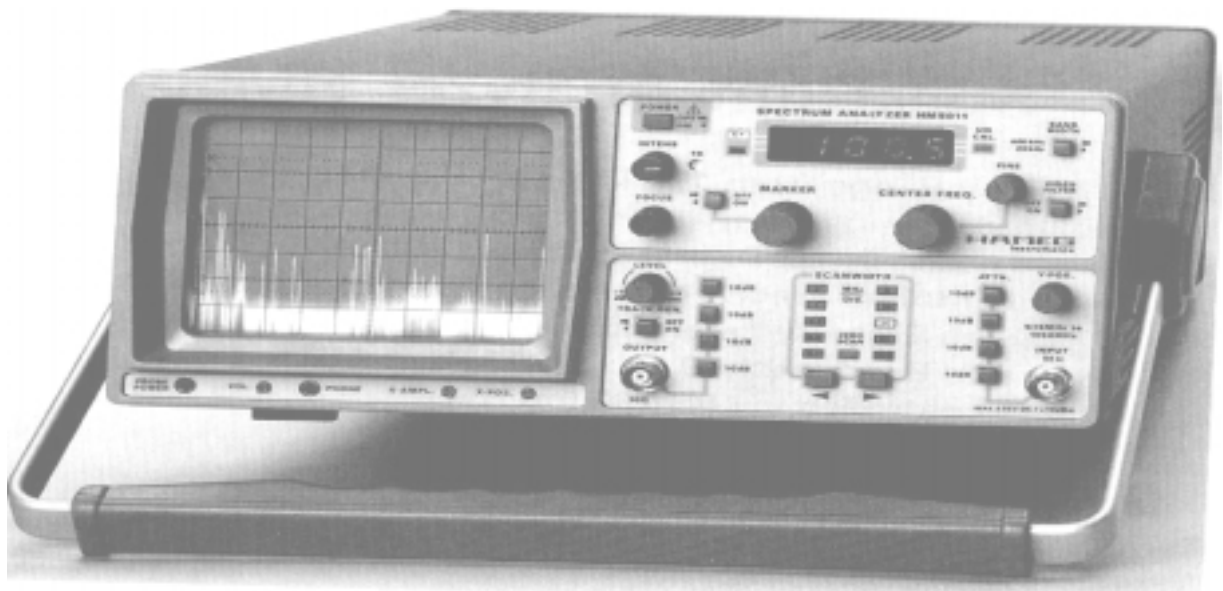




Şef lucrări ing. **MIHAI MIRON**
Asist. univ. ing. **LILIANA MIRON**

MĂSURĂRI ELECTRICE ŞI ELECTRONICE



BRAŞOV – 2003

Tehnoredactare computerizată:

Liliana MIRON
Carmen URSOIU
Mihai MIRON

Coperta:

Carmen URSOIU

Tipărit:

Editura Academiei Forțelor Aeriene “Henri Coandă”
Brașov 2003

I.S.B.N. 973-8415-13-6

Prefață

În contextul dezvoltării tehnologice actuale, măsurările reprezintă un domeniu indispensabil activității tehnico-științifice. Transferurile de energie, precum și cele de informație, se realizează în principal pe suportul mărimilor electromagnetice, motiv pentru care măsurarea cu precizie a acestor mărimi este absolut necesară desfășurării normale a respectivelor procese.

Prezenta lucrare abordează o parte a domeniului măsurărilor cu suport electric, adresându-se cu precădere studenților din Academia Forțelor Aeriene “Henri Coandă”, cu intenția de a fi un sprijin în însușirea cunoștințelor transmise la cursul de profil.

Lucrarea prezintă probleme fundamentale ale domeniului, precum și unele tendințe moderne în desfășurarea procesului măsurării și controlului mărimilor, fiind accesibilă celor interesați de domeniul abordat.

Dorim să mulțumim tuturor celor ce ne-au sprijinit în realizarea prezentei lucrări, precum și celor ce ne vor semnala eventualele greșeli de formă și conținut introduse.

Autorii

CUPRINS:

1. Probleme de bază ale măsurărilor electrice și electronice	9
1.1 Mărimi fizice și măsurarea lor	9
1.1.1 Noțiuni introductive	9
1.1.2 Clasificarea mărimilor măsurabile	9
1.1.3 Sisteme de unități de măsură	10
1.1.4 Mijloace electrice de măsurare	10
1.1.5 Metode electrice de măsurare	10
1.2 Schemele funcționale și caracteristicile metrologice ale mijloacelor electrice de măsurare	12
1.2.1 Schemele funcționale ale aparatelor electrice de măsurare	12
1.2.2 Caracteristicile metrologice ale mijloacelor electrice de măsurare	13
1.3 Erori de măsurare	14
1.3.1 Generalități	14
1.3.2 Clasificarea erorilor de măsurare	15
1.3.3 Modul de exprimare a erorilor intinseci	17
1.4 Traductoare electrice	19
1.4.1 Generalități	19
1.4.2 Clasificarea traductoarelor electrice	19
1.4.3 Traductoare rezistive	20
1.4.4 Traductoare inductive	22
1.4.5 Traductoare capacitive	25
1.4.6 Traductoare generatoare	26
1.4.7 Traductoare digitale	28
2. Aparatură electrică analogică pentru măsurare	29
2.1 Instrumente electrice analogice	29
2.1.1 Definiții. Clasificare	29
2.1.2 Părțile componente ale instrumentelor de măsurare	29
2.1.3 Cupluri care acționează în regim static asupra dispozitivului mobil	32
2.1.4 Ecuația generală de mișcare a dispozitivului mobil a instrumentelor de măsurare	32
2.2 Circuite auxiliare ale aparatelor de măsurare	34
2.2.1 Circuite pentru extinderea domeniului de măsurare	34
2.2.2 Circuite pentru dilatarea sau comprimarea scării de măsurare	37
2.2.3 Circuite pentru protecția aparatelor la suprasarcină	37
2.3 Aparatură electrică de măsurare cu instrument magnetoelectric	38
2.3.1 Instrumente magnetoelectrice cu cadru mobil	38
2.3.2 Logometre magnetoelectrice	40
2.3.3 Galvanometre de curent continuu	40
2.3.4 Voltmetre cu instrument magnetoelectric	40
2.3.5 Ampermetre cu instrument magnetoelectric	42
2.3.6 Multimetre	44
2.4 Aparatură electrică de măsurare cu instrument feromagnetic	46
2.4.1 Construcția și funcționarea instrumentelor feromagnetice	46
2.4.2 Proprietățile instrumentelor feromagnetice	48
2.4.3 Voltmetre cu instrument feromagnetic	48
2.4.4 Ampermetre cu instrument feromagnetic	50
2.5 Aparatură electrică de măsurare cu instrument electrodinamic	51
2.5.1 Construcția și funcționarea instrumentului electrodinamic	51
2.5.2 Proprietățile instrumentului electrodinamic	52
2.5.3 Voltmetre cu instrument electrodinamic	53
2.5.4 Ampermetre cu instrument electrodinamic	53
2.6 Aparatură electrică de măsurare cu instrument de inducție	55
2.6.1 Generalități	55
2.6.2 Instrumentul de inducție cu trei fluxuri	56
2.6.3 Contorul monofazat de inducție	57
2.7 Puncte de măsurare	59
2.7.1 Generalități	59

2.7.2	Punți de curent continuu.....	59
2.7.3	Punți de curent alternativ.....	67
	3. Aparate electronice analogice pentru măsurare	70
3.1	Voltmetre, ampermetre și ohmmetre electronice.....	70
3.1.1	Voltmetre electronice analogice.....	70
3.2	Osciloscopae catodice în timp real.....	78
3.2.1	Generalități.....	78
3.2.2	Tubul catodic.....	78
3.2.3	Funcționarea de ansamblu a osciloscopului catodic.....	79
3.2.4	Generatorul de baleiaj.....	80
3.2.5	Circuitul de sincronizare.....	81
3.2.6	Baza de timp întârziată.....	81
3.2.7	Osciloscopae cu mai multe canale.....	82
3.2.8	Osciloscopae speciale.....	83
	4. Aparate electronice numerice pentru măsurare	84
4.1	Conversia analog-numerică (digitală) a semnalelor electrice.....	84
4.1.1	Generalități.....	84
4.1.2	Eșantionarea semnalelor analogice.....	84
4.1.3	Reconstituirea semnalelor eşantionate.....	86
4.1.4	Cuantizarea semnalelor.....	88
4.1.5	Codarea semnalelor.....	91
4.2	Convertoare analog-digitale.....	95
4.2.1	Convertoare A/D – clasificare.....	95
4.2.2	Convertoare A/D directe.....	95
4.2.3	Convertoare A/D indirecte.....	99
4.3	Convertoare digital-analogice.....	102
4.3.1	Generalități.....	102
4.3.2	Convertoare D/A directe.....	102
4.3.3	Convertoare D/A indirecte.....	105
4.4	Microprocesorul în aparatele de măsurare digitale.....	106
4.4.1	Generalități.....	106
4.4.2	Structura unui microsistem pe bază de microprocesor.....	107
4.4.3	Structura generală a unui microprocesor.....	109
4.4.4	Funcționarea unui microprocesor.....	111
4.4.5	Efectele implementării microprocesoarelor în aparatura de măsurare..	113
4.4.6	Structura aparatelor de măsurare cu microprocesor.....	114
4.4.7	Funcțiile microprocesorului în aparatura de măsurare și control.....	116
4.5	Voltmetre și ampermetre numerice (digitale).....	117
4.5.1	Voltmetrul numeric de tensiune continuă.....	117
4.5.2	Tipuri de voltmetre numerice.....	118
4.5.3	Ampermetre numerice.....	118
4.6	Aparate digitale pentru măsurarea mărimilor temporale.....	120
4.6.1	Numărătorul universal.....	120
4.6.2	Principiul măsurării digitale a frecvenței.....	121
4.6.3	Principiul măsurării raportului a două frecvențe.....	122
4.6.4	Principiul măsurării perioadei.....	122
4.6.5	Principiul măsurării intervalelor de timp.....	123
	5. Măsurarea electrică a mărimilor	125
5.1	Măsurarea rezistenței electrice.....	125
5.1.1	Generalități.....	125
5.1.2	Metode directe de măsurare a rezistenței.....	125
5.1.3	Metoda directă cu substituție pentru măsurarea rezistenței.....	129
5.1.4	Metoda indirectă (a ampermetrului și voltmetrului) de măsurare a rezistenței.....	129
5.1.5	Metode de punte pentru măsurarea rezistenței.....	131
5.2	Măsurarea capacității.....	132
5.2.1	Generalități.....	132
5.2.2	Metoda directă de măsurare a capacității. Capacimetre.....	132
5.2.3	Metoda indirectă (a ampermetrului și voltmetrului) pentru măsurarea capacității.....	133
5.2.4	Metode de punte pentru măsurarea capacității.....	133

5.3	<i>Măsurarea inductivității</i>	136
5.3.1	Măsurarea inductivității proprii	136
5.3.2	Măsurarea inductivității mutuale.....	139
5.4	<i>Măsurarea modului și fazei impedanțelor</i>	142
5.4.1	Generalități.....	142
5.4.2	Metode directe de măsurare a impedanței. Impedanțmetre.....	142
5.4.3	Metode indirecte de măsurare a impedanței.....	143
5.5	<i>Măsurarea puterii electrice</i>	145
5.5.1	Măsurarea puterii în circuitele de curent continuu.....	145
5.5.2	Măsurarea puterii în circuitele monofazate de curent alternativ.....	146
5.5.3	Măsurarea puterii active în circuitele trifazate fără conductor neutru.....	150
5.5.4	Măsurarea puterii active în circuitele trifazate cu conductor neutru.....	152
5.5.5	Măsurarea puterii reactive în circuitele electrice de c.a. cu ajutorul wattmetrelor.....	152
5.5.6	Măsurarea puterii reactive în circuitele trifazate.....	153
5.5.7	Măsurarea puterii în audiofrecvență.....	155
5.6	<i>Măsurarea analogică a frecvenței</i>	157
5.6.1	Frecvențmetre analogice.....	157
5.6.2	Metoda de punte pentru măsurarea frecvenței.....	160
5.6.3	Metoda comparației pentru măsurarea frecvenței.....	160
5.6.4	Metoda de rezonanță pentru măsurarea frecvenței	161
5.7	<i>Măsurarea unor mărimi neelectrice</i>	163
5.7.1	Măsurarea distanțelor.....	163
5.7.2	Măsurarea forțelor.....	163
5.7.3	Măsurarea vitezei vehiculelor.....	164
	<i>6. Sisteme de achiziție și prelucrare de date</i>	166
6.1	<i>Introducere în sisteme de achiziție și prelucrare de date</i>	166
6.1.1	Funcțiile sistemelor de achiziție și prelucrare a datelor.....	166
6.1.2	Structuri de sisteme pentru achiziție și prelucrare de date.....	169
6.2	<i>Instrumente virtuale</i>	171
6.2.1	Generalități.....	171
6.2.2	Arhitectura instrumentelor virtuale.....	172
6.2.3	Software pentru instrumente virtuale.....	173

“ Să măsurăm ceea ce se poate măsura și să
facem măsurabil ceea ce nu se poate încă.”

