mărimii de măsurat de către mijlocul de măsurare mai ales de către senzor (efectul de sarcină). De asemenea, există o interacțiune și în celălalt sens, adică acțiunea mărimii de măsurat și asupra altor părți ale mijlocului de măsurare decât asupra senzorului (elementului sensibil). De exemplu, în cazul măsurării câmpului electric, acțiunea câmpului asupra cablului de transmisie a semnalului de la senzorul de câmp la sistemul de achiziție dă naștere la astfel de erori.
- *Erorile de interacțiune mijloc de măsurare – beneficiar al măsurării*. Acestea pot fi date de lipsa de experiență a beneficiarului și constau în citirii eronate, neasigurarea condițiilor nominale etc.

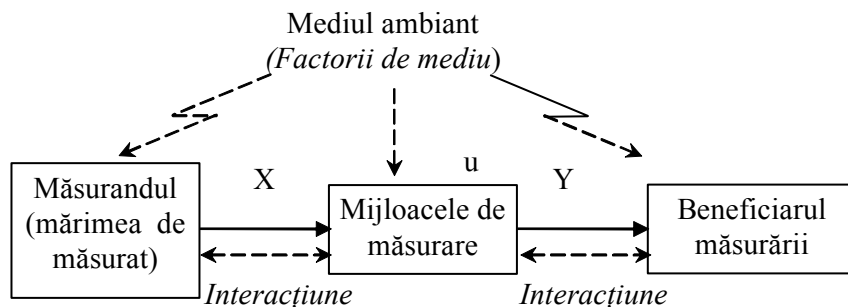


Fig. 2.1. Locul de apariție al erorilor în procesul de măsurare (proveniența lor)

b) După caracterul lor, erorile de măsurare pot fi:

- erori sistematice;
- erori aleatoare.

O prezentare a acestor două tipuri de erori este dată la §1.4.2.1

c) Din punctul de vedere al regimului de variație în timp a mărimilor de măsurat

- erori statice, care sunt specifice la un regim staționar (constant în timp) al mărimii de măsurat;
- erori dinamice, care apar la un regim variabil în timp al mărimii de măsurat.

d) După modul cum sunt exprimate, erorile de măsurare pot fi:

- erori absolute - e_{abs} ;
- erori relative - e_{rel} ;
- erori raportate - e_{rap} ;
- erori combinate (relative, raportate) - e_{comb} ;
- erori în dB - e_{dB} .

Definirea și expresiile acestor tipuri de erori este dată la §1.4.2.1

e) După modul lor de manifestare (după originea lor), erorile se împart în:

- erori aditive (de zero);
- erori multiplicative (de proporționalitate);
- erori de neliniaritate;
- erori de histerezis.

2.2. ESTIMAREA ERORILOR SISTEMATICE

Erorile sistematice denumite și erori de justețe, deoarece ele dau justețea măsurării, prezintă importanță la măsurări de uz curent (incertitudini de $0,5\% \div 3\%$).

Pentru estimarea lor trebuie considerată în parte fiecare sursă de eroare (model, aparat, interacțiune, etc.)

De cele mai multe ori se poate ajunge prin metode de măsurare, precauții, la limitarea erorilor de justete la cele date de către erorile instrumentație (de aparat):

$$\varepsilon_j = \varepsilon_{ap} + \varepsilon_c \quad (2.1)$$

ε_{ap} - eroarea de aparat (instrumentație);

ε_c - cuprinde, în general, eroarea de citire.

2.2.1. ESTIMAREA ERORILOR SISTEMATICE LA MĂSURĂRI DIRECTE

a) Dacă aparatul este caracterizat prin clase de exactitate c %, exprimată prin maximizarea erorii raportate – cum este cazul, la instrumentele magnetoelectrice, adică:

$$c \geq \frac{\Delta X_{\max}}{X_n} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.2)$$

unde ΔX_{\max} este eroarea absolută maximă ($\Delta X_{\max} = \max |X_{mas,i} - X_a|$), iar X_n este o valoare convențională, obișnuit capătul de scară al instrumentului de măsurare. În această situație se poate calcula eroarea de aparat, exprimată ca eroare relativă, care are forma:

$$\varepsilon_{ap} = \frac{\Delta X}{X} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.3)$$

Din relația (2.2), rezultă că:

$$\Delta X_{\max} \leq \frac{c \cdot X_n}{100} \quad (2.4)$$

Astfel

$$\varepsilon_{ap} = \frac{\Delta X}{X} \cdot 100 \leq \frac{\Delta X_{\max}}{X} \cdot 100 \leq \frac{c \cdot X_n}{X} \cdot 100 = c \frac{X_n}{X} [\%] \quad (2.5)$$

Dacă scara aparatului de măsurat este neuniformă, atunci:

$$\varepsilon_{ap} = c \frac{\alpha_n}{\alpha} [\%] \quad (2.6)$$

unde α și α_n sunt deviațiile unghiulare (uniforme) corespunzătoare mărimii de măsurat, respectiv capătului de scară a aparatului de măsurat.

b) În cazul unui multimetru electronic, la care eroarea este exprimată sub formă combinată cu doi indici de clasă b [%] și c [%], adică:

$$e_{comb} = b\% ct + c\% cs \quad (2.7)$$

Eroarea de aparat exprimată ca eroare relativă este:

$$\varepsilon_{ap} = \frac{\Delta X}{X} \cdot 100 = b + c \frac{X_n}{X} \quad [\%] \quad (2.8)$$

Aceasta deoarece b [%] este eroare relativă (de tipul $\frac{\Delta X}{X} \cdot 100$ [%]) , iar c [%] a fost transformată din eroare raportată în eroare relativă conform relației (2.5).

2.2.2. ESTIMAREA ERORILOR SISTEMATICELE MĂSURĂRI INDIRECTE - PROPAGAREA ERORILOR DE MĂSURARE

În cazul metodelor indirecte de măsurare, valoarea mărimii de interes se obține în funcție de alte mărimi: a, b, c, \dots obținute prin măsurări directe.

$$X = f(a, b, c, d, \dots) \quad (2.9)$$

Dacă mărimea a este afectată de eroarea Δa , mărimea b , de eroarea Δb ..., atunci:

$$X + \Delta X = f(a + \Delta a, b + \Delta b, c + \Delta c, \dots) \quad (2.10)$$

$$\Delta X = f(a + \Delta a, b + \Delta b, c + \Delta c, \dots) - f(a, b, c, \dots) \quad (2.11)$$

Dacă se dezvoltă în serie Taylor, rezultă:

$$\begin{aligned} \Delta X &= \left| \frac{\partial X}{\partial a} \right| \Delta a + \left| \frac{\partial X}{\partial b} \right| \Delta b + \left| \frac{\partial X}{\partial c} \right| \Delta c + \dots \\ &+ \frac{1}{2!} \left| \frac{\partial^2 X}{\partial a^2} \right| (\Delta a)^2 + \frac{1}{2!} \left| \frac{\partial^2 X}{\partial b^2} \right| (\Delta b)^2 + \frac{1}{2!} \left| \frac{\partial^2 X}{\partial c^2} \right| (\Delta c)^2 \dots \\ &+ \frac{1}{3!} \left| \frac{\partial^3 X}{\partial a^3} \right| (\Delta a)^3 + \dots \end{aligned} \quad (2.12)$$

Deoarece $\Delta a \gg (\Delta a)^2, \dots$ termenii la puterile 2, 3, ...n pot fi neglijați.

Atunci eroarea relativă este:

$$\frac{\Delta X}{X} \cdot 100 = \left| \frac{\partial X}{\partial a} \right| \cdot \frac{a}{X} \cdot \left(\frac{\Delta a}{a} \cdot 100 \right) + \left| \frac{\partial X}{\partial b} \right| \cdot \frac{b}{X} \cdot \left(\frac{\Delta b}{b} \cdot 100 \right) + \left| \frac{\partial X}{\partial c} \right| \cdot \frac{c}{X} \cdot \left(\frac{\Delta c}{c} \cdot 100 \right) + \dots \quad (2.13)$$

unde s-au pus în evidență erorile relative cunoscute de la măsurările directe ale mărimilor a, b, c , etc.

De exemplu, se poate calcula eroarea la etalonul de curent pe baza legii lui Ohm, sau în general al măsurarea indirectă a curentului, prin măsurarea căderii de tensiune pe o rezistență etalon.

În acest caz curentul se determină cu relația:

$$I = \frac{U}{R} \quad (2.14)$$

Se cunoaște valoarea rezistenței etalon și eroarea relativă ai ei $\frac{\Delta R}{R} \cdot 100$ [%]

De asemenea, se determină prin măsurare valoarea tensiunii U și se estimează eroarea la măsurarea tensiunii $\frac{\Delta U}{U} \cdot 100$ [%]. Dacă la măsurarea tensiunii se utilizează un multimetru numeric la care eroarea tolerată este de forma unei erori combinate (2.7), atunci eroarea relativă la măsurarea tensiunii ($\frac{\Delta U}{U} \cdot 100$ [%]) se determină cu relația (2.8).

Folosind relația (2.13) se determină eroarea relativă la măsurarea curentului.

$$\frac{\Delta I}{I} \cdot 100 = \frac{\partial I}{\partial U} \cdot \frac{U}{I} \cdot \left(\frac{\Delta U}{U} \cdot 100 \right) + \frac{\partial I}{\partial R} \cdot \frac{R}{I} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R} \cdot 100 \right) \quad (2.15)$$

Dacă se efectuează calculele rezultă:

$$\frac{\Delta I}{I} \cdot 100 = \frac{\Delta U}{U} \cdot 100 + \frac{\Delta R}{R} \cdot 100 \quad (2.16)$$

Acest procedeu de calcul a erori este greoi. De aceea, în cazul când mărimea de interes X este de forma unui produs, raport, exponențială, se poate folosi metoda diferențială logaritmică care conduce la același rezultat.

În acest sens se parcurg succesiv următoarele etape:

- se logaritmizează cei doi membri ai ecuației de tipul (2.9), specifică măsurărilor indirecte;
- se diferențiază și se pun în evidență termenii de forma $\frac{da}{a}, \frac{db}{b}, \frac{dc}{c}$ (unde a, b, c, \dots sunt mărimile măsurabile direct care se utilizează la calculul mărimii de interes X)
- se scot în factor comun termenii asemenea de forma $\frac{da}{a}, \frac{db}{b}, \frac{dc}{c}$...;
- se trece la erori înlocuind diferențialele $\frac{da}{a}$ cu erorile $\frac{\Delta a}{a}$ și atribuind semnul pozitiv la toți coeficienții acestor erori pentru a considera situația cea mai defavorabilă.

Astfel, se parcurg aceste etape la determinarea erorii relative în cazul măsurarea indirectă a curentului conform relației (2.14).

$$\begin{aligned} \ln I &= \ln U - \ln R \\ \frac{dI}{I} &= \frac{dU}{U} - \frac{dR}{R} \\ \frac{\Delta I}{I} \cdot 100 &= \frac{\Delta U}{U} \cdot 100 + \frac{\Delta R}{R} \cdot 100 \end{aligned}$$

S-a obținut astfel același expresie pentru eroarea relativă prin ambele metode.

Dacă erorile de fidelitate sunt neglijate (nesemnificative), atunci rezultatul măsurătorii se scrie sub forma :

$$X = X_m \pm \Delta X \quad (2.17)$$

$$X = X_m \pm \varepsilon_j \% \quad (2.18)$$

unde X_m este valoarea măsurată ;

ΔX este eroarea absolută;

ε_j este eroarea relativă (de justete) – maximală.

2.3. ESTIMAREA ERORILOR ALEATOARE (DE FIDELITATE, ÎNTÂMPLĂTOARE)

Estimarea acestor erori prezintă importanță la măsurări de mare exactitate (incertitudini mai mici de $0,1 \div 0,01\%$) și la măsurări curente (precizie redusă) când valoarea măsurandului are fluctuații importante.

Erorile aleatoare sau întâmplătoare apar în condiții identice de măsurare ale aceleiași mărimi și sunt datorate modificării (variabilității temporale și spațiale) surselor de eroare. Astfel, dacă se va măsura la anumite intervale de timp o mărime considerată constantă, se va obține o serie sau un set de valori și nu aceeași valoare

Fie x_1, x_2, \dots, x_n rezultatele celor n măsurări asupra mărimii (x), în condiții practic identice.

2.3.1. CARACTERISTICILE UNUI SET DE MĂSURĂRI

Caracteristicile esențiale ale unui set de măsurări sunt **valoarea medie** și **variabilitatea**.

Valoarea medie este utilizată pentru a estima mărimea de interes iar a variabilitatea pentru a estima cât de bine valoarea medie reprezintă setul de măsurări (abaterea unei măsurări individuale sau împrăștierea rezultatelor).