GALILEO GALILEI

sec. XVI

1. PROBLEME DE BAZĂ ALE MĂSURĂRILOR ELECTRICE ȘI ELECTRONICE

1.1 Mărimi fizice și măsurarea lor

1.1.1 Noțiuni introductive

Aprecierea cantitativă a fenomenelor fizice constă în a asocia numere diverselor stări pe care acestea le reprezintă. Aceasta implică pe de o parte existența unei unități de măsură, iar pe de altă parte existența unui mijloc de măsurare care să arate de câte ori unitatea dată se cuprinde în mărimea respectivă.

Mărimea fizică este proprietatea sau atributul comun al unei clase de obiecte, fenomene, procese, etc.

Există două tipuri de mărimi fizice:

- *definibile* - cele pentru care se poate obține o informație care să permită definirea lor;

- *măsurabile* - mărimile pentru care este posibilă atribuirea numerelor și pentru care s-au elaborat atât metoda de măsurare cât și mijlocul de măsurare prin care este posibilă această atribuire.

Măsurarea este un experiment prin care cu mijloace tehnice și principii adecvate se compară măsurandul (mărimea de măsurat) cu unitatea de măsură, având ca rezultat un număr denumit *valoarea măsurandului* (de regulă un număr real).

$$V = \frac{M}{\text{u.m.}}, \quad V \in \{R\}.$$

Totalitatea numerelor reale ce pot fi atribuite unei marimi măsurabile se constituie în *scala de măsurare*.

Domeniul măsurărilor este denumit *metrologie*, termen ce provine din limba greacă veche (*metron* – măsură; *logos* – vorbire), având ca orice știință baze teoretice proprii, metode caracteristice de lucru și o solidă bază practică.

1.1.2 Clasificarea mărimilor măsurabile

După modul de obținere a energiei de măsurare mărimile măsurabile se clasifică în:

- *mărimi active*: temperatura, tensiunea electrică, intensitatea curentului electric, etc. (mărimile măsurabile care permit eliberarea energiei de măsurare);

- *mărimi pasive*: masa, vâscozitatea, rezistența electrică, etc. (mărimile măsurabile care nu permit eliberarea energiei de măsurare).

După modul de variație în timp clasificarea mărimilor măsurabile este:

- *mărimi constante*;

- *mărimi variabile - staționare*;

- *staționare - periodice - sinusoidale*;

- *nesinusoidale*.

- *neperiodice (aleatoare)*.

Se consideră mărimi constante mărimile invariabile în timpul efectuării măsurării (0,1-10s).

Mărimile staționare sunt mărimi variabile a căror valoare efectivă, de vârf și valoare medie sunt constante în timp.

1.1.3 Sisteme de unități de măsură

Unitatea de măsură reprezintă o anumită cantitate dintr-o mărime careia i se asociază valoarea 1 conform unor convenții internaționale sau regionale. Aceasta trebuie să fie de aceeași natură cu mărimea de măsurat.

Sistemul de u.m. reprezintă totalitatea u.m. cu care se poate caracteriza o clasă de fenomene.

Un sistem coerent de u.m. conține un număr restrâns de *unități fundamentale* adoptate prin convenții internaționale și *unități derivate*, definite în funcție de unitățile fundamentale prin ecuații ale căror coeficienți numerici să fie unu.

În ceea ce privește sistemele coerente de unități este de remarcat că în 1793 a fost elaborat *Sistemul Metric*, care avea la bază două unități fundamentale: *metru* pentru lungime și *kilogram* pentru masă. În 1875 a fost semnat un act diplomatic – *Convenția metrului* - prin care Sistemul Metric a devenit sistem de unități cu aplicabilitate în toate țările semnatare. La această convenție România a aderat în 1883.

Ulterior au fost elaborate numeroase sisteme de u.m. adaptate unor nevoi specializate ale științei și tehnicii, eforturile pentru elaborarea unui sistem unic de unități fiind finalizate în 1960 prin adoptarea *Sistemului Internațional de Unități (S.I.)* care conține 7 unități fundamentale [metru, kilogram, secundă, amper, kelvin, mol, candelă], 2 unități suplimentare [radian, steradian] și 35 unități derivate. România a adoptat S.I. în 1961 și începând de la acea dată S.I. este singurul sistem de unități de măsură legal și obligatoriu în țara noastră, hotărâre prevăzută și în Legea metrologiei.

1.1.4 Mijloace electrice de măsurare

Mijloacele de măsurare reprezintă ansamblul mijloacelor tehnice care materializează și conservă unitățile de măsură și furnizează informații de măsurare.

Mijloacele electrice de măsurare sunt cele care permit măsurarea pe cale electrică a mărimilor, caracteristica lor principală fiind convertirea semnalului metrologic într-o mărime electrică. Principalele tipuri sunt: măsura, instrumentul de măsurare, aparatul de măsurare, instalația de măsurare, sistemul automat de măsurare.

Măsura este mijlocul de măsurare care materializează una sau mai multe valori ale unei mărimi fizice (u.m., multiplii sau submultiplii u.m.).

Instrumentul de măsurare reprezintă cea mai simplă asociere de dispozitive și elemente care poate furniza informații de măsurare, mărimea măsurată fiind raportată la o scară de repere.

Aparatul de măsurare este mijlocul de măsurare realizat pe baza unei scheme din mai multe convertoare electrice (include instrumentul de măsurare).

Instalația de măsurare este ansamblul de aparate de măsurare, măsuri și dispozitive anexă, reunite printr-o schemă sau metodă comună și care servesc pentru măsurarea uneia sau mai multor mărimi.

Sistemul automat de măsurare reunește măsuri, aparate de măsurare și tehnică de calcul, în scopul realizării unor funcții de măsurare complexe.

În funcție de destinația lor mijloacele de măsurare se clasifică în:

- etaloane;
- mijloace de măsurare de lucru.

Etaloanele sunt mijloacele de măsurare care materializează și conservă legal (la precizie maximă) u.m., iar *mijloacele de măsurare de lucru* sunt utilizate în toate domeniile de activitate pentru efectuarea măsurărilor.

1.1.5 Metode electrice de măsurare

Metoda (gr. *methodos* -“mijloc, cale”) electrică de măsurare (M.E.M.) reprezintă un sistem de reguli sau principii ce conduc la cunoașterea valorilor mărimilor prin conversia semnalului metrologic (semnalul energetic purtător al informației de măsurare) într-o mărime electrică.

După modul de variație al semnalului metrologic și de obținere al valorii măsurate se deosebesc: M.E.M. *analogice*, M.E.M. *digitale (numerice)* și M.E.M. *mixte*.

Caracteristic metodelor analogice este faptul că între mărimea de măsurat (X) și mărimile în care este convertit succesiv semnalului metrologic, respectiv mărimea de ieșire (Y), există o corespondență de tip *analog* (uzual de proporționalitate $y = kx$), iar valoarea măsurată se obține prin

aprecierea poziției unui ac indicator, a unui inductor sau a unui spot luminos în raport cu reperele unei scări gradate.



Fig.1 Procesul de măsurare.

O mărime analogică poate lua un număr infinit de valori într-un interval oarecare de timp (finit). Aparatele analogice prelucrează continuu mărimea de intrare, parcurgând întreaga gamă de valori ale acesteia.

În cazul unei metode numerice semnalul metrologic este discontinuu, măsurarea repetându-se după un anumit interval de timp, iar valoarea măsurată este prezentată sub forma unui număr pe afișaj. Mărimea de ieșire (Y) poate avea numai un număr finit de valori n , fiecare valoare fiind un multiplu al unei unități de bază Δy (cuantă). Mărimea de măsurat va fi deci împărțită în n intervale, fiecărui interval fiindu-i alocată o valoare discretă y_i .

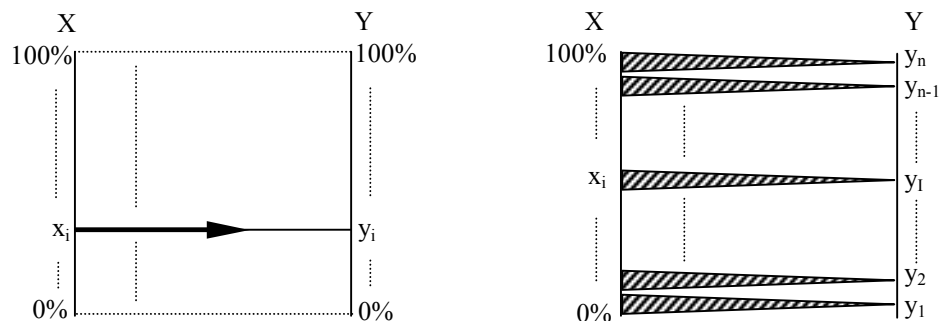


Fig.2 Corespondență analogică și corespondență numerică.

M.E.M. mixte se caracterizează prin aceea că rezultatul măsurării se pbține parțial sub formă digitală și parțial sub formă analogică.

Principalele metode electrice de măsurare sunt:

- *indirectă* (valoarea măsurată se obține prin calcul pe baza unei relații care o definește în funcție de alte mărimi ce se măsoară);
- *de rezonanță* (utilizează starea de rezonanță a unor circuite);
- *directă* (valoarea măsurată se obține nemijlocit prin utilizarea unui singur aparat);
- *directă cu substituție* (implică două măsurări succesive, mărimea de măsurat fiind înlocuită cu o mărime reglabilă, de aceeași natură și cunoscută cu precizie superioară, care să aibă același efect asupra aparatului de măsurare);
- *de punte* (utilizează o punte de măsurare);
- *de punte cu substituție* (implică două măsurări de punte succesive, mărimea de măsurat fiind înlocuită cu o mărime de aceeași natură, de precizie, cu valoare foarte apropiată, astfel încât efectul asupra elementelor punții să fie același);
- *de compensare* (utilizează un circuit de măsurare în care două mărimi active produc efecte de sens opus și prin reglarea uneia efectele se anulează);
- *de compensare cu substituție* (implică două măsurări de compensare succesive).

M.E.M. indirecte și de rezonanță conduc la o precizie de măsurare redusă (se folosesc cel puțin două aparate de măsurare). M.E.M. directe și directe cu substituție sunt utilizate pentru măsurări de precizie medie, iar metodele de punte și de compensare pentru măsurări de mare precizie.

Pentru măsurările de foarte mare precizie sunt indicate M.E.M. de punte cu substituție și de compensare cu substituție.

1.2 Schemele funcționale și caracteristicile metrologice ale mijloacelor electrice de măsurare

1.2.1 Schemele funcționale ale aparatelor electrice de măsurare

Mijlocul de măsurare este în fapt un lanț de măsurare și poate fi reprezentat printr-o schemă funcțională, ale cărei elemente principale sunt convertoarele. În forma cea mai generală, mijloacele electrice de măsurare se consideră a fi alcătuite din trei tipuri de convertoare de măsurare: convertorul de intrare, convertorul de prelucrare și convertorul de ieșire.

Convertorul de intrare - denumit de obicei *traductor* – transformă mărimea de măsurat într-un semnal electric: curent, tensiune, număr de impulsuri, etc.

Convertorul de prelucrare (conține amplificatoare, circuite de mediere, circuite de comparare, circuite de formare a impulsurilor, etc.) transformă semnalul electric astfel încât acesta să poată acționa convertorul de ieșire.

Convertorul de ieșire oferă posibilitatea citirii sau înregistrării valorii măsurate, fiind de fapt în cazul aparatelor analogice un instrument electric de măsurare.

Schemele funcționale sunt diferite în funcție de natura mărimii de măsurat (mărime activă sau pasivă) sau de modul de obținere a valorii măsurate: analogic sau digital.

În cazul măsurării mărimilor active, energia necesară convertirii mărimii de măsurat de către convertorul de intrare în mărime electrică este furnizată de însăși mărimea de măsurat.

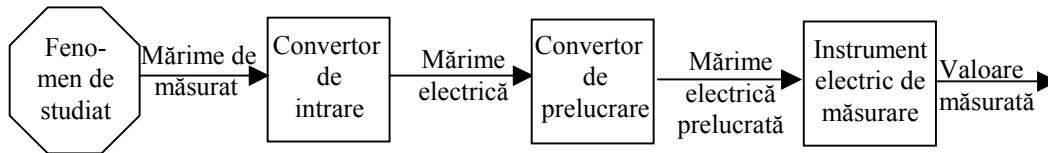


Fig.3 Schema funcțională a unui aparat analogic pentru măsurarea unei mărimi active.

Pentru măsurarea mărimilor pasive (care nu pot furniza energia necesară formării semnalului metrologic) se face apel la o mărime exterioară fenomenului supus măsurării – numită mărime de activare – care este modulată de către mărimea de măsurat și aplicată la intrarea convertorului de intrare.

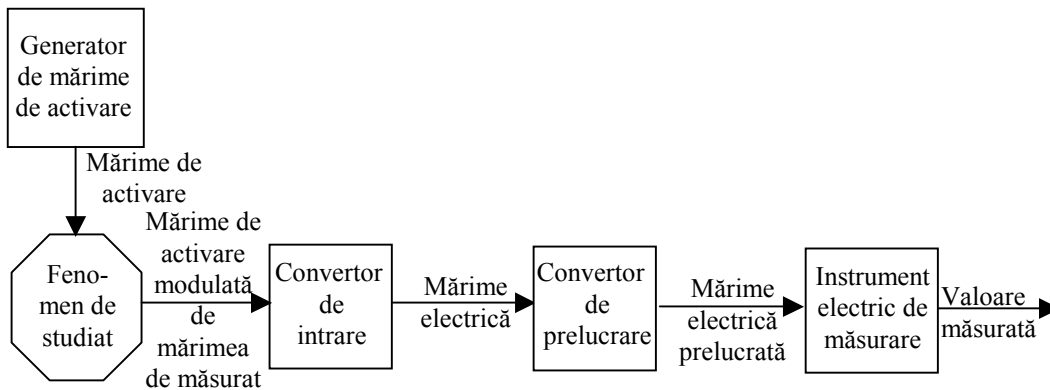


Fig.4 Schema funcțională a unui aparat analogic pentru măsurarea unei mărimi pasive.

În schemele funcționale ale aparatelor digitale este introdus un ansamblu de circuite și dispozitive numerice: convertor analog-digital (A/D), registru, unitate de afișare zecimală.

Convertorul analog-digital transformă semnalul metrologic de tip analogic în semnal digital (cod numeric).

Registrul are rol de memorie temporară, iar unitatea de afișare zecimală oferă valoarea măsurată (poate fi asimilată convertorului de ieșire).

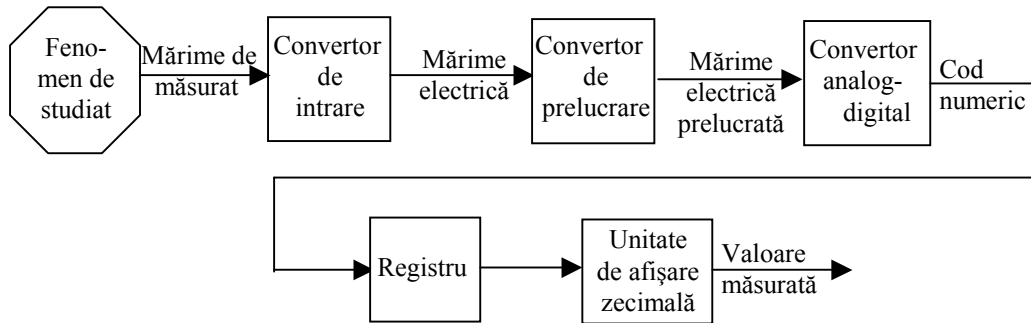


Fig.5 Schema funcțională a unui aparat digital pentru măsurarea unei mărimi active.

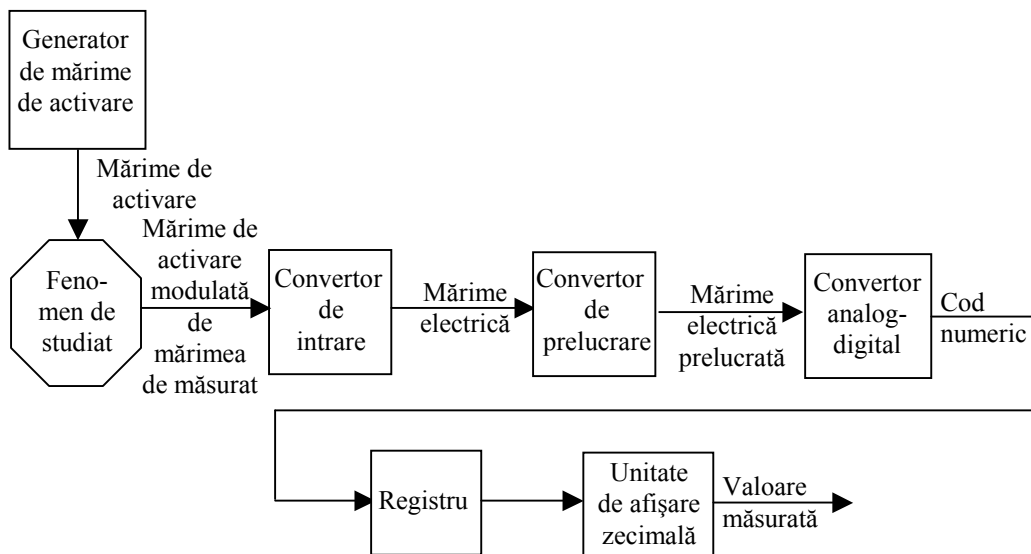


Fig.6 Schema funcțională a unui aparat digital pentru măsurarea unei mărimi pasive.

1.2.2 Caracteristicile metrologice ale mijloacelor electrice de măsurare

Aceste caracteristici se referă la comportarea mijloacelor de măsurare în raport cu mărimea supusă măsurării, cu mediul ambiant și cu beneficiarul măsurării. Se exprimă prin parametrii funcționali privind mărimile de intrare, de ieșire și de influență, fără să implice structura internă a mijloacelor de măsurare.

- *Intervalul de măsurare* reprezintă intervalul de valori ale mărimii de măsurat pe întinderea căruia un mijloc de măsurare poate furniza informații de măsurare cu erori limită prestabilite.

- *Capacitatea de suprasarcină* este capacitatea unui mijloc de măsurare de a suporta fără defecțiuni sarcini ce depășesc condițiile de referință sau intervalul de măsurare. Există capacitate de suprasarcină de lungă durată și capacitate de suprasarcină de scurtă durată.

- *Rezoluția (pragul de sensibilitate)* se apreciază ca fiind cea mai mică valoare a mărimii de intrare pentru care se obține o variație distinct sesizabilă a mărimii de ieșire (se exprimă în unități sau unități relative).

- *Sensibilitatea* este raportul dintre variația mărimii de ieșire și variația corespunzătoare a mărimii de intrare:

$$S = \frac{dy}{dx} \left[\frac{\text{mm}}{\text{mV}}; \frac{\text{div}}{\text{mV}} \dots \right].$$

- *Precizia* exprimă calitatea unei măsurări în ceea ce privește gradul de afectare a rezultatelor măsurării cu erori. Precizia ridicată corespunde unei erori mici, respectiv precizia scăzută unei erori mari.

- *Puterea consumată* reprezintă puterea preluată de la fenomenul supus măsurării (consumul propriu de energie al instrumentelor electrice de măsurare ce apare în primul rând datorită efectului Joule-Lenz dezvoltat la trecerea curentului prin rezistența interioară a acestora).

- *Timpul de măsurare* este intervalul de timp scurs de la aplicarea unui semnal treaptă la intrarea unui mijloc de măsurare, până la stabilirea valorii măsurate cu o abatere egală cu eroarea limită de măsurare, față de valoarea staționară a acesteia (ex.- pentru aparate analogice timpul de măsurare este maxim 4s).

- *Stabilitatea* reprezintă calitatea unui aparat (digital) de a-și păstra timp îndelungat caracteristicile.

- *Compatibilitatea cu un sistem automat de măsurare* (pentru aparate digitale).

1.3 Erori de măsurare

1.3.1 Generalități

La efectuarea unei măsurări, indiferent de gradul de precizie, nu se poate obține niciodată valoarea adevărată a mărimii de măsurat. Între valoarea obținută și cea adevărată a mărimii de măsurat există o diferență numită *eroare de măsurare*. Erorile sunt extrem de diferite; ele se datorează mijloacelor de măsurare sau metodelor de măsurare, inconstanței condițiilor de măsurare, influenței mediului exterior, lipsei de experiență și greșelilor operatorilor, etc. Pentru obținerea unor rezultate cât mai apropiate de valoarea reală este necesar ca aceste influențe să fie cât mai mici sau erorile să fie eliminate prin calcul.

Se adoptă următoarele notații:

q_k', q_k'' - mărimi de influență prezente în fenomenul supus măsurării;

X - mărimea de măsurat;

Y - valoarea măsurată obținută de la mijlocul de măsurare de către beneficiar.

Eroarea de măsurare (ΔY) este egală cu diferența dintre valoarea măsurată (Y) și valoarea reală a mărimii de măsurat (Y_r):

$$\Delta Y = Y - Y_r.$$

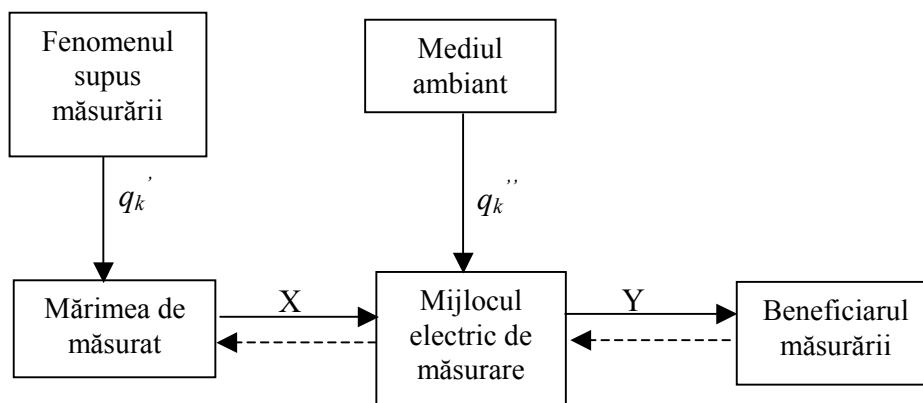


Fig.7 Principalele surse de erori în procesul de măsurare.