Observații:

- Pentru a face distincție între caracteristicile ce descriu mărimile unei populații și cele ale unui eșantion (set de măsurări), în general, se notează cu litere grecești primele și cu litere latine celelalte.
- Caracteristicile ce descriu o populație sunt numite “parametri” în timp ce cele ale eșantionului “statistici”.
- De cele mai multe ori parametrii populației sunt necunoscuți și trebuie estimați de la statisticile echivalente ale eșantionului.
- Variabilitatea populației este întotdeauna mai mare decât cea a eșantionului (a se vedea și fig. 1.8).
- Cum a fost amintit anterior, relațiile între caracteristicile eșantionului și cele ale populației sunt determinate de mărimea eșantionului și de metoda de obținere a eșantionului.

a) Pentru a caracteriza o serie de măsurări printr-o singură valoare, se utilizează una din **valorile medii** (cunoscute și sub denumirea de **mărimi medii fundamentale** sau **valori centrale**):

- media aritmetică;
- mediana de selecție;
- modulul de selecție.

Media aritmetică este cea mai utilizată valoare medie pentru datele de interval și raport, în schimb nu este potrivită pentru datele nominale sau ordinale.

Media aritmetică se notează cu \bar{x} sau m pentru un set de măsurări (eșantion), deci în cazul în care “n” este finit și cu μ pentru populație (“n” - infinit):

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (2.19)$$

$$\mu = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (2.20)$$

unde valorile x_i formează setul (șirul) de “n” măsurări.

Media aritmetică poate estima valoarea adevărată.

Ea are dezavantajul că existența unuia sau mai multe rezultate de valoare foarte mare sau foarte mică poate conduce la o medie aritmetică nereprezentativă. În acest caz, mai reprezentativă (o mai bună măsură a valorii medii) este mediana de selecție.

Mediana de selecție este acea valoare care împarte rezultatele măsurării (setul de măsurări), așezate în ordine crescătoare, în două părți egale.

Pentru determinarea ei trebuie aranjate cele n măsurări în ordine crescătoare.

$$x_1 \leq x_2 \leq \dots \leq x_i \leq \dots \leq x_n$$

Dacă $n = 2k+1$, atunci mediana este x_{k+1} .

Dacă $n = 2k$, atunci mediana este media aritmetică a celor două valori din centru, adică:

$$\frac{x_k + x_{k+1}}{2}.$$

Mediana este cel mai adesea utilizată pentru date ordinale.

Modulul de selecție sau dominantă este acea valoare din șirul de măsurări care apare de cele mai multe ori.

Șirurile de date pot să nu aibă deloc, sau pot să aibă unul ori mai multe module de selecție (serie bimodală sau serie plurimodală), .

Modulul de selecție este singura valoare medie care poate fi utilizată pentru date nominale. El, în mod curent, nu este utilizat pentru date ordinale, date de interval sau de raport.

Modulul și mediana sunt mărimi de poziție, nefiind influențate de valorile extreme, aberante, cum se întâmplă pentru media aritmetică.

b) Valorile medii (valorile centrale) prezentate la punctul a) trebuie completate cu informații despre **aranjarea internă a rezultatelor**.

În acest scop, se determină **indicatorii dispersiei** (gradul de împrăștiere a valorilor individuale ale șirului de date în jurul valorii centrale):

- abaterea individuală;
- abaterea medie pătratică.

Abaterea individuală este deviația unei singure măsurări de la valoarea medie și se determină astfel:

$$d_i = x_i - \bar{x}$$

sau

$$d_i = x_i - \mu$$

Dacă se face media aritmetică a abaterilor individuale se obține valoarea 0.

De aceea se calculează media aritmetică a pătratelor valorilor abaterilor individuale față de media lor, mărime ce poartă denumirea de **varianță (dispersie)**. Astfel varianțele sunt:

$$\sigma^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^n d_i^2}{n} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2}{n} \quad (2.21)$$

pentru populații;

$$s^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n} \quad (2.22)$$

pentru eșantioane;

În cazul în care numărul de măsurări “n” este mic se utilizează pentru calculul varianței s^2 formula:

$$s^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1} \quad (2.23)$$

Varianța fiind calculată de la pătratul deviațiilor, are din punct de vedere practic dezavantajul că se exprimă în unități de măsură la pătrat. De aceea se extrage rădăcina pătrată din varianța σ^2 , obținându-se **deviația standard** sau **abaterea medie pătratică**.

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2}{n}} \quad (2.24)$$

Pentru un set de măsurări, se pot determina valorile medii și varianța după procedeele și formulele date anterior.

Totuși, în vederea interpretării, este utilă reprezentarea grafică a rezultatelor măsurării printr-o histogramă sau poligon de frecvențe.

Acest lucru se face reprezentând pe ordonată frecvența de apariție a rezultatelor pentru fiecare interval în care acestea au fost împărțite, ca în fig. 2.2.a. Lungimea unui interval, Δ , se poate calcula cu ajutorul formulei:

$$\Delta = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{1 + 3,22 \cdot \lg n}, \quad (2.25)$$

unde x_{\max} și x_{\min} sunt valorile maximă, respectiv minimă din setul de “n” măsurări.

Cu cât setul de date este mai mare, cu atât lățimea dreptunghiurilor se micșorează, obținându-se în acest fel o curbă a frecvenței de apariție, deci o reprezentare mai fidelă a mărimii de interes.

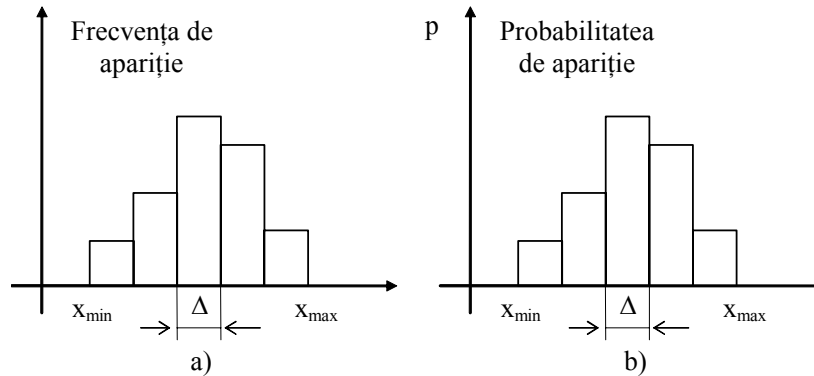


Fig. 2.2. Reprezentarea grafică a datelor; a) histogramă; b) distribuția de probabilitate.

Dacă în locul frecvenței de apariție a rezultatelor, reprezentată pe verticală (fig.2.2.a), se utilizează probabilitatea de apariție, histograma se transformă într-o distribuție de probabilitate (fig.2.2.b). În cazul distribuției de probabilitate (fig.2.2.b) aria curbei probabilității trebuie să fie egală cu unitatea, adică:

$$\sum_{i=1}^k p_i \cdot \Delta = 1 \quad (2.26)$$

sau, în cazul general,

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = 1 \quad (2.27)$$

2.3.2. DISTRIBUȚII DE PROBABILITATE TEORETICE

Distribuția unui set de măsurări este dată în fig.2.2. Dacă dreptunghiurile din figură ar avea lățimea din ce în ce mai mică (numărul de observații ar tinde spre infinit) trecerile bruște ar dispărea și s-ar obține o curbă care reprezintă un model al distribuțiilor de date, deci o distribuție teoretică.

Dintre distribuțiile de probabilitate teoretice pot fi amintite:

- distribuția normală (distribuția Gauss);

- distribuția t (distribuția Student);
- distribuția χ^2 - pătrat (χ^2);
- distribuția log-normală;
- distribuția Poisson.

Cunoașterea distribuțiilor teoretice este utilă atât la estimarea erorilor aleatoare, cât și în multe alte situații de prelucrare a rezultatelor, în vederea luării unei decizii, cum ar fi:

- în a estima dacă două eșantioane (două seturi de măsurări) aparțin sau nu aceleiași populații;
- în a estima dacă anumite evenimente se produc aleator sau sunt cauzate de ceva;
- în a estima corelația sau chiar evoluția în timp a unor fenomene.

2.3.2.1. DISTRIBUȚIA NORMALĂ (GAUSS)

Ea descrie distribuția observațiilor (măsurărilor) care diferă prin hazard (aleator) de la o valoare medie și este distribuția cel mai des întâlnită în analiza variabilelor aleatoare.

Funcția densitate de probabilitate, reprezentată în fig 2.3.a, are expresia:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (2.28)$$

unde μ este media aritmetică, iar σ este abaterea medie pătratică a variabilei aleatoare.

Funcția de repartiție exprimă probabilitatea ca variabila aleatoare să fie mai mică decât o anumită valoare și are expresia:

$$F(x) = \int_{-\infty}^x f(y)dy = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{y-\mu}{\sigma}\right)^2} dy \quad (2.29)$$

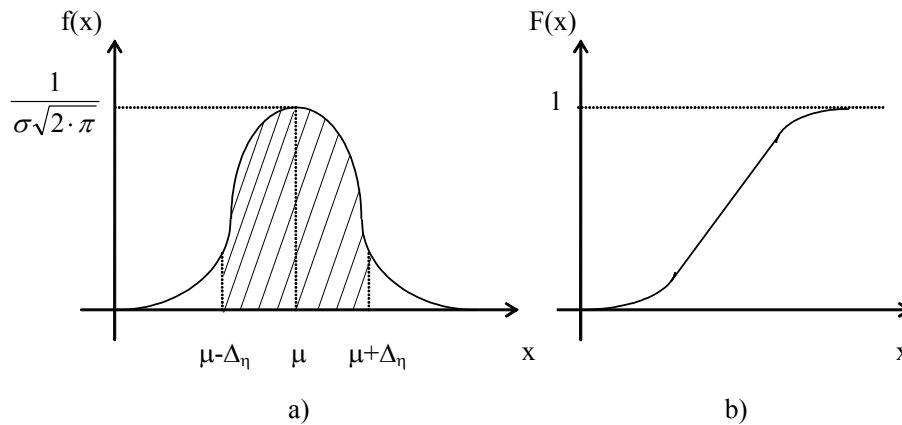


Fig. 2.3. Distribuția normală (Gauss): a) densitatea de probabilitate; b) funcția de repartiție.

O distribuție normală are următoarele particularități:

- Prezintă simetrie față de axa mediei aritmetice.
- Media aritmetică, mediana și modulul sunt egale.
- Distribuția este unic determinată de media aritmetică și de abaterea medie pătratică.

Cunoașterea parametrilor μ și σ permite determinarea probabilității pe care o are variabila aleatoare de a aparține unui interval oarecare, sau determinarea intervalului în care se află variabila aleatoare pentru o probabilitate impusă. Această probabilitate, denumită **nivel de încredere** și notată cu η , este reprezentată grafic de aria zonei hașurate din fig.2.3.a. Diferența $\rho = 1 - \eta$, denumită **risc** este reprezentată de zona nehașurată de sub curba $f(x)$.

Limita de încredere este dată de intervalul $[\mu - \Delta_\eta, \mu + \Delta_\eta]$, care este determinat astfel încât, cu probabilitatea (nivelul de încredere) η , valorile x ale unui șir de observații (măsurări) se situează în interiorul acestui interval.

În scopul de a face observațiile diverselor mărimi comparabile, se trece de la variabila dimensională x la o variabilă adimensională z ($z = \frac{x - \mu}{\sigma}$) adică de la funcția densitate de probabilitate $f(x)$ la funcția densitate de probabilitate standard sau normală $\varphi(z)$.

$$\varphi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} \quad (2.30)$$

Variabila normală (standard), z , are media aritmetică μ egală cu zero și abaterea medie pătratică σ egală cu unu.

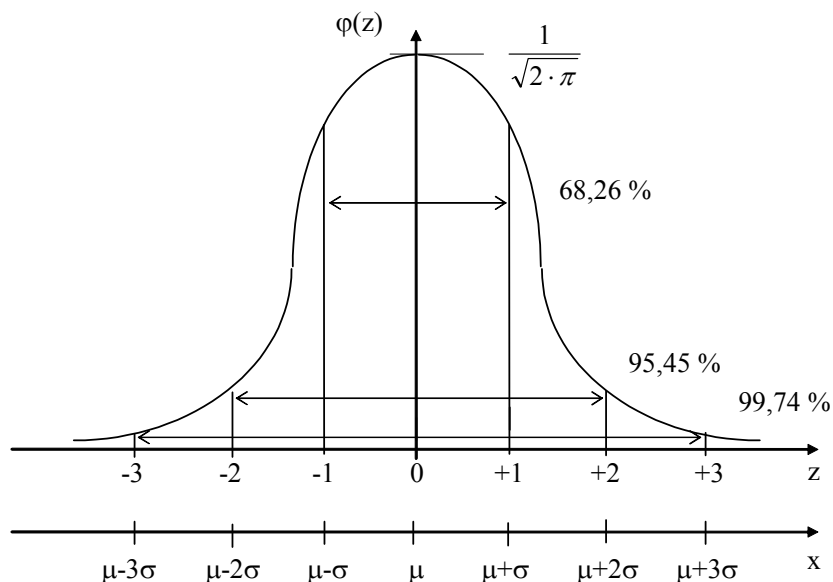


Fig. 2.4. Densitatea de probabilitate normală standard (normată) cu nivelele de încredere pentru 3 valori ale lui z , respectiv corespondentul său, x .