1.3.2 Clasificarea erorilor de măsurare

A. Erorile de măsurare pot fi clasificate după proveniența lor în erori datorate: fenomenului supus măsurării, mediului ambiant, mijlocului electric de măsurare, interacțiunii mijloc de măsurare - fenomen supus măsurării, interacțiunii beneficiarul măsurării – mijloc de măsurare.

Erorile de model se datorează fenomenului supus măsurării și provin din simplificarea sistemului fizic asupra căruia se efectuează măsurarea neglijându-se unele proprietăți sau mărimi fizice caracteristice acestuia. Ex.: măsurarea rezistenței unui rezistor în condițiile în care există tensiune termoelectrică.

Erorile de influență reprezintă erorile introduse de factorii de mediu care pot influența mărimea de măsurat. Ex.: umiditatea mediului ambiant la măsurarea grosimii hârtiei cu grosimetre electrice capacitive.

Erorile instrumentale reprezintă erorile proprii ale mijloacelor electrice de măsurare, fiind cuprinse de regulă, între limite cunoscute în funcție de modul de definire a preciziei, precum și erorile suplimentare datorate mărimilor de influență (temperatura, câmpurile electromagnetice, umiditate etc.). *Eroarea instrumentală*, are la rândul ei două componente (ca și precizia instrumentului): *justețea și repetabilitatea*. *Justețea* este determinată de abaterea valorii medii a unui număr mare de valori măsurate față de valoarea adevărată. Este determinată de erorile instrumentale sistematice și se datorează: calibrării, derivei în timp, derivei cu temperatura, etc.

Eroarea de repetabilitate este dată de abaterea rezultatului unei măsurări individuale față de valoarea medie a indicațiilor și reprezintă erorile instrumentale aleatoare, datorate imperfecțiunilor constructive, fluctuațiilor parametrilor componentelor electronice, etc.

La efectuarea unei măsurări cu un mijloc electric de măsurare trebuie să se estimeze (predetermine) eroarea cu care se va prezenta valoarea măsurată. S-a introdus în acest sens noțiunea de *eroare limită de măsurare* care reprezintă valoarea maximă posibilă pentru *eroarea instrumentală*. Aceasta are la rândul ei două componente: *eroarea intrinsecă* și *eroarea suplimentară*.

Eroarea intrinsecă este eroarea limită de măsurare în condiții de referință, stabilită prin norme sub formă de valori de referință și intervale de referință pentru mărimile de influență (temperatura, umiditatea, câmpurile magnetice și electrice, etc.) specifice fiecărui mijloc electric de măsurare.

Erorile suplimentare sunt erorile instrumentelor provocate de variația mărimilor de influență în afara intervalelor de referință, dar în interiorul intervalului de utilizare.

Erorile de interacțiune dintre mijloacele electrice de măsurare și fenomenul supus măsurării sunt cauzate de acțiuni electromagnetice sau mecanice exercitate de mijlocul de măsurare asupra fenomenului supus măsurării și reciproc. Ex.: măsurarea curentului electric cu un ampermetru cu impedanță mare, în cazul perturbării circuitului supus măsurării.

Erorile de interacțiune dintre beneficiarul măsurării și mijlocul electric de măsurare sunt cauzate de neasigurarea de către beneficiar a condițiilor nominale de utilizare a mijloacelor electrice de măsurare. Ex.: alimentarea cu o tensiune alternativă de frecvență mult diferită de intervalul nominal, folosirea în poziție necorespunzătoare a mijlocului de măsurare etc.

B. După caracterul lor erorile de măsurare se clasifică în: *erori sistematice, erori aleatoare și erori grosolane* (greșeli).

Dacă se repetă măsurarea unei mărimi în condiții practic identice se constată că valorile măsurate diferă între ele și atât pentru un număr foarte mare de măsurări (teoretic infinit), cât și pentru un număr mic de măsurări se obțin două șiruri distincte de valori măsurate și de aceea dacă se reprezintă grafic frecvențele de apariție a valorii măsurate în funcție de valorile măsurate, se obțin două curbe care diferă între ele.

Eroarea sistematică este reprezentată de diferența $m - Y_r$, dintre media valorilor pentru o înfinitate de măsurări și valoarea adevărată a mărimii. Erorile sistematice sunt cele care se datorează acțiunii continue a unor surse de erori ce pot fi cunoscute în urma unei analize atente a condițiilor în care se execută măsurarea. Ele sunt obiective în cazul când sunt cauzate de imperfecțiunea constructivă a aparatelor, de imprecizia metodei de măsurare sau de influența unor factori externi cu acțiune permanentă precum: temperatura, câmpuri magnetice sau electrice, vibrații, etc. Erorile sistematice sunt subiective dacă se datorează unor defecte ale organelor de percepție ale experimentatorului.

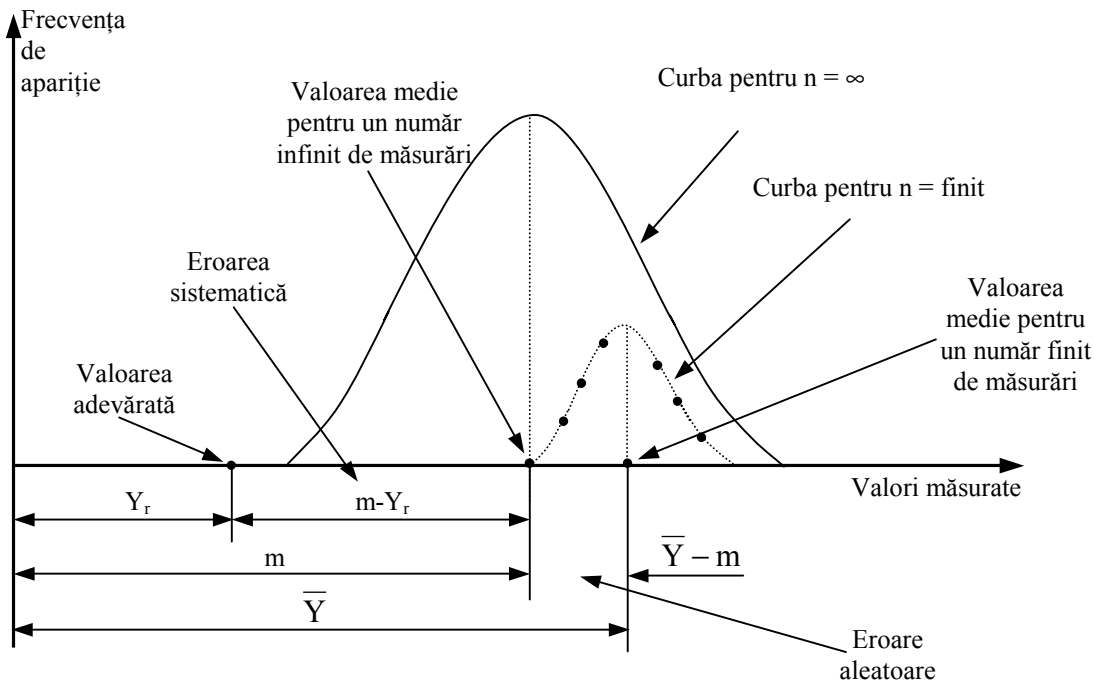


Fig.8 Definirea erorilor de măsurare sistematice și aleatoare:
 Y_r – valoarea adevărată a mărimii; m – media valorilor măsurate pentru un număr infinit de măsurări; \bar{Y} – media valorilor măsurate pentru un număr finit de măsurări.

Există următoarele tipuri de *eroari instrumentale sistematice*:

- *eroarea de zero* – chiar dacă la intrare nu se aplică mărime de măsurat, aparatul indică o valoare oarecare. Această eroare se poate corecta înainte de execuția măsurării acționând butonul corectorului de zero, fiind independentă de valoarea măsurată (linia punctată din grafic reprezintă caracteristica ideală a aparatului iar cea continuă caracteristica reală a instrumentului);
- *eroarea de proporționalitate* – valoarea erorii crește direct proporțional cu valoarea măsurată;
- *eroarea de liniaritate* - exprimă abaterea față de caracteristica nominală;
- *eroarea sistematică de histerezis* – valorile obținute prin măsurare sunt dependente și de stările anterioare ale aparatului (diferența dintre caracteristica în sens crescător și în sens descrescător);
- *derivă* – eroarea provenită din deplasarea în timp a caracteristicii reale paralel cu caracteristica nominală.

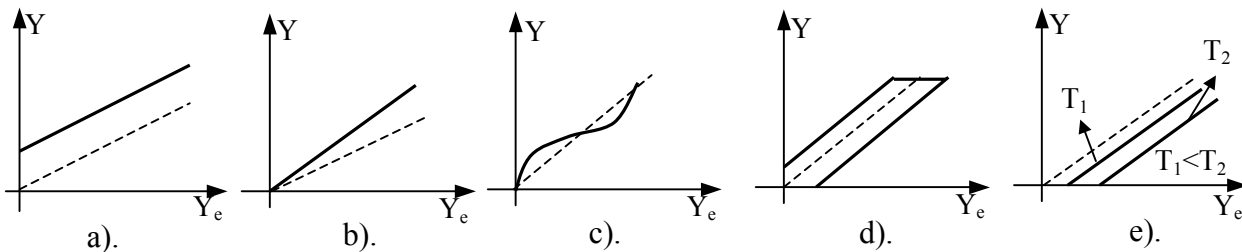


Fig.9 Tipuri de erori instrumentale sistematice:
 a - eroare de zero; b - eroare de proporționalitate;
 c - eroare de liniaritate; d - eroare de histerezis; e - derivă.

Eroarea aleatoare este reprezentată de diferența $\bar{Y} - m$, dintre media valorilor măsurate pentru un număr finit de măsurări și media valorilor măsurate pentru un număr infinit de măsurări. Acestea variază impredictibil (atât ca valoare cât și ca semn) la repetarea măsurării în condiții

neschimbate. Nu pot fi eliminate prin corecții și folosind legile statisticii este posibil doar să se estimeze erorile limită despre care se poate afirma, cu o anumită probabilitate, că nu vor fi depășite de erorile aleatoare.

Erorile grosolane (greșeli) sunt introduse prin alegerea greșită a metodei sau mijloacelor de măsurare, neatenției, calcule eronate, etc. Estimarea lor se face numai după ce greșelile au fost depistate și eliminate.

C. Din punct de vedere al regimului mărimii de măsurat erorile pot fi *statice* sau *dinamice*.

Eroarea statică reprezintă eroarea de măsurare ce rezultă la un regim staționar constant al mărimii de măsurat.

Eroarea dinamică este eroarea de măsurare ce rezultă la un regim variabil al mărimii de măsurat. Erorile dinamice depind de caracteristicile mijloacelor și metodelor de măsurare utilizate și de natura variațiilor mărimii de măsurat.

D. După modul de exprimare erorile pot fi : *absolute*, *relative* și *raportate*.

Eroarea absolută este diferența dintre valoarea măsurată și valoarea reală a mărimii de măsurat:

$$\Delta Y = Y - Y_r .$$

Eroarea absolută are aceleași dimensiuni fizice ca și mărimea măsurată și se exprimă în aceleași unități de măsură. Eroarea absolută cu semn schimbat se numește *corecție*.

Eroarea relativă reprezintă raportul dintre eroarea absolută și valoarea mărimii măsurate:

$$\frac{\Delta Y}{Y_r} = \frac{Y - Y_r}{Y_r} .$$

Este o mărime adimensională și se exprimă ca un număr, în procente sau în părți pe milion (de ex., $1 \cdot 10^{-4}$, sau 0,01%, sau 100ppM).

Eroarea raportată este raportul dintre eroarea absolută și o valoare convențională Y_c a mărimii de măsurat:

$$\frac{\Delta Y}{Y_c} = \frac{Y - Y_r}{Y_c} .$$

Se exprimă în același mod ca și eroarea relativă.

Rezultatul final al unei măsurări constă în prezentarea valorii măsurate împreună cu eroarea de măsurare, exprimată în aceleași unități sau sub formă de eroare relativă, fapt ce permite aprecierea preciziei măsurării.

1.3.3 Modul de exprimare a erorilor intrinseci

Pentru exprimarea erorii intrinseci se utilizează una din următoarele modalități:

- în funcție de valoarea măsurată;
- în funcție de o valoare convențională dependentă de scara gradată;
- în funcție de valoarea măsurată și de limita superioară de măsurare.

În tabelul 1.1 sunt prezentate formulele de calcul corespunzătoare pentru eroarea intrinsecă, eroarea relativă intrinsecă, precum și mijloacele electrice de măsurare la care se utilizează și modul de notare a clasei de precizie.

Noțiunea de *clasă de precizie* s-a introdus pentru estimarea erorii limită de măsurare. Într-o anumită clasă de precizie sunt incluse mijloacele electrice de măsurare a căror precizie, calculată cu aceeași formulă, este caracterizată prin același număr (numit *indice de clasă*) precum și printr-un ansamblu de proprietăți metrologice specificate prin norme internaționale sau standarde de stat. Indicele de clasă poate lua următoarele valori: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5. În cazul aparatelor electrice analogice erorile relative au o creștere importantă spre valori mici, deci o micșorare a preciziei, fapt pentru care se recomandă utilizarea acestor aparate numai pentru valori cuprinse în a doua jumătate a intervalului de măsurare, precizia fiind păstrată între indicele de clasă și dublul lui.

MODURI DE EXPRIMARE A ERORILOR INTRINSECI

Tabelul 1.1

<i>Mod de exprimare a erorii intrinseci</i>	<i>Eroare intrinsecă (exprimată în unități de Y, Y_c)</i>	<i>Eroare relativ intrinsecă (exprimată în procente)</i>	<i>Valoarea convențională Y_c</i>	<i>Semnificația coeficienților b, c</i>	<i>Utilizare</i>	<i>Mod de notare a clasei de precizie</i>
În funcție de valoarea măsurată:	$\Delta Y_i = \pm \frac{b}{100} Y$	$\frac{\Delta Y_i}{Y} = \pm b$ (e _r este constantă pe intervalul de măsurare)	-	b – indice de clasă	- contoare electrice; - transformatoare de măsură; - rezistoare decadice; - condensatoare decadice.	$\textcircled{0,5}$ sau Cl. 0,5
În funcție de valoarea convențională dependentă de scara gradată:	$\Delta Y_i = \pm \frac{c}{100} Y_c$ (ΔY_i este constantă pe intervalul de măsurare)	$\frac{\Delta Y_i}{Y} = \pm c \frac{Y_c}{Y}$	limita superioară de măsurare	c – indice de clasă	- aparate analogice cu reperul zero la extremitate sau în exteriorul scării;	0,5
			suma modulelor limitelor de măsurare		- aparate analogice cu reperul zero în interiorul scării gradate;	
			lungimea scării gradate		- aparate analogice la care limita superioară este infinit.	$\nabla 1,5$
În funcție de valoarea măsurată și de limita superioară de măsurare:	$\Delta Y_i = \pm \left(\frac{b}{100} Y + \frac{c}{100} Y_m \right)$	$\frac{\Delta Y_i}{Y} = \pm \left(b + c \frac{Y_m}{Y} \right)$	-	b – indice de clasă $c = \frac{b}{10}$	- punți; - compensatoare;	$\textcircled{0,01}$
					- aparate digitale.	b și c sunt date în prospect
Observație: la aparatele digitate, uneori, se înlocuiește termenul $\frac{cY_m}{100}$ cu valoarea ultimei cifre a intervalului de măsurare.						
Unde: ΔY_i – eroarea intrinsecă (eroarea limită de măsurare în condiții de referință) ; $\frac{\Delta Y_i}{Y}$ - eroarea relativă intrinsecă; Y– valoarea măsurată ; Y _c – valoarea convențională; Y _m – limita superioară a intervalului de măsurare ; b și c numere adimensionale exprimate în procente.						

1.4 Traductoare electrice

1.4.1 Generalități

În cadrul lanțului de măsurare (stabilit între mărimea de măsurat și obținerea informației metrologice), *traductorul* are funcția de a capta mărimea de măsurat și de a o transforma într-o formă convenabilă pentru măsurare. Din acest motiv traductorul reprezintă convertorul de intrare din lanțul de măsurare. Spre deosebire de celelalte convertoare, traductorul este sensibil la mărimea de măsurat (trebuie să înregistreze orice variație a acesteia), fapt care determină atât natura cât și structura sa.

Traductorul efectuează transformarea analogică sau digitală a mărimii de măsurat într-o mărime fizică de aceeași natură sau de natură diferită, având calitatea importantă de a fi mai ușor măsurabilă. Datorită avantajelor care le caracterizează, *traductoarele electrice* s-au dezvoltat considerabil, fiind traductoarele care convertesc mărimea de intrare într-o mărime de ieșire de natură electrică. Dintre avantajele legate de utilizarea lor, se pot enumera:

- sunt în general simple ca utilizare (ușor de conectat în montaje);
- pot fi ușor adaptate și manipulate;
- circuitele electrice se pretează bine la transformarea la distanță (se pot măsura mărimi situate la foarte mare distanță, în locuri greu accesibile sau periculoase);
- măsurarea pe cale electrică asigură un flux continuu de informații de la mărimile măsurate la aparatele indicatoare.

Metodele electrice de măsurare prezintă în comparație cu celelalte metode, o serie de proprietăți cum ar fi:

- precizie ridicată și sensibilitate mărită;
- posibilitatea urmării variațiilor rapide ale mărimii de măsurat;
- posibilitatea prelucrării valorilor obținute etc.

Din aceste motive, pentru măsurarea mărimilor neelectrice sunt utilizate în majoritatea cazurilor traductoare electrice și prin aceasta măsurarea electrică a mărimilor neelectrice a cunoscut o amploare deosebită.

1.4.2 Clasificarea traductoarelor electrice

- După natura mărimii de măsurare există:
 - traductoare de temperatură;
 - traductoare de presiune;
 - traductoare de radiații ionizante.
- După modul de variație al mărimii de ieșire, traductoarele pot fi:
 - analogice, la care semnalul de ieșire este un semnal continuu variabil cu mărimea aplicată la intrare;
 - digitale, la care semnalul de ieșire este un semnal discontinuu (în general un șir de impulsuri).
- După natura mărimii de ieșire sunt:
 - traductoare senzitive;
 - traductoare inductive;
 - traductoare capacitive.
- După principiul de funcționare sunt traductoare:
 - parametrice (modulatoare);
 - generatoare (energetice).

Traductoarele parametrice sunt cele la care mărimea neelectrică, influențând proprietățile electrice ale unui corp, este convertită într-o mărime electrică pasivă (rezistență, inductanță, capacitate etc.), în care caz este necesară o sursă auxiliară de energie pentru efectuarea măsurării. Exemple de traductoare de acest tip: termorezistența, traductorul inductiv, etc.

Traductoarele generatoare sunt traductoarele la care mărimea electrică este transformată direct într-o tensiune electrică. Exemple: traductoare de inducție, termoelectrice, etc. Traductoarele

parametrice sunt mai precise și mai sensibile decât cele generatoare, consumă mai puțină energie din fenomenul supus măsurării, influențându-l într-o mai mică măsură. Traductoarele generatoare au în schimb avantajul că dau la ieșire direct o tensiune care poate fi măsurată.

1.4.3 Traductoare rezistive

Traductoarele rezistive se bazează pe faptul că mărimea de măsurat produce o variație a rezistenței în concordanță cu relația:

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

în care ρ este rezistivitatea materialului (Ωm); l este lungimea (m) și S este aria secțiunii transversale (m^2).

Traductoarele rezistive sunt utilizate pentru măsurarea mărimilor neelectrice care produc variația unuia din cei trei parametri și anume:

- traductoare la care variația rezistenței se produce prin variația lungimii conductorului (traductoare potențiometrice, traductoare rezistive cu contacte, traductoare tensometrice etc.).

- traductoare rezistive la care variația rezistenței se produce prin variația rezistivității (traductoare termorezistente, traductoare fotorezistive, traductoare rezistive de umiditate, de precizie etc.).

- traductoare la care variația rezistivității se produce prin variația secțiunii unui conductor sau semiconductor.

1.4.3.1 Traductoarele potențiometrice sunt construite dintr-un potențiomtru al cărui cursor se deplasează sub acțiunea mărimii neelectrice de măsurat. Deplasarea cursorului poate fi liniară sau circulară conform relației:

$$R = f(X),$$

în care R este rezistența traductorului, iar X mărimea neelectrică care produce deplasarea.

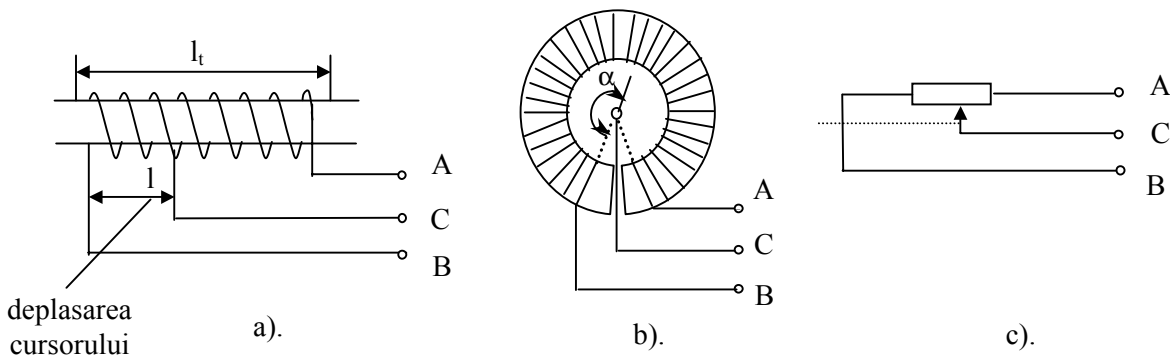


Fig.10 Traductoare potențiometrice:

a – traductor potențiomtric liniar; b – traductor potențiomtric circular;
c – schema electrică.

Caracteristica de conversie a traductorului potențiomtric liniar este:

$$R = R_t \cdot \frac{l}{l_t} = a \cdot R_t,$$

unde: a - deplasare relativă; R_t – rezistența totală a traductorului; R – rezistența între cursor și un capăt.

Pentru traductorul potențiomtric circular se poate scrie relația:

$$R = R_t \cdot \frac{\alpha}{\alpha_t} = a' R_t, \text{ unde } a' - \text{rotirea relativă.}$$

Deoarece traductorul potențiomtric se execută prin bobinarea unui fir rezistiv pe un suport izolat, rezultă că variația rezistenței nu se produce în mod continuu, ci în trepte care corespund trecerii cursorului de pe o spiră pe alta. Rezultă că valoarea rezistenței R este afectată de o eroare de discontinuitate:

$$R = nR_t = \frac{R_t}{2_n}, \text{ unde } \frac{1}{2_n} = \text{factor de treaptă, } n = \text{număr total de spire.}$$

Erorile sunt mai mici, cu cât n este mai mare, fapt pentru care se construiesc traductoare elicoidale cu pas multiplu.