În fig. 2.4 se sugerează că standardizarea (normarea) distribuției Gauss prezintă importanță prin aceea că se poate determina ușor nivelul de încredere. Acest lucru este posibil deoarece funcția de repartiție $\Phi(z)$

$$(\Phi(z) = \int_{-\infty}^z \varphi(y) dy = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{y^2}{2}} dy) \text{ a distribuției normale standard este tabelată.}$$

Aplicații:

Una din primele utilizări ale distribuției normale este la calculul erorilor aleatoare.

Ținând cont de schimbarea de variabilă $z = \frac{x - \mu}{\sigma}$ făcută la normarea (standardizarea) distribuției normale, rezultatul unei măsurări individuale luate la întâmplare din setul celor n măsurări poate fi exprimat sub forma:

$$X = \mu \pm z \cdot \sigma \quad (2.31)$$

unde:

μ este media aritmetică a distribuției normale;

σ este abaterea medie standard a distribuției normale;

z , dependent de nivelul de încredere η , este dat în tabele (funcția $\Phi(z)$).

Astfel, eroarea maximă asupra unei măsurări individuale este

$$\delta X_{\max} = z \cdot \sigma, \quad (2.32)$$

cu $z = f(\eta)$.

De exemplu, pentru nivelele de încredere $\eta = 68,26$ [%]; $\eta = 95,45$ [%]; $\eta = 99,74$ [%], erorile maxime asupra unei măsurări individuale sunt, respectiv $\delta X_{\max} = \sigma$; $\delta X_{\max} = 2\sigma$; $\delta X_{\max} = 3\sigma$.

Deoarece parametrii μ și σ sunt estimați pe baza unui număr finit “n” de măsurări (adică prin “statisticile” sau „valorile de sondaj” \bar{x} și “s” ale eșantionului cu n mai mare de 30 de observații), atunci și media aritmetică „ \bar{x} ” va fi afectată de o eroare.

Dacă se ia în considerație doar estimarea mediei pe baza a unui număr finit de măsurări n, atunci eroarea asupra mediei este:

$$\delta_{\bar{x}} = z \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{n}}, \quad (2.33)$$

iar rezultatul măsurării este:

$$x = \bar{x} \pm z \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (2.34)$$

De asemenea și σ trebuie estimat cu o formulă de tipul (2.23). Astfel, el fie este cunoscut dintr-o estimare anterioară bazată pe un număr „p” de date sau „observații istorice”, sau poate fi estimat pe baza acelorași „n” măsurători pentru care a fost estimată media \bar{x} .

Din ultimele două relații (2.33) și (2.34) rezultă ușor că pentru $n \rightarrow \infty$, eroarea asupra mediei aritmetice tinde la zero, iar rezultatul măsurării este μ , adică \bar{x} tinde spre μ .

2.3.2.2. DISTRIBUȚIA T (STUDENT)

Distribuția Student este folosită la calculul erorilor aleatoare în cazul unui număr mic de observații și anume sub 30 - când distribuția Gauss nu poate fi utilizată, precum și la verificarea ipotezelor statistice cu privire la media unor populații distribuite normal când parametrul σ este necunoscut.

Dacă variabila aleatoare X respectă o distribuție hi - pătrat cu v grade de libertate și variabila Z o distribuție normală centrată (standard), atunci variabila definită astfel:

$$t = \frac{Z}{\sqrt{\frac{X}{v}}} \quad (2.35)$$

are o distribuție Student cu v grade de libertate.

Densitatea de probabilitate a distribuției Student este:

$$f(t) = \frac{\Gamma\left(\frac{\nu+1}{2}\right)}{\sqrt{\nu \cdot \pi} \cdot \Gamma\left(\frac{\nu}{2}\right)} \cdot \left(1 + \frac{t^2}{\nu}\right)^{-\frac{\nu+1}{2}} \quad (2.36)$$

unde $\Gamma(p) = \int_0^{\infty} x^{p-1} \cdot e^{-x} dx$, cu $p > 0$ este integrala Gamma a lui Euler.

Curba densității de probabilitate a distribuției Student are aceeași alură cu a distribuției normale, numai că doar “coada” este mai groasă. Odată cu creșterea numărului gradelor de libertate, ν , distribuția Student se apropie de cea normală confundându-se pentru $\nu = n - 1 > 30$.

Aplicații

a) Această distribuție este utilizată la calculul erorii în cazul unui număr mic de măsurări, unde nu poate fi utilizată distribuția normală.

Pentru acest set de măsurări, se calculează media aritmetică notată cu „ \bar{x} ” sau „ m ” și abaterea medie pătratică „ s ”.

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n} \quad (2.37)$$

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} \quad (2.38)$$

Eroarea maximă asupra unei măsurări individuale este $\delta X_{\max} = t \cdot s$, unde **t este variabila distribuției Student**, fiind tabelată funcție de nivelul de încredere η și numărul de grade de libertate $\nu = n - 1$. Astfel variabila t spre deosebire de variabila z din cazul distribuției Gauss, depinde și de numărul de măsurări efectuate.

Rezultatul unei măsurări individuale luate la întâmplare din setul celor n măsurări poate fi exprimat sub forma:

$$x = \bar{x} \pm t \cdot s, \text{ cu } t = g(n, \eta) \quad (2.39)$$

deci rezultatul unei măsurări oarecare se află în intervalul $[\bar{x} - t \cdot s; \bar{x} + t \cdot s]$

Eroarea asupra mediei aritmetice este:

$$\delta \bar{x} = t \cdot \frac{s}{\sqrt{n}} \quad (2.40)$$

iar rezultatul măsurării, în acest caz este:

$$x = \bar{x} \pm t \cdot \frac{s}{\sqrt{n}} \quad (2.41)$$

adică media rezultatelor unui șir de măsurări se află în intervalul

$$\left[\bar{x} - t \cdot \frac{s}{\sqrt{n}}; \bar{x} + t \cdot \frac{s}{\sqrt{n}} \right]$$

ca și în cazul distribuției Gauss, pot exista mai multe medii, de exemplu, cea bazată pe un număr „n” de măsurări, sau pe un număr „p” de date sau „observații istorice”.

b) O altă aplicație a distribuției t este la testarea diferenței dintre medii.

Se pune problema dacă există o diferență semnificativă între două seturi de observații sau altfel spus dacă cele două eșantioane aparțin aceleiași populații sau la două populații diferite.

De exemplu, măsurările sunt făcute în condiții controlate și repetate, schimbând doar una din aceste condiții pentru a vedea dacă are sau nu vreo influență asupra experimentului (observațiilor sau măsurărilor).

Fiind vorba de două eșantioane, ele vor avea media aritmetică \bar{x}_1 și abaterea medie pătratică s_1 , respectiv \bar{x}_2 și s_2 .

Se utilizează **ipoteza nulă** și anume se presupune că nu există nici o diferență între populațiile la care aparțin cele două eșantioane. După aceasta, ca și în cazul distribuției h_i – pătrat, se caută să se infirme ipoteza nulă, bineînțeles cu un anumit nivel de probabilitate.

2.3.3. ESTIMAREA ERORILOR ALEATOARE LA MĂSURĂRI INDIRECTE – PROPAGAREA ERORILOR

După cum se știe în cazul măsurărilor indirecte, mărimea de interes, X, este:

$$X = f(a, b, c, \dots)$$

unde a, b, c, ... sunt mărimi măsurate direct, cu mediile și abaterile standard $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots$, respectiv, $\sigma_a, \sigma_b, \sigma_c, \dots$

Dacă aceste mărimi, măsurate direct sunt necorelate între ele atunci:

Valoarea medie a mărimii X este \bar{X} :

$$\bar{X} = f(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \dots) \quad (2.42)$$

Eroarea medie pătratică a mărimii X este:

$$\sigma = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial a}\right)^2 \sigma_a^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b}\right)^2 \sigma_b^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial c}\right)^2 \sigma_c^2 + \dots} \quad (2.43)$$

Pentru un număr mic de măsurători, estimarea erorii medii pătratice este:

$$s = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial a}\right)^2 s_a^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b}\right)^2 s_b^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial c}\right)^2 s_c^2 + \dots} \quad (2.44)$$

Determinându-se în acest fel valoarea medie a lui X și abaterea standard, se exprimă rezultatul în cazul unei măsurări individuale ori cazul mediei cu o relație de tipul (2.31) sau (2.39), respectiv (2.34) sau (2.41).

2.4. ESTIMAREA ERORII TOTALE

Dacă măsurările sunt afectate atât de erori de justețe, ε_j cât și de erori de fidelitate, ε_f , atunci eroarea totală se obține prin sumare pătratică, adică se exprimă sub forma:

$$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_j^2 + \varepsilon_f^2} \quad (2.45)$$

Un alt procedeu de estimare al erorii totale constă în aleatorizarea erorilor de justețe și apoi tratarea ca în cazul existenței doar a erorilor de fidelitate. Astfel, pentru o exprimare de forma:

$$x = \bar{x} \pm e \quad (2.46)$$

se poate utiliza o distribuție rectangulară ca în Fig. 2.5.

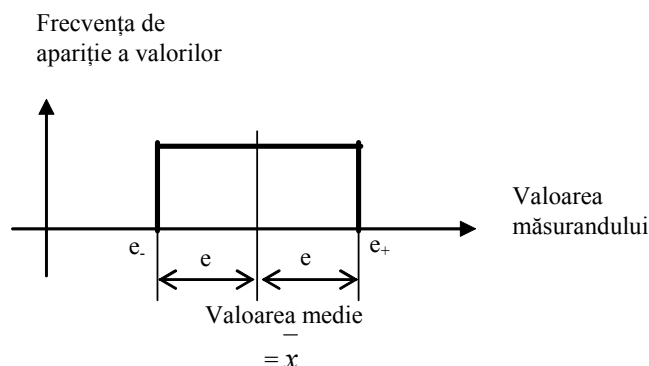


Fig. 2.5. Distribuție rectangulară.

Pentru o **distribuție uniformă sau rectangulară** (distribuție în care orice valoare din domeniu are aceeași probabilitate), fig. 2.5, abaterea standard pentru datele eșantionului (s_x) și abaterea standard a mediei ($s_{\bar{x}}$) sunt [Webster99]:

$$s_x = \frac{e}{\sqrt{3}} \quad (2.47)$$

$$s_{\bar{x}} = \frac{s_x}{\sqrt{n}} \quad (2.48)$$

unde:

e este limita plus/minus a distribuției rectangulare;

n este numărul de date utilizat la medierea rezultatului testului.

2.5. MODELE PENTRU DETERMINAREA INCERTITUDINII DE MĂSURARE

Sunt două sisteme de clasificare utilizate la calculul incertitudinii de măsurare - fig. 2.6. [Webster99]:

- Metoda sau modelul ISO (International Organisation for Standardisation – ISO).
- Metoda tehnică (inginerescă).

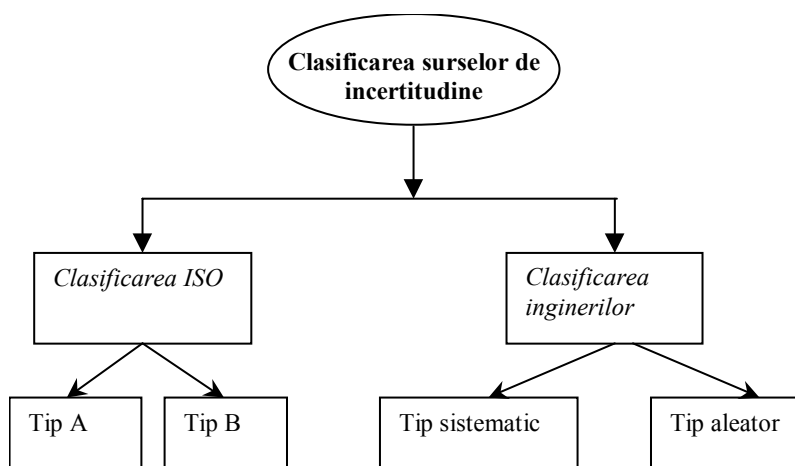


Fig. 2.6. Clasificarea surselor de incertitudine.

2.5.1. MODELUL ISO

Clasificarea ISO grupează erorile și incertitudinile corespunzătoare în două categorii, în funcție de existența sau absența datelor disponibile pentru a calcula abaterea standard.

În această clasificare sunt două tipuri de evaluări:

- *Evaluarea tip A*, când există date pentru a calcula abaterea standard pentru mărimea măsurată.
- *Evaluarea tip B*, când abaterea standard se determină pe baza unor distribuții presupuse sau cunoscute, pe baza experienței, specificațiilor de măsurare.

Clasificarea în tip A și tip B indică două căi diferite de a evalua componentele incertitudinii, ambele tipuri fiind bazate pe funcția distribuție de probabilitate și în amândouă, componentele incertitudinii sunt determinate pe baza abaterii standard [ISO92].

Abaterea standard atât pentru evaluarea tip A cât și pentru evaluarea tip B este calculată cu radical din suma pătratelor tuturor abaterilor standard corespunzătoare multiplelor surse de erori.

Abaterea standard pentru evaluarea tip A obținută din “i” surse de incertitudine tip A este:

$$\sigma_A = \sqrt{\sigma_{A_1}^2 + \sigma_{A_2}^2 + \dots + \sigma_{A_i}^2} \quad (2.49)$$

Abaterea standard pentru evaluarea tip B obținută din “j” surse de incertitudine tip B este:

$$\sigma_B = \sqrt{\sigma_{B_1}^2 + \sigma_{B_2}^2 + \dots + \sigma_{B_j}^2} \quad (2.50)$$

Apoi se calculează incertitudinea totală $\Delta_{T, ISO}$.

$$\Delta_{T, ISO} = \pm k \sqrt{\sigma_A^2 + \sigma_B^2} \quad (2.51)$$

unde k este un parametru statistic (de exemplu $k = t_{95}$, adică parametrul distribuției Student “t” pentru un nivel de încredere de 95% și un număr “n” de măsurări).

În această relație, erorile au fost presupuse ca fiind independente. În caz contrar, gradul de dependență va fi considerat la calculul incertitudinii.

2.5.2. MODELUL INGINERILOR

Clasificarea inginerescă grupează erorile, în funcție de efectul pe care îl au asupra experimentului sau testului, în *erori aleatoare (erori de fidelitate)* sau *erori sistematice (erori de justețe)*.

Incertitudinea aleatoare a rezultatului, ca și incertitudinea sistematică este rădăcina pătrată din suma pătratelor incertitudinilor elementare aleatoare, respectiv sistematice.

Incertitudinea totală în cazul clasificării ingineresti este determinată prin radical din suma pătratelor incertitudinii aleatoare și a celei sistematice ale rezultatului, adică o relație de tipul (2.45):

$$\Delta_{T, ING} = \sqrt{\Delta_J^2 + \Delta_f^2} \quad (2.52)$$

unde:

Δ_J este incertitudinea sistematică (de justețe) a rezultatului;

Δ_f este incertitudinea aleatoare (de fidelitate) a rezultatului.

Observații:

a) Pentru ambele modele trebuie considerate toate erorile și incluse în tip A sau B, respectiv în erori sistematice și erori aleatoare.

b) Incertitudinea totală calculată la același nivel de încredere este identică pentru cele două moduri de evaluare (clasificare ISO și clasificarea inginerilor).

$$\Delta_{T, ISO} = \Delta_{T, ING} \quad (2.53)$$

c) În sistemul de clasificare ISO, incertitudinea de măsurare este determinată conform standardelor și este bazată pe modul de obținere al datelor

(măsurare, experiență sau teorie). Astfel, acest sistem este preferat pentru determinarea acordului cu o limită specificată de un standard.

c₂) Clasificarea inginerescă este preferată în analiza și minimizarea erorilor deoarece din modul de evaluare rezultă și căile de îmbunătățire ale testului (reducerea incertitudinii).

2.6. ASUPRA TERMINOLOGIEI

Pentru a descrie calitatea datelor obținute în urma măsurărilor sunt utilizați, în general, termeni ca: *justețe*, *repetabilitate*, *precizie*.

Atât precizia cât și incertitudinea sunt folosite să descrie calitatea rezultatelor măsurării. Precizia este o calitate (conotație pozitivă) iar incertitudinea este un inconvenient (conotație negativă).

În măsurări există tendința de trecere de la **precizie (accuracy)** și **repetabilitate (repeatability)** la **incertitudinea (uncertainty)** și **reproductivitatea (reproducibility) măsurărilor** deoarece:

- termenul de **precizie** este ambiguu (de exemplu, o precizie de două ori mai mare față de 1 % este ± 2 % ori 0.5 %?), pe când termenul de **incertitudine** nu este ambiguu (incertitudinea de două ori mai mare față de ± 1 % este ± 2 %);
- prin definiție - apropierea sau identitatea între rezultatul măsurării și valoarea adevărată a măsurandului - **precizia** este indeterminabilă, iar **incertitudinea**, prin natura ei statistică, poate estima cu un anumit nivel de încredere limitele erorii;
- **incertitudinea** este determinată pe baza atât a erorilor sistematice, cât și a erorilor aleatoare, astfel include ambele concepte calitative: justețea și repetabilitatea;
- **reproductivitatea** are mare importanță mai ales la măsurările standardizate cum este cazul testelor de compatibilitate electromagnetică.

Repetabilitatea rezultatelor măsurării este apropierea între rezultatele măsurării aceluiași măsurand, dacă se respectă următoarele condiții [ISO92], [Bennet87], [Roleson87]:

- același procedeu de măsurare;
- același observator;
- aceleași instrumente de măsurare, utilizate în aceleași condiții;
- același loc de măsurare;
- repetarea măsurărilor într-o scurtă perioadă de timp.

Reproductivitatea este apropierea între rezultatele măsurării aceluiași măsurand când câteva, dar nu toate din condițiile enumerate sunt îndeplinite.

În aceste definiții nu a fost considerată variația valorii rezultatului măsurării datorată modificării în timp a măsurandului însuși. Această variație este

repetabilitatea, respectiv **reproductivitatea măsurandului**, care trebuie de asemenea considerată.

Atât **repetabilitatea** cât și **reproductivitatea** pot fi exprimate cantitativ prin intermediul caracteristicilor de dispersie a rezultatelor.

Repetabilitatea este considerată în erorile aleatoare și este inclusă în incertitudinea măsurării.

Pentru a considera **reproductivitatea** măsurărilor de câmp, trebuie să se cunoască sau să se determine:

- stabilitatea locului de test;
- stabilitatea instrumentelor de măsurare;
- stabilitatea metodei de măsurare;
- stabilitatea măsurandului de exemplu stabilitate sursei de câmp cum ar fi echipamentul de testat în cazul compatibilității electromagnetice.

3. CONDIȚIONOARE DE SEMNAL

Condiționalele de semnal sunt dispozitive ce permit modificarea controlată a semnalelor în scopul prelucrării acestora.

De exemplu, modificarea nivelului semnalelor, fără afectarea formei, în vederea lărgirii domeniului de măsurare.

Din această categorie fac parte:

- reductoarele de tensiune;
- reductoarele de curent;
- reductoarele de putere;
- amplificatoarele.

Principalii parametri ai condiționalelor de semnal sunt:

- raportul de modificare;
- exactitatea;
- banda de frecvență.

Tot în cadrul condiționalelor de semnal intră și **punțile**, care pot fi utilizate în preluarea și prelucrarea informației de la senzorii parametrici. De exemplu, transformarea variației de rezistență de la ieșirea unui senzor rezistiv, inductiv sau capacitiv într-o variație de tensiune.

De asemenea, aceste circuite de completare și condiționare, trebuie să protejeze semnalul metrologic care conține informația de factorii perturbatori, cum ar fi interferențele electromagnetice, etc.

3.1. REDUCTOARE DE TENSIUNE

Reductoarele de tensiune sunt dispozitive independente ce servesc la micșorarea tensiunii la un nivel comparabil cu tensiunea de intrare a aparatului de măsurat.

În acest scop se utilizează fie **divizoare de tensiune** pentru tensiuni continue sau pentru tensiuni alternative, fie **transformatoare de tensiune**.

3.1.1 DIVIZOARE DE TENSIUNE

Pentru **tensiuni continue** sunt utilizate, în general, divizoare rezistive bobinate, având clasă de exactitate $1 \div 10$ ppm, sau rezistențe cu peliculă metalică cu clasa de exactitate $0,1 \div 0,5$ %.

Așa cum se prezintă în figura 3.1 aceste divizoare pot fi fixe sau reglabile.

În cazul **divizorului fix** din Fig. 3.1a, raportul de divizare „m” este:

$$m = \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_s}{R_2 + R_s}}{\frac{R_2 \cdot R_s}{R_2 + R_s}} \quad (3.1)$$

Pentru cazul în care $R_s \gg R_2$, de exemplu, rezistența de intrare a voltmetrului conectat la bornele rezistenței R_2 este foarte mare atunci:

$$m = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (3.2)$$

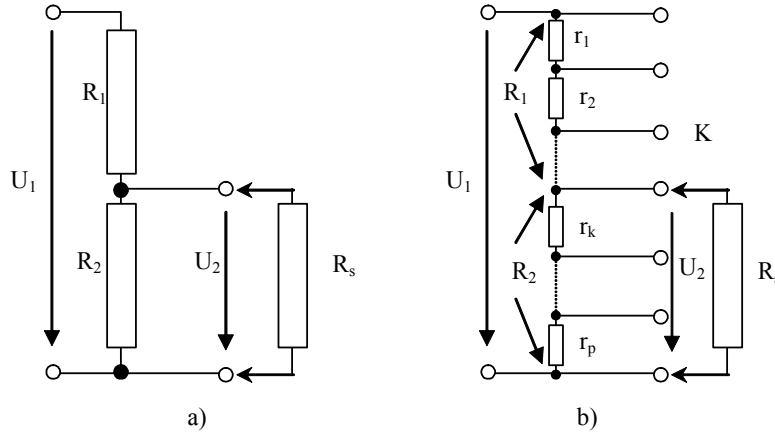


Fig. 3.1. Divizoare rezistive de curent continuu: a) divizor fix; b) divizor reglabil.

Clasa de exactitate a divizorului, $\frac{\Delta m}{m} \cdot 100$, se va calcula cu metoda diferențialei logaritmice, plecând de la ecuația (3.2):

$$\begin{aligned} \ln m &= \ln(R_1 + R_2) - \ln R_2 \\ \frac{dm}{m} &= \frac{d(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2} - \frac{dR_2}{R_2} \\ \frac{dm}{m} &= \frac{dR_1}{R_1 + R_2} + \frac{dR_2}{R_1 + R_2} - \frac{dR_2}{R_2} \\ \frac{dm}{m} &= \frac{dR_1}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{dR_2}{R_2} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{dR_2}{R_2} \\ \frac{dm}{m} &= \frac{dR_1}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{dR_2}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) \\ \frac{dm}{m} &= \frac{dR_1}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{dR_2}{R_2} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

De unde se trece la erori rezultând:

$$\frac{\Delta m}{m} \cdot 100 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{\Delta R_2}{R_1} \cdot 100 + \frac{\Delta R_2}{R_2} \cdot 100 \right) \% \quad (3.3)$$

Divizoarele reglabile sunt întâlnite, fie ca dispozitive independente, fie la intrarea voltmetrelor de c.c. pentru prescrierea gamelor de măsurare.

Un divizor reglabil (Fig. 3.1.b) are raportul de divizare dependent de poziția comutatorului K:

$$m = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\sum_{i=1}^p r_i}{\sum_{i=k}^p r_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (3.4)$$

Există și **divizoare speciale** cum ar fi divizorul cu autocalibrare sau divizorul Kelvin-Varley.

La **divizorul cu autocalibrare** una dintre rezistențele divizorului este de înaltă precizie și servește la verificarea exactității celorlaltor rezistențe ale divizorului (prin comparație, folosind punte, compensator).

Clasa de exactitate tipică a acestui divizor este: 0,001 %.

Divizorul Kelvin-Varley, Fig. 3.2, permite reglarea tensiunii cu menținerea constantă a rezistenței de intrare.