Traductoarele potențiometrice se utilizează pentru măsurarea deplasărilor liniare până la 2m sau pentru deplasări unghiulare. Se întâlnesc și în structura traductoarelor complexe. Pot fi conectate în orice circuit de măsurare a rezistenței electrice.

1.4.3.2 Traductoarele rezistive cu contacte sunt traductoarele rezistive la care variația lungimii firului rezistiv se face în trepte, prin închiderea sau deschiderea unor contacte. Deoarece rezistența traductorului este divizată în mai multe porțiuni, mărimea mecanică de măsurat are posibilitatea de a închide sau deschide contactele. Sunt utilizate în operațiile de control dimensional sau de sortare a pieselor pe intervale de valori.

1.4.3.3 Traductoarele tensometrice rezistive sunt traductoare la care variația rezistenței electrice se produce prin variația lungimii conductoarelor, ca efect al alungirii sau contracției. Dacă traductorul tesiometric este fixat pe o porțiune dintr-o piesă care se deformează din cauza unei solicitări, el se va deplasa la fel ca piesa.

Există următoarele tipuri:

- *traductoare tensimetrice simple*. La aceste traductoare firul rezistiv se montează direct pe piesă. Firele fiind foarte mici montarea lor se face greu, din acest motiv ele nu se utilizează decât pentru piesele care funcționează la temperaturi ridicate.

- *traductoare cu suport de hârtie*. Sunt traductoare la care firul rezistiv este lipit în prealabil pe o hârtie, astfel încât să se elimine dificultatea montării directe pe piesă. La aceste traductoare firul este dispus sub forma unui grilaj.

- *traductoare tensimetrice rezistive cu folie*. Sunt traductoare asemănătoare celor cu suport de hârtie, deosebirea fiind legată de materialul sensibil, care este o folie din material rezistiv, de grosime 2...20 μ m, aplicată pe suport și decupată prin metode foto-chimice.

- *traductoare tensimetrice rezistive cu semiconductor*. Au apărut datorită dezvoltării fizicii semiconductoare, elementul sensibil fiind în acest caz siliciul sau germaniul. Avantajul principal este sensibilitatea mare la deformații (de 50-60 ori mai mare), dar au dezavantajul că datorită procesului de fabricație sunt mai scumpe.

Lungimile traductoarelor tensometrice sunt cuprinse între 3 și 150mm, fiind utilizate în funcție de tipul materialului. Pentru măsurarea deformațiilor este necesar un singur traductor (dacă se măsoară deformațiile în lungul unei direcții cunoscute), sau sunt necesare mai multe traductoare (dacă direcția efortului nu este cunoscută).

Materialul rezistiv activ, suportul izolant și adezivul traductorului se aleg în funcție de temperatura maximă de lucru și de umiditatea mediului ambiant.

Proprietățile traductoarelor tensometrice cu fir rezistiv se referă la:

- *sensibilitatea la deformație*;
- *rezistența electrică*. Fiind necesară o rezistență electrică a traductorului mare, astfel încât să se obțină un semnal util cât mai mare, se utilizează materiale cu rezistivitate mare și diametrul firului mic.

- *limitele deformației măsurate*;
- *frecvența solicitărilor variabile* - frecvența la care poate lucra traductorul este limitată doar de viteza de propagare a undelor elastice în interiorul traductorului.

- *temperatura maximă*. Este indicată de către constructor și depinde de materialul din care este confecționat traductorul (în general orice traductor se poate utiliza până la 60°C).

1.4.3.4 Traductoarele termorezistive își bazează funcționarea pe proprietățile materialelor conductoare și semiconductoare de a-și modifica rezistivitatea la variația temperaturii. În general rezistivitatea unui metal crește cu creșterea temperaturii (coeficientul de temperatură este pozitiv), iar rezistivitatea electroliților semiconductori și materialelor izolante scade cu creșterea temperaturii.

Rezistența unui material variază cu temperatura după relația:

$$R = R_0(1 + \alpha\theta).$$

Traductoarele termorezistive sunt:

- *termorezistente* – sunt executate din metale pure care prezintă mari variații ale rezistivității cu temperatura rezultând o caracteristică de conversie liniară pe intervale mari de temperatură. Se utilizează la măsurarea temperaturii și în construcții speciale la măsurarea vitezelor gazelor, a debitului volumetric, a concentrației gazelor și a presiunii scăzute.

- *termistoare* – sunt rezistențe realizate din materiale semiconductoare care prezintă variații ale rezistivității cu temperatura. Au dimensiuni foarte mici, sensibilitate mare și necesită scheme de liniarizare a caracteristicii de conversie. Termistoarele sunt utilizate pentru măsurări statice dar mai ales pentru măsurări dinamice de temperaturi.

1.4.3.5 Traductoare piezorezistive. Efectul piezorezistiv constă în modificarea rezistivității unui material dacă este supus unei presiuni exterioare crescătoare din toate direcțiile. Variația rezistivității cu presiunea se datorează deformării rețelei cristaline produsă de presiunea exterioară.

Pentru majoritatea metalelor, $R = R_0(1 + b\Delta p)$, unde R_0 – rezistența la 1atm, iar b este coeficientul de presiune.

Aceste traductoare sunt simple, robuste, au timp de răspuns mic, histerezis neglijabil, dar prezintă unele dificultăți la realizarea legăturilor electrice. Se utilizează la măsurarea presiunilor mari și foarte mari (1000 atm. ÷ 100000 atm).

1.4.3.6 Traductoare fotorezistive. Aceste traductoare își bazează funcționarea pe efectul fotoelectric intern. Acesta constă în faptul că la căderea unui fascicul luminos pe stratul semiconductor, datorită absorbției fotoionilor incidenți, se transmite energie electronilor din banda de valență astfel încât unii trec în banda de conducție, micșorându-se rezistența electrică a semiconductorului.

Traductorul se realizează prin depunerea pe un suport izolant a unui strat subțire $P(1\mu m)$ de material semiconductor (PbS, CdS, CdSe). Pe stratul semiconductor la extremități se aplică electrozii și se fixează conexiunile, respectiv se realizează o acoperire cu lac sau o încapsulare. La cei doi electrozi se aplică o sursă de tensiune continuă și un instrument magnetoelectric. În stare neluminată prin traductor trece un curent numit curent de întuneric, iar când suprafața este iluminată rezistența scade aproximativ liniar cu iluminarea.

Traductoarele fotorezistive prezintă sensibilitate maximă la anumite lungimi de undă, o sensibilitate spectrală favorabilă aplicațiilor la un preț de cost redus. Deși prezintă dependență mare cu temperatura sunt utilizate în realizarea exponometrelor și în măsurările în care intervin impulsuri de lumină cu frecvență joasă.

1.4.4 Traductoare inductive

Traductoarele inductive fac parte din categoria traductoarelor parametrice. Se bazează pe proprietatea că mărirea de măsurat produce o variație a inductanței traductorului. Inductanța proprie sau mutuală a traductorului este modificată de acele mărimi care influențează geometria sau permeabilitatea circuitului magnetic al traductorului.

Clasificare:

- traductoare inductive la care este influențată o singură inductanță;
- traductoare inductive la care sunt influențate două inductanțe;
- traductoare inductive la care sunt influențate inductanțe mutuale;
- traductoare inductive la care este influențată permeabilitatea magnetică.

1.4.4.1 Traductoare inductive la care este influențată o singură inductanță

a) Traductorul inductiv cu armătură mobilă.

Traductorul inductiv cu armătură mobilă este format dintr-un circuit magnetic în formă de U și o armătură mobilă situată la distanța δ . Pe circuitul magnetic fix este dispusă o bobină cu N spire și a cărei inductanță este L .

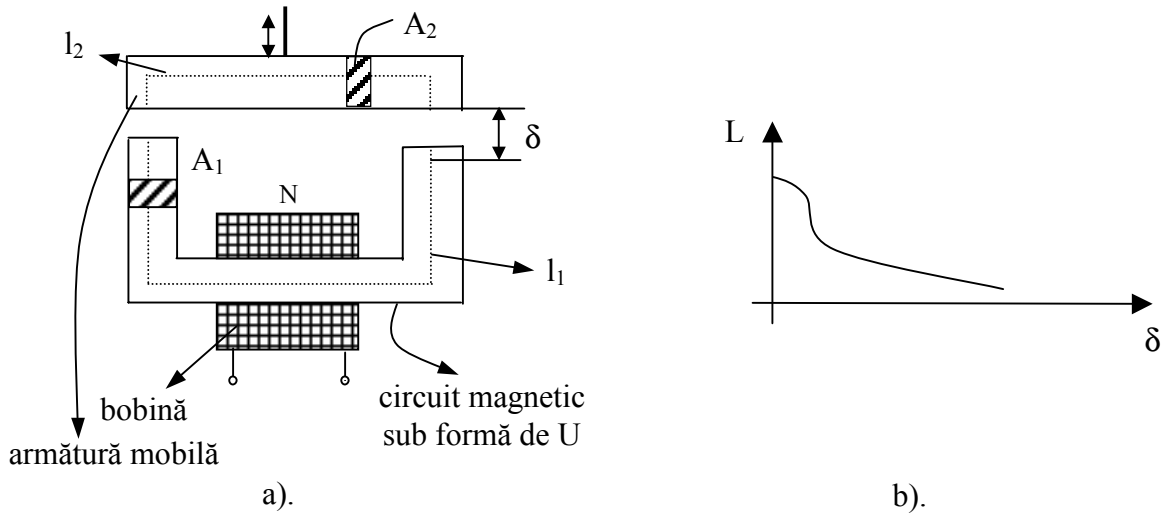


Fig.11 Traductor inductiv cu armătură mobilă:
a) circuitul magnetic; b) caracteristica de conversie.

Se poate calcula reluctanța circuitului magnetic cu relația:

$$R_m = \frac{l_1}{\mu_{Fe}\mu_o A_1} + \frac{l_2}{\mu_{Fe}\mu_o A_2} + \frac{2\delta}{\mu_o A_3},$$

în care l_1 și l_2 sunt lungimile medii ale liniilor de câmp prin circuitul magnetic, respectiv prin armătură, iar A_1 , respectiv A_2 ariile secțiunii transversale a circuitului magnetic, respectiv a armăturii, în timp ce A_3 este aria întrefierului.

Dacă întrefierul δ crește, crește reluctanța R_m , iar inductanța bobinei (L) scade $\left(L = \frac{N^2}{R_m} \right)$.

Dacă bobina este alimentată cu tensiune alternativă de frecvență f , rezultă un current alternativ

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}},$$

care conține informația metrologică privind mărimea neelectrică care a produs întrefierul δ .

Acest tip de traductor este robust și simplu de conectat, bobinele putând fi alimentate la 50Hz. Este recomandat pentru măsurari în cazul unor deplasări mici (0-5 mm).

b) Traductorul inductiv cu miez mobil.

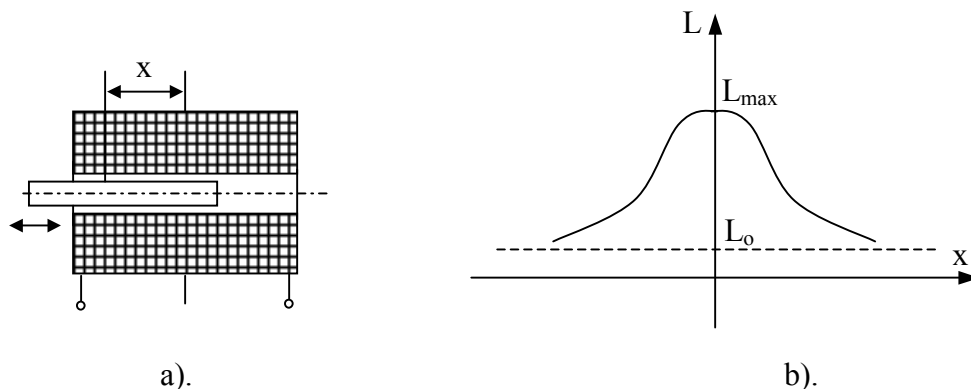


Fig.12 Traductor inductiv cu miez mobil:
a - circuit magnetic; b - caracteristica de conversie.