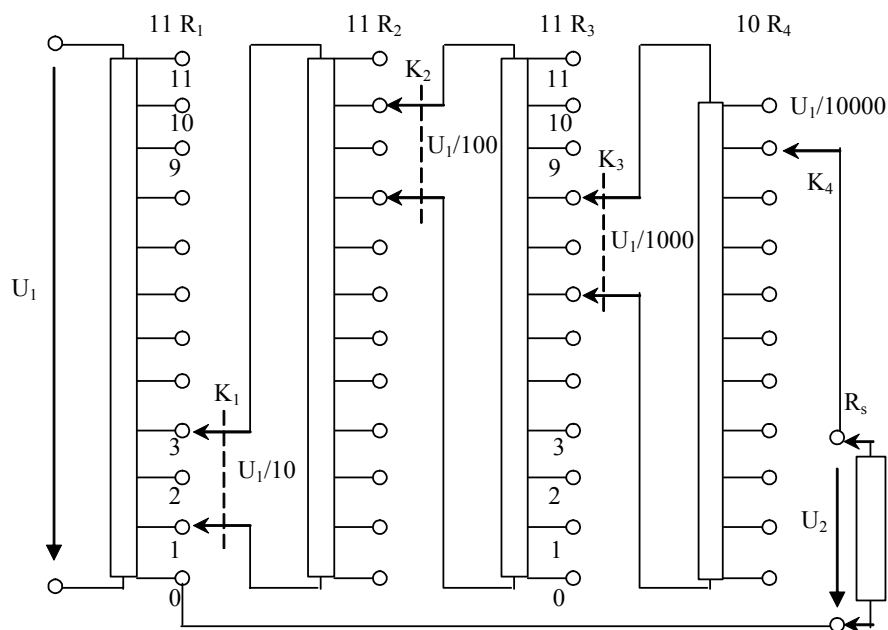


Fig. 3.2. Divizorul Kelvin-Varley.

Deoarece ultimul comutator (K_n în cazul general, sau K_4 , în Fig. 3.2) poate fi pe oricare din cele zece poziții, pentru a elimina influența rezistenței sarcinii, R_s , trebuie ca:

$$R_s \gg 10 \cdot R_n \text{ sau pentru Fig. 3.2, } R_s \gg 10 \cdot R_4$$

Cum se poate vedea și din Fig. 3.2, prima treaptă conține un set de 11 rezistențe de valoare R_1 , treapta a doua conține un set de 11 rezistențe de valoare R_2 și așa mai departe. Doar ultima treaptă conține numai 10 rezistențe de valoare R_n fiecare.

Penultimul sistem dublu de comutatoare K_{n-1} indiferent pe ce poziție se află de la 0-2 la 9-11 pune în paralel 2 rezistențe de valoare R_{n-1} cu ultimele 10 rezistențe de valoare R_n .

Dacă

$$10 \cdot R_n = 2 \cdot R_{n-1}$$

sau pentru cazul din Fig. 3.2.

$$10 \cdot R_4 = 2 \cdot R_3$$

Deoarece, două rezistențe înseriate de valoare R_{n-1} fiecare sunt puse în paralel, prin intermediul comutatorului K_{n-1} , cu o rezistență egală cu $2 \cdot R_{n-1}$, rezultă că rezistența echivalentă a șirului de 11 rezistențe de valoare R_{n-1} devine egală cu $10 \cdot R_{n-1}$.

La fel se întâmplă și pentru celelalte sisteme de comutatoare, progresiv de la antepenultimul până la primul comutator dublu, K_1 , rezultând că rezistența la intrarea acestui divizor este constantă și egală cu $10 \cdot R_1$, indiferent de poziția celor „n” comutatoare, dacă rezistențele sunt astfel alese:

$$10 \cdot R_n = 2 \cdot R_{n-1} ; 10 \cdot R_{n-1} = 2 \cdot R_{n-2} ; \dots ; 10 \cdot R_3 = 2 \cdot R_2 ; 10 \cdot R_2 = 2 \cdot R_1 \quad (3.5)$$

sau pentru cazul din Fig.3.2, dacă:

$$10 \cdot R_4 = 2 \cdot R_3 ; 10 \cdot R_3 = 2 \cdot R_2 ; 10 \cdot R_2 = 2 \cdot R_1 \quad (3.6)$$

Clasa de exactitate a acestui divizor este mare, fiind de ordinul 1 ppm. Rezoluția lui depinde de numărul de decade ea fiind egală cu 10^{-n} sau în cazul din figură este de 10^{-4} . Pentru poziția comutatoarelor din Fig.3.2 raportul tensiunilor este:

$$\frac{U_2}{U_1} = 0,1869$$

Divizorul Kelvin-Varley are avantajul față de celelalte divizoare reglabile, că obține o rezoluție mare utilizând un număr mic de rezistențe, care bineînțeles sunt de mare exactitate.

Principalele **divizoare pentru tensiuni alternative** sunt:

- divizoare capacitive;
- divizoare inductive;
- divizoare RC compensate în frecvență.

Față de divizoarele pentru curent continuu, în acest caz apare și parametrul *bandă de frecvență*.

În Figura 3.3a se prezintă un **divizor capacitiv**.

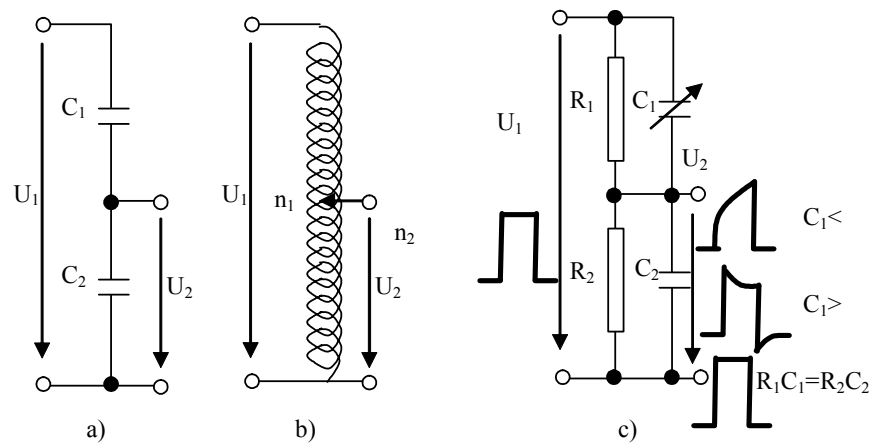


Fig. 3.3. Divizoare de curent alternativ: a) divizor capacitiv; b) divizor inductiv; c) divizor RC compensat

Raportul de divizare, m , este:

$$m = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right)}{I \frac{1}{j\omega C_2}}$$

$$m = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} C_2 = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \quad (3.7)$$

S-a neglijat impedanța de sarcină Z_s , adică s-a considerat:

$$Z_s \gg \frac{1}{\omega C_2}$$

Divizoarele capacitive sunt folosite la măsurarea tensiunilor înalte cu amplitudini de ordinul kV ÷ zeci kV și domeniul de frecvență 50 Hz ÷ 50 MHz.

Ele se construiesc în variantă coaxială cu dielectric aer sau vid.

Clasa de exactitate este de ordinul 0,2 ÷ 0,5%

Divizoarele inductive, Fig.3.3b, sunt construite pe principiul autotransformatorului coborător.

Raportul de divizare, m , este:

$$m = \frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.8)$$

Ele se realizează ca divizoare fixe sau divizoare reglabile similare celor rezistive (simple sau Kelvin – Varley), având clase de exactitate de ordinul $1 \div 10$ ppm.

Divizoare RC compensate

Deoarece la frecvențe peste zeci de kHz, raportul de divizare m al divizorului rezistiv, Fig. 3.1a, începe să fie influențat de frecvență, datorită aportului adus de capacitățile parazite, (de exemplu capacitatea proprie a aparatului conectat la ieșire, etc.), fiecare din cele două rezistențe ale divizorului rezistiv fix se șuntează cu capacități adecvate.

Ca și în cazul divizoarelor rezistive, există atât *divizoare RC fixe*, cât și *divizoare RC reglabile*.

Un divizor RC fix compensat în frecvență este prezentat în Fig. 3.3c.

Raportul de divizare, m , este:

$$m = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\left(\frac{R_1 \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} + \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \right) I}{\frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot I} \quad (3.9)$$

$$m = \frac{\left(\frac{R_1 \frac{1}{j\omega C_1}}{\frac{j\omega C_1 R_1 + 1}{j\omega C_1}} + \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{j\omega C_2 R_2 + 1}{j\omega C_2}} \right)}{\frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{j\omega C_2 R_2 + 1}{j\omega C_2}}} \quad (3.10)$$

$$m = \frac{\left(\frac{R_1}{j\omega C_1 R_1 + 1} + \frac{R_2}{j\omega C_2 R_2 + 1} \right)}{\frac{R_2}{j\omega C_2 R_2 + 1}} \quad (3.11)$$

$$m = 1 + \frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \cdot \frac{1 + j\omega C_2 R_2}{R_2} \quad (3.12)$$

Se observă că raportul de divizare, m , este dependent de frecvență, ceea ce constituie un dezavantaj.

Dacă

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad (3.13)$$

atunci, m nu depinde de frecvență realizându-se astfel o compensare în frecvență.

În aceste condiții:

$$m = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (3.14)$$

Realizarea compensării se face întotdeauna prin reglarea lui C_1 , până ce este îndeplinită condiția de compensare (3.13), deoarece acesta este mai mic decât C_2 .

Controlul compensării în frecvență, adică a condiției (3.13) se poate face prin aplicarea la intrarea divizorului RC a un semnal dreptunghiular și urmărirea formei lui la ieșire.

În Fig. 3.3.c se prezintă formele tensiunii la ieșirea divizorului RC în funcție de valoarea capacității reglabile C_1

Divizoarele RC reglabile se utilizează la prescrierea gamelor de măsură la voltmetre electronice și la osciloscopia catodice.

3.1.2 TRANSFORMATORE DE TENSIUNE

Transformatorul de tensiune este prezentat în Fig. 3.4.

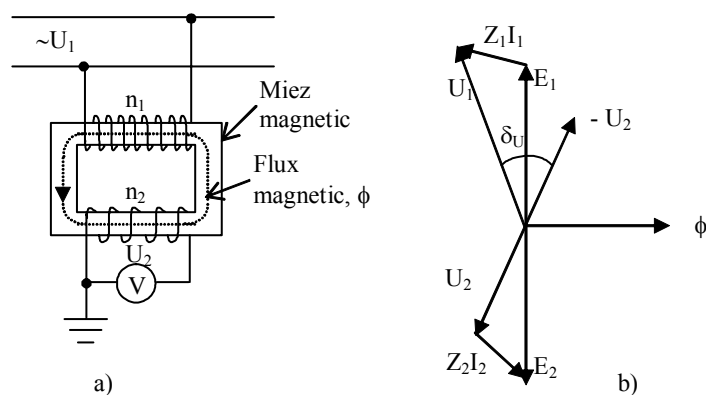


Fig. 3.4. Transformatorul de tensiune: a) schema de principiu; b) diagrama fazorială

Tensiunea primară (tensiunea de măsurat - U_1) este standardizată în seria 1, 3, 10, 15, 30 kV, iar cea secundară (U_2) este întotdeauna 100 V.

Aceste transformatoare au și rolul de a izola electric aparatul de măsurat în raport cu tensiunea înaltă și deci de a proteja operatorul.

Cum voltmetrul, V, consumă un curent mic de ordinul 1÷10 mA, transformatorul de tensiune lucrează practic în gol.

Pentru circuitul primar:

$$U_1 = E_1 + Z_1 I_1 \quad (3.15)$$

unde: E_1 este tensiunea indusă de fluxul magnetic creat de înfășurarea primară comun.

$$E_1 = j\omega n_1 \phi$$

Z_1 este impedanța la bornele primarului.

Pentru circuitul secundar:

$$E_2 = U_2 + Z_2 I_2 \quad (3.16)$$

La circuitul secundar, care este generator, tensiunea indusă în secundar, E_2 , este:

$$E_2 = -j\omega n_2 \phi$$

Z_2 este impedanța secundarului.

E_1 și E_2 pot fi scrise sub forma:

$$E_1 = 4,44 f n_1 \phi_m$$

$$E_2 = 4,44 f n_2 \phi_m$$

Dacă se consideră $I_1 \cong I_2 = 0$

Rezultă că:

$$\frac{U_1}{U_2} \cong \frac{n_1}{n_2} \quad (3.17)$$

Deoarece I_1 și I_2 nu sunt chiar egali cu zero, se observă că apare:

- **eroare de unghi** δ_U (U_1 și U_2 nu sunt exact în antifază)
- **eroare de raport** $\varepsilon_U \left(\frac{U_1}{U_2} \cong \frac{n_1}{n_2} \right)$

Clasa de exactitate a transformatorului de tensiune se evaluează pe baza lui ε_U și δ_U , ea fiind în domeniul $c = 0,02 \% \div 3 \%$.

Pentru reducerea tensiunilor de peste 100 kV se utilizează o combinație de divizor capacitiv – transformator de tensiune, soluție mai economică decât transformatorul de tensiune.

3.2. REDUCTOARE DE CURENT

Principalele reductoare de curent sunt:

- șunturile;

- transformatoarele de curent.