Traductorul inductiv cu miez mobil este format dintr-o bobină cilindrică în interiorul căreia se poate deplasa axial un miez mobil din material feromagnetic, de aceeași lungime cu bobina. Inductanța bobinei variază în funcție de poziția miezului. Valoarea L_0 corespunde miezului complet

scos din bobină, în timp ce valoarea L_{\max} corespunde poziției miezului complet introdus în interiorul bobinei. Dependența dintre deplasarea miezului x și inductanța L a bobinei este dată de relația:

$$L = (L_{\max} + L_0) e^{-k \frac{x}{l}} + L_0.$$

Din relație se observă că se obține o caracteristică de conversie neliniară (reprezentarea este dată în fig.12.b), putându-se realiza liniarizarea acesteia printr-o distribuție neuniformă a spirelor pe lungimea bobinei. În urma alimentării bobinei cu tensiune alternativă se obține un curent I care dă informații asupra deplasării miezului, respectiv informație metrologică.

Traductorul se utilizează pentru măsurarea deplasărilor medii și mari pentru intervale de la 0-100mm până la 0-2000mm.

1.4.4.2 Traductoare inductive la care sunt influențate două inductanțe

Acest tip de traductor se mai numește *traductor inductiv cu bobine diferențiale*, deoarece este format din două bobine de lungime l , în interiorul cărora se poate deplasa axial un miez feromagnetic de aceeași lungime. În urma deplasării miezului se modifică inductanțele proprii ale bobinelor și inductanța mutuală.

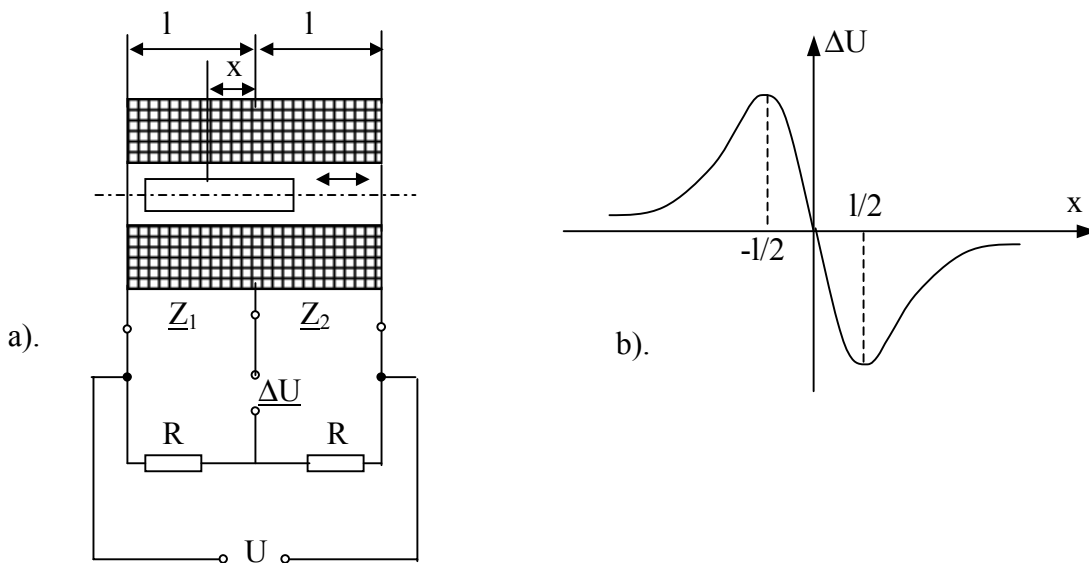


Fig.13 Traductorul inductiv cu bobine diferențiale:
a - schema electrică; b - caracteristica de conversie.

Cele două bobine, împreună cu două rezistențe, sunt conectate într-o punte de c.a. alimentată la o tensiune alternativă U . Relația care oferă informații despre mărimea de măsurat este

$$\underline{\Delta U} = \frac{U}{2} \cdot \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2 + 2M},$$

unde s-au neglijat rezistențele celor două bobine în comparație cu reactanțele inductive.

Caracteristica de conversie este reprezentată în fig.13.b), remarcându-se că este liniară pe intervalul $(-l/2, l/2)$. Acest tip de traductoare se utilizează pentru măsurări de deplasări între 50-100mm.

1.4.4.3 Traductoare inductive la care sunt influențate inductanțele mutuale

În această categorie de traductoare sunt cuprinse traductoarele la care mărimea neelectrică de măsurat produce o modificare a inductanțelor mutuale dintre două sau mai multe circuite electrice. Cele mai importante tipuri de traductoare din această categorie sunt: *traductorul inductiv tip transformator diferențial* și *traductorul tip inductosin*.

Traductorul inductiv tip transformator diferențial prezintă o foarte mare sensibilitate și este utilizat pentru măsurarea abaterilor cu intervale de măsurare cuprinse între $-3 \dots 3 \mu\text{m}$ până la $-100 \dots 100 \mu\text{m}$ (micrometre electrice) sau pentru măsurarea deplasărilor foarte mici cuprinse între 0 și

20mm. Este format din două transformatoare cu același primar, înfășurările secundare fiind conectate în serie și opoziție, obținându-se o tensiune secundară:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_2' - \underline{U}_2''.$$

Cele trei bobine sunt coaxiale și în interiorul lor se poate deplasa un miez feromagnetic a cărui poziție este determinată de mărimea de măsurat și care determină polaritatea și valoarea tensiunii \underline{U}_2 .

Traductorul tip inductosin este cel mai precis traductor utilizat pentru poziționarea sau măsurarea deplasării. Este utilizat atât în domeniul construcțiilor de mașini, cât și în tehnica militară, la rampele de lansare a rachetelor, radar, sau în navigație. Este alcătuit dintr-un element fix (rigla) solidar cu sistemul de referință și un element mobil (cursorul) atașat de elementul pentru care se determină poziția sau deplasarea. Cele două elemente sunt constituite din circuite imprimate de înaltă precizie, având formă de bare plate uniform distribuite, interconectate (tip grilă), realizând înfășurări plane multipolare cu pas constant (uzual $p = 2\text{mm}$). Elementul fix dispune de o singură înfășurare pe întreaga lungime, iar cel mobil de două înfășurări identice, deplasate una față de cealaltă cu un sfert de pas. Înfășurările sunt dispuse față în față, plan paralele și separate de un mic întrefier menținut constant pe toată deplasarea elementului mobil.

Traductorul inductosin este echivalent cu două transformatoare plane care au primarele distincte situate pe elementul mobil și secundarul comun situat pe elementul fix. Inductanțele mutuale dintre înfășurările mobile și înfășurarea fixă prezintă o distribuție spațială armonică de forma $M \sin 2\pi \frac{x}{s}$, unde s este dublul pas polar, iar x este deplasarea.

Celor două înfășurări de pe elementul mobil li se aplică două tensiuni sinusoidale \underline{U}_1 și \underline{U}_2 , defazate între ele cu 90° și de frecvență ridicată (uzual 10 kHz). Tensiunea indusă în înfășurarea fixă \underline{U}_3 este suma a două tensiuni alternative de aceeași frecvență, induse de cele două înfășurări de pe elementul mobil.

Funcție de modul de variație a celor două tensiuni \underline{U}_1 și \underline{U}_2 se stabilesc regimurile de funcționare:

- regimul cu modulație de amplitudine;
- regimul cu modulație de fază.

1.4.4.4 Traductoare inductive la care este influențată permeabilitatea magnetică

Acest tip de traductoare își bazează funcționarea pe fenomenul magnetoelastic care constă în modificarea permeabilității materialelor supuse la eforturi mecanice. Acest efect este mai pronunțat la materialele care au în componență nichel și fier. În practică între anumite limite ale efortului mecanic permeabilitatea variază liniar cu efortul unitar, variație dependentă de direcția efortului.

Traductoarele de acest tip prezintă avantaje legate de dimensiuni (sunt mici), robustețe și interval larg de măsurare, dar au dezavantajul unei precizii scăzute datorată fenomenului de histerezis. Sunt utilizate la măsurarea maselor și forțelor.

1.4.5 Traductoare capacitive

Aceste traductoare fac parte din grupa traductoarelor parametrice și au ca principiu de funcționare convertirea unei mărimi neelectrice într-o variație de capacitate. Se realizează din cele două tipuri de condensatoare: plan și cilindric.

Traductoarele capacitive se clasifică astfel:

- traductoare capacitive cu modificarea distanței dintre armături;
- traductoare capacitive cu modificarea suprafeței de suprapunere a armăturilor;
- traductoare capacitive cu modificarea dielectricului.

Relațiile care ne indică modul de variație a capacității unui condensator cu distanța dintre armături, cu suprafața de suprapunere și permitivitatea dielectricului sunt:

$$- C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} \text{ pentru condensatorul plan ;}$$

$$- C = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0 h}{\ln \frac{D}{d}} \text{ pentru condensatorul cilindric.}$$

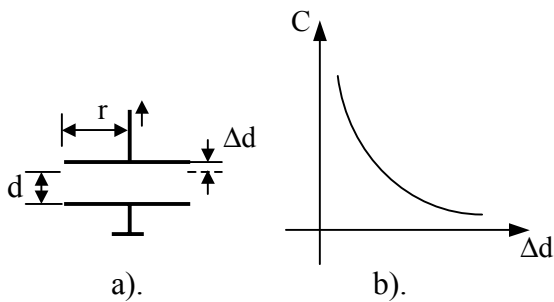


Fig.14 Traductor capacitiv cu armătură mobilă: a - schema electrică; b - caracteristica de conversie.

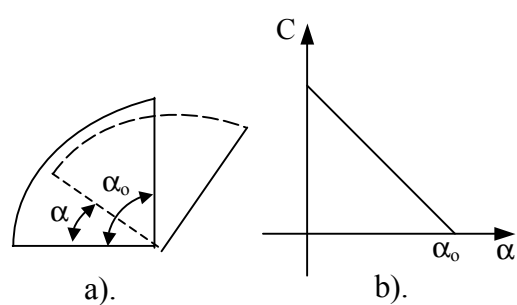


Fig.15 Traductor capacitiv de deplasare unghiulară: a - schema electrică; b - caracteristica de conversie.

1.4.5.1 *Traductoarele capacitive cu modificarea dinstanței dintre armături* (fig.14) își bazează funcționarea pe relația capacității, din care se remarcă o dependență invers proporțională a acesteia cu variația distanței dintre armături.

1.4.5.2 *Traductoarele capacitive cu modificarea suprafeței de suprapunere a armăturilor*, exemplificate prin traductorul capacitiv de deplasare unghiulară (fig.15), se bazează pe dependența direct proporțională între suprafață și capacitate.

1.4.5.3 *Traductoarele capacitive cu modificarea dielectricului* permit modificarea permitivității relative a dielectricului, fie prin introducerea unui material izolant între armături, fie prin modificarea stării fizice a dielectricului cu diferiți factori externi. Din acest motiv aceste traductoare se utilizează la măsurarea grosimilor, a nivelelor, a umidității, etc.