3.2.1. ȘUNTUL

Șuntul, prezentat în Fig. 3.5a, se utilizează de obicei la măsurarea curenților continui de valoare mare, funcționând după legea lui Ohm.

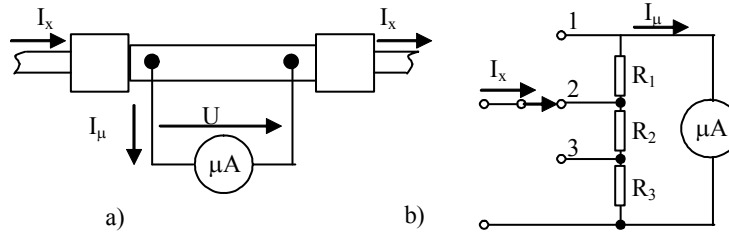


Fig. 3.5. Reductoare de curent: a) șunt; b) șunt universal

Căderea de tensiune, U , este standardizată la 60 mV, 75 mV, microampermetru fiind adecvat acestor tensiuni.

Principalele dezavantaje ale șuntului sunt:

- Consum important de putere;
- Instrumentul μA trebuie să lucreze la același potențial față de pământ ca și conductorul prin care circula curentul de măsurat. Acest lucru restrânge domeniul de utilizare al șunturilor la rețele de joasă tensiune max. 220 V.

Șunturile se construiesc sub formă de dispozitive independente cu patru sau mai multe borne, având curenți nominali 1 A, 3 A, 10 A, ... 10^4 A și clase de exactitate 0,01 % ÷ 1 %, dar se regăsesc și incluse în ampermetre cu sensibilități multiple.

O construcție specială, șuntul universal sau șuntul Ayrton, este prezentat în Fig. 3.5b.

Valorile rezistențelor șuntului pot fi calculate funcție de rapoartele de reducere ale curentului, m_1 , m_2 , m_3 și rezistența internă a microampermetrului utilizat R_μ .

Din Fig. 3.5b, se obține:

$$(I_{x_1} - I_\mu)(R_1 + R_2 + R_3) = I_\mu \cdot R_\mu \Rightarrow (m_1 - 1)(R_1 + R_2 + R_3) = R_\mu \quad (3.18)$$

$$(I_{x_2} - I_\mu)(R_2 + R_3) = I_\mu \cdot (R_1 + R_\mu) \Rightarrow (m_2 - 1)(R_2 + R_3) = R_1 + R_\mu \quad (3.19)$$

$$(I_{x_3} - I_\mu)R_3 = I_\mu \cdot (R_1 + R_2 + R_\mu) \Rightarrow (m_1 - 1)R_3 = R_1 + R_2 + R_\mu \quad (3.20)$$

unde

$$m_1 = \frac{I_{x_1}}{I_\mu}; m_2 = \frac{I_{x_2}}{I_\mu}; m_3 = \frac{I_{x_3}}{I_\mu} \quad (3.21)$$

3.2.2. TRANSFORMATOARE DE CURENT

Transformatoarele de curent de joasă frecvență servesc atât la reducerea curentului, cât și la izolarea ampermetrului de ieșire (cu valoarea nominală a curentului de 1A sau 5A) față de conductorul prin care trece curentul de măsurat, I_1 .

Cum ampermetrul are impedanță foarte mică - sub $0,1 \div 0,5 \Omega$ - rezultă că transformatorul de curent lucrează practic la scurtcircuit.

Ecuția transformatorului de curent, prezentat în Fig.3.6a, este:

$$n_1 I_1 + n_2 I_2 = n_1 I_0 \quad (3.22)$$

unde I_0 este curentul magnetizant.

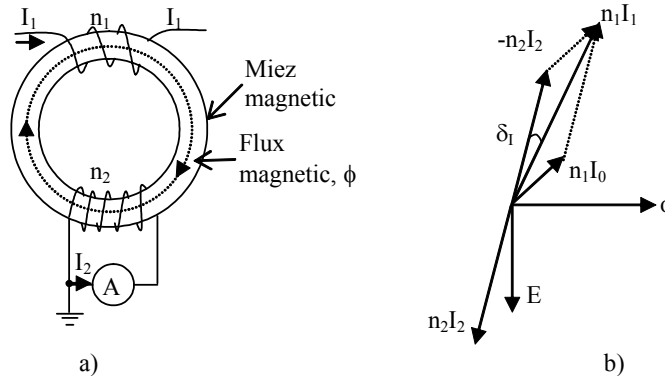


Fig. 3.6. Transformatorul de curent: a) schema de principiu; b) diagrama fazorială

Din cauza curentului magnetizant I_0 , care nu este chiar egal cu zero.

$$\frac{I_1}{I_2} \cong \frac{n_2}{n_1} \quad (3.23)$$

apărând astfel o eroare de raport ε_I și o eroare de unghi δ_I .

Clasa de exactitate a transformatoarelor de curent este $0,02 \div 0,05 \%$.

Folosind un transformator de curent tip clește, măsurarea se face fără întreruperea circuitului respectiv.

De asemenea, există și transformatoare de RF la care miezul este din ferită sau chiar lipsește.

În general ieșirea transformatoarelor de RF este fie prin termocuplu, fie prin detector de vârf, în ambele cazuri existând limitări la frecvențe joase.

3.3. REDUCTOARE DE PUTERE

3.3.1. DEFINIȚIE, FUNCȚIONARE

Atenuatoarele sunt cuadripoli rezistivi, care permit reducerea puterii de intrare, P_1 , cu menținerea constantă a rezistențelor de intrare, R_i , și a rezistenței de ieșire, R_e , dacă debitează pe o rezistență de sarcină egală cu impedanță caracteristică, R_c , a cuadripolului respectiv.

Principalele utilizări ale atenuatoarelor sunt:

- ca dispozitive de reglare a puterii, în wattmetre, generatoare sau alte echipamente electrice;
- ca dispozitive independente, folosite la măsurări.

Schema unui atenuator este prezentată în Fig. 3.7, iar valoarea atenuării, a , este dată de relația:

$$a = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \quad [\text{dB}] \quad (3.24)$$

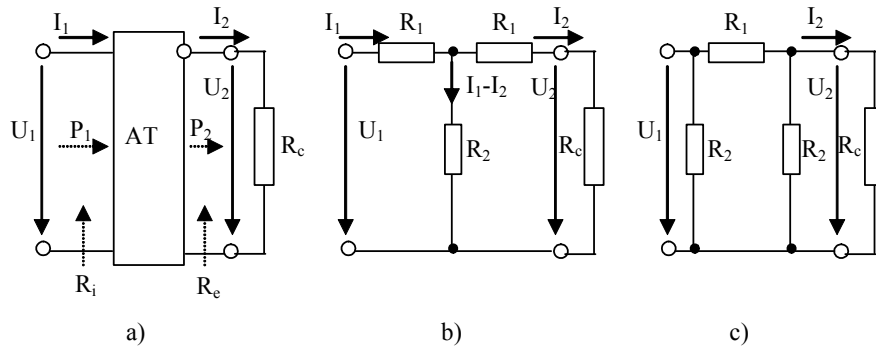


Fig. 3.7. Atenuatoare: a) schema de principiu; b) atenuator în T; c) atenuator în π

Așa cum s-a arătat la §1.2, atenuarea poate fi scrisă și sub formele:

$$a = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_1}{U_2} \quad [\text{dB}] \quad (3.25)$$

$$a = 20 \cdot \log_{10} \frac{I_1}{I_2} \quad [\text{dB}] \quad (3.26)$$

De asemenea, factorul de reducere a puterii, k , poate fi exprimat funcție de factorul de reducere a tensiunii sau curentului, m .

$$k = \frac{P_1}{P_2} \quad m = \frac{U_1}{U_2} \quad k = m^2 \quad (3.27)$$

dacă există relația:

$$R_i = R_e = R_c \quad (3.28)$$

Principalii parametri ai atenuatoarelor sunt:

- atenuarea, a ;
- impedanța caracteristică, R_c ;
- puterea maximă la intrare, P_{max} ;
- exactitatea.

Sunt câteva cerințe pe care trebuie să le îndeplinească atenuatoarele:

- atenuarea să fie precis definită și liniară;
- atenuarea să nu depindă de frecvență pentru domenii largi de frecvență;
- Rezistențele R_i , R_e , R_c , să fie constante și independente de frecvență și atenuare.
- Rezistența caracteristică, R_c , este standardizat 600Ω în audiofrecvență -AF (Hz ÷ zeci de kHz) și 50Ω sau 75Ω în radiofrecvență – RF (peste zeci de kHz).

De asemenea, atenuatoarele pot fi construite în configurație fixă sau reglabilă.

3.3.2. ATENUATOARE FIXE

La atenuatoarele fixe, atenuarea nu depășește, în general, 40-50 dB, fiind limitată de zgomote, atunci când semnalul de ieșire devine comparabil cu nivelul zgomotului.

Cele mai răspândite atenuare fixe sunt circuitele în T, π și T șuntat.

a) **Atenuatorul în T** este prezentat în Fig. 3.7b.

Se poate calcula valoarea rezistențelor R_1 și R_2 , funcție de atenuarea, a , și de rezistența caracteristică, R_c .

În cele ce urmează se calculează aceste rezistențe funcție de factorul de reducere al tensiunii sau a curentului, m .

Din Fig. 3.7.b, se calculează mai întâi rezistența de intrare a atenuatorului, R_i , care este formată din R_1 în serie cu: R_2 ce este în paralel cu a doua rezistență R_1 înseriată cu R_c .

$$R_i = R_1 + \frac{R_2(R_1 + R_c)}{R_1 + R_c + R_2} \quad (3.29)$$

Dacă curentul de intrare este I_1 și curentul de ieșire I_2 , rezultă că curentul prin rezistența R_2 are valoarea $(I_1 - I_2)$.

Deoarece tensiunea la bornele rezistenței R_2 este egală cu tensiunea la bornele rezistențelor R_1 înseriată cu R_c , adică:

$$(I_1 - I_2)R_2 = (R_1 + R_c)I_2 \quad (3.30)$$

rezultă pentru raportul curenților:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_1 + R_2 + R_c}{R_2} \quad (3.31)$$

Pe de altă parte, se știe că:

$$R_i = R_c \quad (3.32)$$

și

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_1}{U_2} = m \quad (3.33)$$

În aceste condiții rezultă:

$$\begin{cases} R_c = R_1 + \frac{R_2(R_1 + R_c)}{R_1 + R_c + R_2} \\ m = \frac{R_1 + R_2 + R_c}{R_2} \end{cases}$$

Din a doua ecuație se calculează valoarea lui R_1 , iar prima ecuație se aduce la același numitor, înlocuindu-se R_1 .

$$\begin{cases} R_c \cdot m R_2 = [(m-1)R_2 - R_c]m R_2 + R_2(m-1)R_2 \\ R_1 = (m-1)R_2 - R_c \end{cases}$$

Din prima ecuație se poate determina R_2 .

$$\begin{cases} 2R_c \cdot m = (m^2 - m + m - 1)R_2 \\ R_1 = (m-1)R_2 - R_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} R_2 = \frac{2mR_c}{m^2 - 1} \\ R_1 = R_c \left(\frac{2m}{m+1} - 1 \right) \end{cases}$$

Astfel valorile celor două rezistențe sunt:

$$\begin{cases} R_2 = \frac{2mR_c}{m^2 - 1} \\ R_1 = R_c \frac{m-1}{m+1} \end{cases} \quad (3.34)$$

b) **Atenuatorul în π** este prezentat în Fig. 3.7c.

Se poate face trecerea de la atenuatorul în π la atenuatorul în T, pentru care au fost calculate rezistențele, printr-o transformare triunghi-stea.

Astfel, pentru Fig. 3.7c, valorile configurației stea sunt:

$$R_{12} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (3.35)$$

$$R_{22} = \frac{R_2^2}{R_1 + 2R_2} \quad (3.36)$$

Odată făcută transformarea triunghi – stea, s-a ajuns în cazul atenuatorului în T cu două rezistențe R_{12} și una R_{22} pentru care relațiile (3.34) devin:

$$\begin{cases} R_{22} = \frac{2mR_c}{m^2 - 1} \\ R_{12} = R_c \frac{m-1}{m+1} \end{cases} \quad (3.37)$$

Dacă se înlocuiesc R_{12} și R_{22} funcție de R_1 , R_2 și R_c din expresiile (3.35) și (3.36), rezultă două ecuații cu necunoscute R_1 și R_2 , deoarece R_c și m sunt cunoscute.

c) **Alternatorul în T șuntat.**

Acesta este prezentat în Fig. 3.8, unde este sugerată și transformarea triunghiului format din două rezistențe R_c și o rezistență R_1 în configurație stea, alcătuită din două rezistențe R_{1c} și o rezistență R_{cc} .

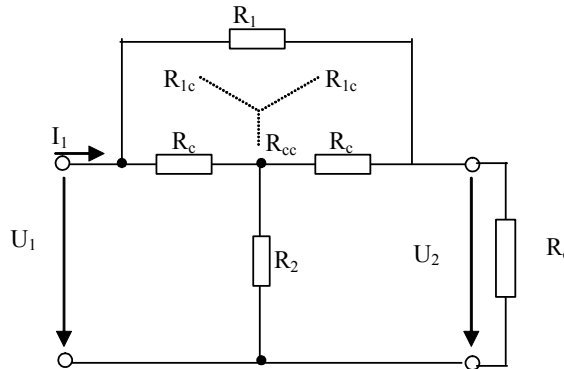


Fig. 3.8. Atenuator în T șuntat

Rezistențele obținute au valorile:

$$R_{1c} = \frac{R_1 R_c}{R_1 + 2R_c} \quad (3.38)$$

$$R_{cc} = \frac{R_c^2}{R_1 + 2R_c} \quad (3.39)$$

Prin această transformare se reduce atenuatorul în T șuntat la un atenuator în T pentru care sunt valabile relațiile:

$$\begin{cases} R_{1c} = R_c \frac{m-1}{m+1} \\ R_{cc} + R_2 = \frac{2mR_c}{m^2-1} \end{cases} \quad (3.40)$$

Dacă se înlocuiesc rezistențele echivalente R_{1c} și R_{cc} funcție de R_1 , R_2 și R_c se obțin două ecuații cu necunoscute R_1 și R_2 (R_c și m sunt cunoscute).

Avantajul atenuatorului în T șuntat față de atenuatoarele în T și π este că reglarea atenuării se face numai din două rezistențe (una de valoare R_1 și una de valoare R_2) în loc de trei.

3.3.3 ATENUATOARE REGLABILE

Există două tipuri principale de atenuatoare reglabile:

- atenuatoare cu reglare continuă.
- atenuatoare cu reglare în trepte.

Ca și **atenuator cu reglare continuă** este atenuatorul în T șuntat cu rezistențele reglabile R_1 și R_2 realizate sub formă de două potențiometre cilindrice cuplate mecanic în contratimp (când R_1 crește R_2 scade).

Pentru acestea, atenuarea este $a = 0,05 \div 30$ dB, iar clasa de exactitate este $0,2 \div 0,5$ % în AF și $1 \div 3$ % în RF.

Atenuatoarele cu reglare în trepte sunt realizate prin înscrierea mai multor celule identice - de obicei 10 - în T sau în π , așa cum se arată în Fig. 3.9.

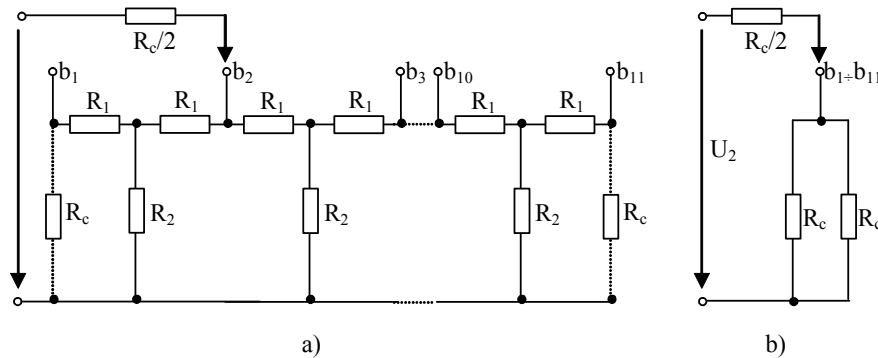


Fig. 3.9. Atenuator în trepte cu celule în T: a) atenuator reglabil în trepte cu 10 celule; b) rezistența echivalentă la intrare.

Atenuarea totală pentru un număr de n celule identice este:

$$a_n = n \cdot a \quad (3.41)$$

unde a este atenuarea unei celule.

O problemă la aceste atenuatoare este dată de faptul ca impedanța de intrare în atenuator trebuie să fie egală cu R_c indiferent de poziția comutatorului. De aceea la intrare se înscriază o rezistență egală cu jumătate din valoarea rezistenței caracteristice.

Așa cum se vede din schema echivalentă a atenuatorului Fig. 3.9b, pentru cursorul c pe oricare din pozițiile $b_2 \dots b_{10}$ rezultă:

$$R_{in} = \frac{R_c}{2} + \frac{R_c \cdot R_c}{R_c + R_c} = R_c \quad (3.42)$$

Pe poziția b_1 , când atenuarea este maximă și pe poziția b_{11} , când atenuare este minimă trebuie să se completeze cu câte o rezistență de valoare R_c , care apare punctat în Fig.3.9a.

3.4 AMPLIFICATOARE DE MĂSURĂ

Amplificatoarele de măsură, sunt utilizate în procesul de măsurare, pentru creșterea pragului de sensibilitate și deci măsurarea unor tensiuni, curenți, puteri de valori mici, pentru extragerea semnalului metrologic din zgomot, etc.

Amplificatoarele pot fi incluse în aparatele de măsurare electronice sau pot fi concepute ca dispozitive independente.

Ca și în cazul reductoarelor de semnal, cu care sunt complementare, amplificatoarele, după mărimea pe care o prelucrează, se clasifică în:

- amplificatoare de tensiune;
- amplificatoare de curent;

- amplificatoare de putere;

În cazul amplificatoarelor mai există și amplificatoare de sarcină.

Pe lângă aceste amplificatoare, există o multitudine de **amplificatoare speciale**, dintre care pot fi amintite:

- **Amplificatoarele logaritmice**, care, prin comprimarea scării aparatelor de măsurare, permit lărgirea intervalului de măsurare. Se fac, astfel, măsurări în domenii de variație ale măsurandului foarte mari, fără schimbarea scării de măsură a aparatelor;
- **Amplificatoare selective**, care prin amplificarea semnalelor doar într-o bandă foarte îngustă de frecvență, permit selectarea semnalului de frecvență dorită din multitudinea semnalelor și/sau zgomotelor ce îl însoțesc;
- **Amplificatoare cu modulare-demodulare**, care permit măsurarea tensiunilor continue foarte mici (sub 1-3 mV) sau în general extragerea din zgomot a semnalelor;
- **Amplificatoare de izolare**, la care ieșirea amplificatorului este izolată galvanic de intrarea lui, în vederea: amplificării unui semnal care este suprapus peste o tensiune de mod comun foarte înaltă, de ordinul sute sau mii de volți; protecției obiectului de măsurare sau a operatorului. Transmiterea semnalelor între cele două părți separate galvanic, la nivelul barierei de izolare, se face prin mai multe metode: magnetice (transformatoare de izolare); optice (optocuplor sau fibră optică); capacitive; transfer termic, etc.

O categorie specială de amplificatoare o constituie **amplificatoarele operaționale**.

3.4.1 CONFIGURAȚII DE BAZĂ UTILIZÂND AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Un amplificator operațional poate fi privit ca un cuadripol având o amplificare sau câștig în buclă deschisă foarte mare ($A_d = 10^4 \div 10^6$), o impedanță de intrare diferențială foarte mare ($R_d > 1 \div 10 \text{ M}\Omega$) și o rezistență de ieșire foarte mică (de ordinul zeci de Ω).

Datorită caracteristicilor sale el este larg răspândit având multiple aplicații: prelucrarea semnalului, măsurări și instrumentație, calcul analogic (poate realiza funcțiile de calcul clasice - adunarea, scăderea, multiplicarea, împărțirea, extragerea rădăcinii pătrate, integrarea, derivarea -), controlul și reglarea sistemelor.

Schema simplificată a amplificatorului operațional este dată în Fig. 3.10.

Caracteristica de transfer este liniară:

$$U_2 = A_d \cdot (U^+ - U^-) = A_d \cdot U_d \quad (3.43)$$

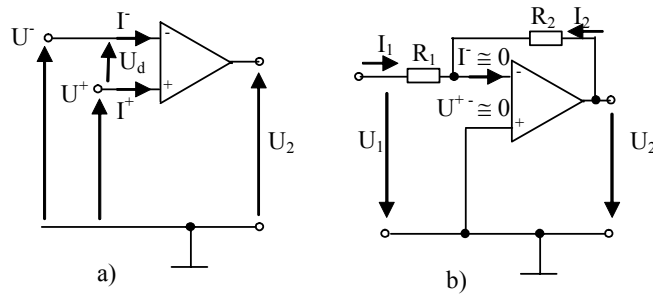


Fig. 3.10. Amplificatoare operaționale: a) simbolul AO; b) amplificator inversor.

Întrucât amplificarea diferențială, A_d , este foarte mare, iar tensiunea de ieșire este de ordinul câtorva volți, rezultă că tensiunea diferențială, U_d , este în general sub 1 mV, ceea ce înseamnă că bornele de intrare sunt aproape la același potențial.

De asemenea, deoarece rezistența de intrare diferențială, R_d , este foarte mare, rezultă curenți de polarizare pe cele două intrări - pozitivă și negativă - I^+ și I^- , foarte mici, deci apropiați de zero.

Pentru un amplificator operațional ideal se consideră că:

$$U_d = 0 \Leftrightarrow U^+ = U^- \quad (3.44)$$

$$I^+ = I^- = 0 \quad (3.45)$$

Datorită nesimetriei între etajele diferențiale ale amplificatorului operațional, în condiții reale, acesta prezintă și o amplificare parazită, denumită amplificare de mod comun, A_{mc} .

Astfel chiar dacă cele două tensiuni de la intrare lui sunt egale ($U^+ = U^- = U_{mc}$), tensiunea de ieșire, U_2 , nu este zero cum rezultă din (3.43), ci are o valoare, ΔU_2 .

$$\Delta U_2 = A_{mc} \cdot U_{mc} \quad (3.46)$$

Adică o tensiunea de mod comun, U_{mc} , care apare pe ambele borne ale amplificatorului, dă naștere unei tensiuni de ieșire.

Pentru caracterizarea imunității amplificatoarelor operaționale la tensiunile de mod comun s-a introdus parametrul „raportul rejecției de mod comun”, RRMCM, ca fiind raportul dintre tensiunea de mod comun U_{mc} și o tensiune de intrare diferențială U_i care au același efect la ieșire.

RRMCM exprimat în dB este:

$$RRMCM = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_{mc}}{U_i} \text{ [dB]} \quad (3.47)$$

unde tensiunea de intrare diferențială satisface relația:

$$\Delta U_2 = A_d \cdot U_i \quad (3.48)$$

Din relațiile (3.46), (3.47) și (3.48), rezultă că:

$$RRMC = 20 \cdot \log \frac{A_d}{10 A_{mc}} \quad [\text{dB}] \quad (3.49)$$

Dintre configurațiile amplificatoarelor operaționale cu reacție negativă se vor prezenta:

- amplificatorul inversor;
- amplificatorul neinversor;
- amplificatorul diferențial.

a) **Amplificatorul inversor** este prezentat în Fig. 3.10b.

Ținând cont de faptul că tensiunea între bornele plus și minus ale AO este aproximativ egală cu zero, rezultă că:

$$U_1 = R_1 \cdot I_1 \quad (3.50)$$

$$U_2 = R_2 \cdot I_2 \quad (3.51)$$

Deoarece curenții de intrare în AO sunt aproximativ egali cu zero, rezultă că:

$$I_1 = -I_2 \quad (3.52)$$

Din relația (3.50) se determină I_1 .

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} \quad (3.53)$$

Din relațiile (3.51), (3.52) și (3.53), rezultă valoarea tensiunii de ieșire, U_2 ,

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_1 \quad (3.54)$$

În cazul amplificatorului inversor tensiunea de intrare este aplicată pe borna inversoare, iar tensiunea de ieșire are polaritate inversă față de cea de intrare.

b) **Amplificatorul neinversor** este prezentat în Fig. 3.11a

Ținând cont de faptul că tensiunea între bornele plus și minus ale AO este aproximativ egală cu zero și curenții de intrare în AO sunt aproximativ egali cu zero, rezultă următoarele relații:

$$R_1 \cdot I_1 + U_1 = 0 \quad (3.55)$$

$$U_2 = R_2 \cdot I_2 - R_1 \cdot I_1 \quad (3.56)$$

$$I_1 + I_2 = 0 \quad (3.57)$$

Din (3.55) rezultă:

$$I_1 = -\frac{U_1}{R_1} \quad (3.58)$$

Din (3.56) și (3.57), rezultă:

$$U_2 = -R_2 \cdot I_1 - R_1 \cdot I_1 \quad (3.59)$$

Astfel tensiunea de ieșire U_2 este:

$$U_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_1 \quad (3.60)$$

În cazul amplificatorului neinversor tensiunea de intrare este aplicată pe borna neinversoare, iar tensiunea de ieșire are aceeași polaritate cu tensiunea de intrare.

c) **Amplificatorul diferențial** este prezentat în Fig. 3.11b.

Pentru determinarea tensiunii de ieșire U_2 se aplică suprapunerii efectelor.

Tensiunea U_2 este suma dintre tensiunea la ieșire U_{21} datorată tensiunii aplicată pe intrarea inversoare, U_{11} , și tensiunea la ieșire datorată tensiunii aplicate pe intrarea neinversoare U_{12} .

$$U_2 = U_{21} + U_{22} \quad (3.61)$$

Astfel, când la intrare se aplică U_{11} , iar $U_{12} = 0$, circuitul devine inversor, iar tensiunea la ieșire este:

$$U_{22} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{11} \quad (3.62)$$

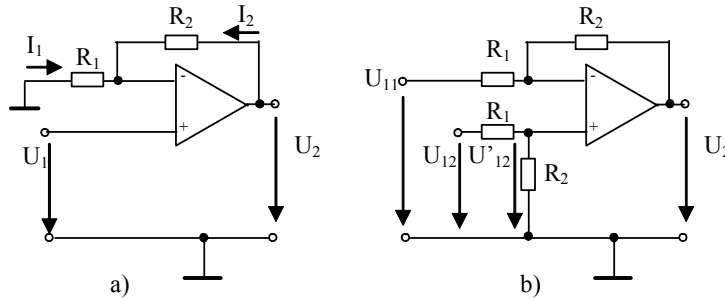


Fig. 3.11. Amplificatoare operaționale: a) amplificator neinversor; b) amplificator diferențial.

Când la intrare se aplică U_{12} , iar $U_{11} = 0$, circuitul devine neinversor, iar tensiunea la ieșire este:

$$U_{22} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U'_{12} \quad (3.63)$$

Din Fig. 3.11b rezultă că:

$$U'_{12} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{12} \quad (3.64)$$

Deci:

$$U_{22} = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{12} \quad (3.65)$$

Prin suprapunerea efectelor, tensiunea la ieșirea amplificatorului diferențial este:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{12} - U_{11}) \quad (3.66)$$

În acest fel este amplificată diferența dintre cele două tensiuni aplicate la intrare.

3.4.2 AMPLIFICATORUL DE INSTRUMENTAȚIE

Amplificatorul de instrumentație se caracterizează prin: impedanță de intrare mare; amplificare diferențială reglabilă; rejectia perturbațiilor de mod comun mare.

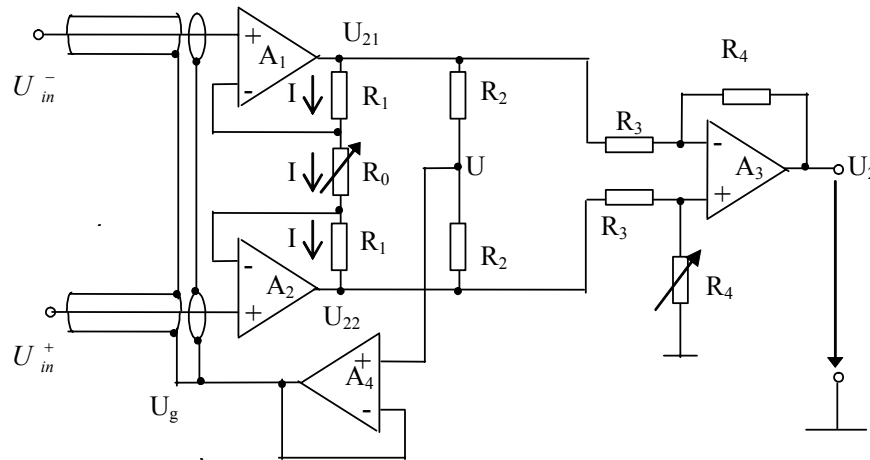


Fig. 3.12. Amplificatorul de instrumentație cu gardare.

El este reprezentat în fig. 3.12 și este alcătuit din:

Amplificatorul de instrumentație propriu zis, compus din amplificatoarele operaționale A_1 , A_2 , A_3 și rezistențele R_0 , $2 \times R_1$, $2 \times R_3$, $2 \times R_4$.

Circuitul de obținere a tensiunii, U_g , de comandă a gărzii (garda amplificatorului și a ecranului cablului coaxial de preluare a tensiunii de intrare), compus din două rezistențe de valoare R_2 și amplificatorul operațional A_4 , în configurație de repetor de tensiune.

a) Ecuația de funcționare

$$U_2 = A(U_{in}^+ - U_{in}^-) \quad (3.67)$$

Pentru calculul amplificării (câștigului) A se pleacă de la faptul că valorile curentului I prin rezistențele R_1 (din reacția lui A_1), R_0 , și R_1 (din reacția lui A_2) sunt egale. Aceasta se întâmplă în ipoteza că amplificatoarele operaționale A_1 și A_2

sunt ideale (curenții la bornele minus sau plus ale amplificatoarelor operaționale sunt zero) .

Se scriu valorile celor trei curenți ținând cont că pentru amplificatoarele operaționale ideale tensiunea între bornele de intrare plus și minus este zero.

$$I = \frac{U_{21} - U_{in}^-}{R_1} = \frac{U_{in}^- - U_{in}^+}{R_0} = \frac{U_{in}^+ - U_{22}}{R_1} \quad (3.68)$$

Din a doua și din a treia egalitate se obțin pentru tensiunile U_{21} și U_{22} valorile.

$$U_{21} = U_{in}^- \left(1 + \frac{R_1}{R_0} \right) - U_{in}^+ \frac{R_1}{R_0} \quad (3.69)$$

$$U_{22} = U_{in}^+ \left(1 + \frac{R_1}{R_0} \right) - U_{in}^- \frac{R_1}{R_0} \quad (3.70)$$

Cele două rezistențe R_3 , două rezistențe R_4 și A_3 formează un amplificator diferențial a cărui tensiune de ieșire este:

$$U_2 = \frac{R_4}{R_3} (U_{22} - U_{21}) \quad (3.71)$$

Înlocuind expresiile lui U_{21} și U_{22} date de (2.20) și (2.21), se obține:

$$U_2 = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_0} \right) (U_{in}^+ - U_{in}^-) \quad (3.72)$$

b). Gardarea intrării

Pentru a reduce influența impedanței cablului de conexiune electrod - amplificator, ecranul acestui cablu trebuie conectat la un potențial U_g cât mai apropiat de cel al „firului cald” (firul central), operație ce este denumită gardare.

În vederea obținerii tensiunii U_g se utilizează rezistențele R_2 , precum și amplificatorul repetor A_4 .

Prin intermediul celor două rezistențe de valoare R_2 se sumează tensiunile U_{21} și U_{22} rezultând tensiunea U .

$$U = \frac{U_{21} + U_{22}}{2} \quad (3.73)$$

Dacă se înlocuiesc valorile lui U_{21} și U_{22} , date de relațiile (2.20), (2.21) se obține:

$$U = \frac{U_{in}^+ + U_{in}^-}{2} \quad (3.74)$$

Considerând sursa de semnal simetrică:

$$U_{in}^+ = V_{mc} + \frac{e}{2} \quad (3.75)$$

$$U_{in}^- = V_{mc} - \frac{e}{2} \quad (3.76)$$

unde V_{mc} este tensiunea perturbatoare de mod comun și „e” este tensiunea de interes (ea apare ca tensiune diferențială, $e = U_{in}^+ - U_{in}^-$), rezultă că:

$$U = V_{mc} \quad (3.77)$$

Tensiunea astfel obținută este aplicată amplificatorului repetor A_4 și mai departe conectată la „garda” cablului de conexiune electrozi – amplificator.

$$U_g = U = V_{mc} \quad (3.78)$$

Dacă $e \ll V_{mc}$ (cazul amplificării unui semnal diferențial de nivel scăzut în prezența unei tensiuni perturbatoare de mod comun de nivel mare), potențialele firelor centrale (U_{in}^- și U_{in}^+) sunt aproximativ egale cu V_{mc} , deci ele au același potențial ca și ecranul de gardă (U_g).

Observații:

Amplificarea sau câștigul amplificatorului de instrumentație este

$$A = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_0} \right).$$

Amplificarea poate fi stabilită sau reglată dintr-o singură rezistență (rezistența R_0). Acesta este un avantaj al amplificatorului de instrumentație față de amplificatorul diferențial simplu (amplificatorul A_3 , din figura 2.6) unde trebuie reglate simultan cele două rezistențe de valoare R_4 sau cele două rezistențe de valoare R_3 pentru a modifica câștigul.

Comparând tensiunile de la intrarea amplificatorului de instrumentație

$$U_{in}^+ = V_{mc} + \frac{e}{2}$$

$$U_{in}^- = V_{mc} - \frac{e}{2}$$

cu tensiunile de la intrarea amplificatorului diferențial U_{21} și U_{22} obținute prin înlocuirea lui U_{in}^+ și U_{in}^- în relațiile (2.20) și (2.21).

$$U_{21} = V_{mc} - \frac{e}{2} \left(\frac{2R_1}{R_0} + 1 \right)$$

$$U_{22} = V_{mc} + \frac{e}{2} \left(\frac{2R_1}{R_0} + 1 \right)$$

se observă că tensiunea de mod comun nu a fost amplificată de amplificatoarele A_1 și A_2 (pentru V_{mc} câștigul este 1), iar tensiunea de mod diferențial „e” a fost

amplificată de $\left(1 + 2 \frac{R_1}{R_0} \right)$ ori. Acest lucru este echivalent cu o creștere a

raportului rejecției de mod comun la amplificatorul de instrumentație față de cel al amplificatorului diferențial, adică:

$$RRMC_{AI} = \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_0} \right) \cdot RRMC_{A_3}.$$

Pentru ca raportul rejecției de mod comun să fie mare, trebuie ca raportul rezistențelor R_4 și R_3 de la intrarea minus a lui A_3 să fie egal cu raportul rezistențelor R_4 și R_3 de la intrarea plus a lui A_3 și din acest motiv o rezistență R_4 trebuie să permită un reglaj fin.

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. Ignea A., *Măsurări și teste în Compatibilitatea Electromagnetică*, Timișoara, Walddress, 1996.
21. Iliescu C., Golovanov C., Szabo W., Szekely I., Bărbulescu D., *Măsurări electrice și electronice*, București, EDP, 1983.
22. Ionescu G.: *Măsurări și traductoare*, București (EDP), 1985.
23. ISO/IEC/OIML/BIPM, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, 1992.
24. Kanda M., *Standard Probes for Electromagnetic Field Measurements*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 10, 1993.
25. Mărcuță C., Crețu M., *Măsurări electrice și electronice*, Editura Tehnica Info, Chișinău, 2002.
26. McGhee J., Kulesza W., Korczynski M. J., Henderson I. A., *Measurement Data Handling*, Vol 1 and Vol. 2, Lodz, 2001.
27. Millea A., *Măsurări Electrice*, București: Editura Tehnică, 1980.
28. Miller E.K., *Time-Domain Measurements in Electromagnetics*, New York, Van Nostrand Reinhold, 1986.
29. Morgan D., *A Handbook for EMC Testing and Measurement*, London, Peter Peregrinus Ltd., 1994.
30. Munteanu R., Todoran G., *Teoria și practica prelucrării datelor de măsurare*, Editura Mediamira, Cluj, 1997.
31. Pallas-Arenz R., Webster J. G., *Sensors and signal conditioning*, Second edition, John Wiley & Sons. Inc., New York, 2001.
32. Prieur G. et Nadi M. - *La mesure et l'instrumentation - Etat de l'art et perspectives*, Paris, (Masson), 1995.
33. 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. IEEE Sensors Journal.
34. Sălceanu A., Crețu M., Sărmășanu C., *Zgomote și interferențe în instrumentație*, Iași, CERMI, 1999.
35. 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; Otawa 2002; London 2004).
36. Szekely, I., Szabo W., Munteanu R., *Sisteme pentru achiziția și prelucrarea datelor*, Editura Mediamira, Cluj- Napoca, 1997.
37. Sydeham P. H. (ed), *Handbook of Measurement Science, Volume1, Theoretical Fundamentals*, John Wiley & Sons, Chichester, New York, 1982.
38. Todos P., Golovanov C., *Senzori și traductoare*, Editura Tehnică U. T. M., Chișinău, 1998.

39. Vremeră E., *Măsurări electrice și electronice*, Matrix Rom, București, 1998.
40. Walt Boyes, *Instrumentation Reference Book*, Third Edition, Butterworth Heinemann, Boston, Oxford, Johannesburg, Melbourne, New Delhi, Singapore, 2003.
41. Webster J. G. (ed), *The Measurement, Instrumentation, and Sensor Handbook*, CRC Press. IEEE Press, United States of America, 1999.