Traductoarele capacitive prezintă o mare sensibilitate, au în general caracteristica de conversie liniară, au capacități mici și de aceea schemele electrice sunt alimentate cu tensiuni de frecvențe ridicate (400 Hz – 100kHz), amplitudinea tensiunii de alimentare fiind limitată de tensiunea de străpungere.

1.4.6 Traductoare generatoare

Sunt traductoare electrice la care mărimea neelectrică este convertită direct în tensiune electrică. În funcție de fenomenele fizice ce permit această conversie se disting:

- traductoare termoelectrice;
- traductoare piezoelectrice;
- traductoare fotoelectrice;
- traductoare de inducție.

1.4.6.1 Traductoare termoelectrice

Funcționarea lor se bazează pe fenomenul termoelectric. Dacă se realizează un circuit din două conductoare de natură diferită, unite între ele prin sudură sau lipire, a căror capete sunt încălzite la temperaturi diferite, apare o tensiune electromotoare care va da naștere unui curent. Tensiunea se numește termoelectrică și depinde de natura metalelor din care sunt executate conductoarele. Relația de calcul este

$$E_{\theta} = S(\theta_2 - \theta_1).$$

Tensiunea termoelectrică poate fi folosită pentru a măsura diferența de temperatură dintre punctele de contact. Aceasta se măsoară prin desfacerea unuia dintre puncte și conectarea unui aparat de măsurare. Suma tensiunilor termoelectrice este zero cât timp punctele P_1 , P_2 , P_3 sunt la aceeași temperatură θ_1 . Dacă punctul P_2 este adus la o altă temperatură, atunci va apare o tensiune termoelectrică proporțională cu variația temperaturii $\Delta\theta$. Valoarea tensiunii este independentă de existența firului de legătură, atât timp cât punctele P_1 și P_2 au aceeași temperatură. Dacă temperatura

lor este diferită, tensiunea termoelectrică este suma algebrică a tensiunilor termoelectrice dezvoltate de fiecare pereche de conductoare.

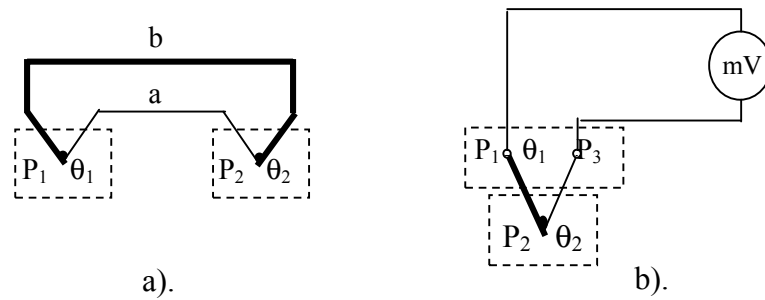


Fig.16 Traductorul termoelectric:
a - explicația fenomenului termoelectric; b - schema de măsurare.

Traductorul termoelectric – *termocuplu* – este format de ansamblul de conductoare *a* și *b* și are două capete, capătul cald și capătul rece.

Traductoarele termoelectrice trebuie să aibă sensibilitatea cât mai mare pe un interval de temperatură cât mai larg, motiv pentru care sunt utilizate la realizarea termometrelor electrice.

1.4.6.2 Traductoare piezoelectrice

Efectul piezoelectric constă în polarizarea electrică a unor substanțe cristaline (exemplu: cuarț, titanat de bariu, etc.) în urma unor deformații mecanice (efect piezoelectric direct) sau modificarea dimensiunii lor într-un câmp electric variabil (efectul piezoelectric invers) (exemplu: cristalul de cuarț).

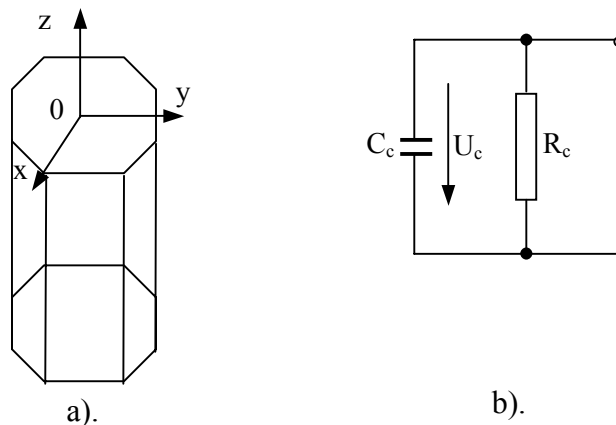


Fig.17 Traductorul piezoelectric:
a - cristalul de cuarț; b - schema echivalentă.

Cristalul de cuarț, care este o prismă hexagonală, are 3 axe electrice (Ox), 3 axe mecanice (Oy), 1 axă optică (Oz). La comprimarea cristalului în direcția unei axe electrice se produce efectul piezoelectric direct longitudinal, constând în apariția unor sarcini electrice de semn contrar pe cele 2 fețe perpendiculare pe această axă:

$$Q = kF_x,$$

unde *k* este piezomodulul cristalului, specific fiecărei substanțe.

O operație asemănătoare, dar pe direcția axei mecanice, produce efectul piezoelectric direct transversal, în timp ce o sollicitare mecanică pe direcția axei optice nu produce nici un efect.

Armăturile metalice ale traductorului piezoelectric formează un condensator plan de capacitate:

$$C = \frac{\epsilon A_x}{d_x},$$

la care se stabilește între armături (pentru efect longitudinal) o tensiune:

$$U_e = \frac{k}{\varepsilon} d_x \frac{F_x}{A_x}.$$

Traductorul se pretează la măsurări dinamice, cum ar fi: măsurarea forțelor, a presiunilor, vitezelor de propagare a undelor mecanice și a unor constante de material.

1.4.6.3 Traductoare de inducție

Traductoarele de inducție funcționează pe baza fenomenului de inducere a unei tensiuni electromotoare într-un conductor în deplasare relativă față de un câmp magnetic. Traductoarele de inducție cele mai utilizate sunt: tahogeneratoarele și traductoarele de inducție pentru debit.

Tahogeneratoarele sunt traductoare de rotație, funcționând ca microgeneratoare de curent continuu sau alternativ, generând tensiuni proporționale cu viteza de rotație a arborelui la care sunt conectate. Au o precizie bună și sensibilitate mare la sensul de rotație, fiind din acest motiv larg răspândite.

Traductoarele de inducție pentru debit sunt folosite la măsurarea debitelor lichidelor bune conducătoare de electricitate.

1.4.7 Traductoare digitale

Traductoarele digitale realizează convertirea mărimilor neelectrice în impulsuri de tensiune a căror frecvență sau număr sunt proporționale cu valoarea mărimilor măsurate.

Dintre traductoarele digitale se pot enumera:

- traductor digital pentru deplasări unghiulare;
- traductor digital electromagnetic pentru viteză unghiulară;
- traductor digital electromagnetic pentru debit.

1.4.7.1 Traductor digital pentru deplasări unghiulare

Acest tip de traductor are ca element principal un disc codificator. Discul se fixează pe axul a cărui deplasare se măsoară. Discul poate avea 4 sau mai multe piste pe care se află sectoare echidistante care sunt detectate de un palpator mecanic (perie). Peria închide un circuit dacă ea calcă pe sector (logic 1) sau întrerupe un circuit dacă se deplasează între sectoare (logic 0). În urma aranjării sectoarelor se obține un cod binar unic (pentru fiecare poziție) proporțional cu mărimea măsurată.

1.4.7.2 Traductor digital pentru viteză unghiulară

Pe axul a cărui viteză se măsoară se fixează o roată dințată din material feromagnetic. La mică distanță de periferia dinților se află capătul din material feromagnetic al unei bobine. Când un dinte se apropie sau se îndepărtează de magnet, lungimea întrefierului variază și odată cu aceasta reluctanța circuitului. Variația reluctanței conduce la variația fluxului magnetic, respectiv la generarea unui impuls în bobină. Prin măsurarea intervalului de timp dintre două impulsuri sau numărul de impulsuri dintr-un interval de timp se obține viteza unghiulară.

1.4.7.3 Traductor digital electromagnetic pentru debit

Acest tip de traductor are o realizare asemănătoare celui pentru viteză unghiulară, variația reluctanței fiind produsă de palele unei elice din material feromagnetic care se rotește sub acțiunea vitezei de curgere a unui fluid. Debitul fluidului este proporțional cu numărul de impulsuri generate într-un interval de timp.

Traductoarele digitale au unele avantaje care le fac preferate în tehnica militară, în aviație sau în procesele de reglare automată de înaltă precizie, precum:

- ușurința producerii, manipulării și stocării semnalelor;
- precizie ridicată de convertire a mărimilor neelectrice;
- imunitate a semnalului electric digital față de zgomotele electromagnetice;
- rezoluție mare.

Acestea prezintă în schimb și unele dezavantaje cum ar fi:

- preț de cost relativ ridicat;
- necesitatea utilizării aparatului specializat;
- timpi mari de răspuns în cazul unor tipuri de traductoare.

2. APARATE ELECTRICE ANALOGICE PENTRU MĂSURARE

2.1 Instrumente electrice analogice

2.1.1 Definiții. Clasificare

Instrumentul de măsurare constituie cel mai simplu mijloc tehnic care poate furniza de sine stătător informații de măsurare și reprezintă o componentă de bază a oricărui aparat de măsurare analogic.

Un instrument de măsurare este un mecanism electromecanic care, în majoritatea cazurilor, convertește o mărime electrică activă x într-o mărime mecanică, cel mai adesea un cuplu de forțe denumit *cuplu activ* care provoacă rotirea *dispozitivului mobil* al acestuia. Pentru ca fiecărei valori x să-i corespundă o deviație α a dispozitivului mobil, asupra acestuia acționează și un *cuplu rezistent*, dependent de α , astfel încât, sub acțiunea celor două cupluri dispozitivul mobil se rotește cu un unghi $\alpha = f(x)$, ce constituie informația de măsurare.

Unele instrumente sunt lipsite de cuplu rezistent, asupra dispozitivului mobil al acestora acționând două cupluri active de sensuri opuse: unul dependent de valoarea x_1 , iar celălalt de valoarea x_2 . Sub acțiunea celor două cupluri dispozitivul mobil se rotește cu un unghi. Această categorie de instrumente poartă denumirea de *logometre* deoarece deviația depinde de raportul valorilor x_1, x_2 ale mărimilor de intrare.

$$\alpha = f\left(\frac{x_1}{x_2}\right).$$

Principiul de funcționare al instrumentelor de măsurare diferă în funcție de fenomenul fizic utilizat pentru producerea cuplului de forțe necesar rotirii dispozitivului mobil. După principiul de funcționare instrumentele de măsurare se împart în următoarele categorii: *-magnetoelctrice; -cu magnet mobil; -feromagnetice; -electrodinamice; -ferodinamice; -de inducție; -electrostatice; -cu lamele vibrante; -termice.*

Toate aparatele de măsurare analogice au notate pe cadranele lor o serie de inscripții care corespund instrumentului de măsurare de bază, și a căror cunoaștere este necesară în scopul utilizării lor cât mai corecte în procesul măsurării.

2.1.2 Părțile componente ale instrumentelor de măsurare

Majoritatea instrumentelor de măsurare sunt alcătuite dintr-o serie de elemente constructive comune. În general, un instrument de măsurare este format dintr-o parte fixă, și o parte mobilă numită dispozitiv mobil. Atât partea fixă cât și cea mobilă sunt prevăzute cu elemente active care servesc la producerea cuplului activ și cu elemente auxiliare care îndeplinesc diferite funcții.

Ansamblul elementelor active a căror interacțiune determină mișcarea dispozitivului mobil formează *dispozitivul de producere a cuplului activ*.

Pe lângă dispozitivul de producere a cuplului activ, care are caracter specific, în construcția instrumentelor de măsurare intră următoarele dispozitive: *dispozitivul de suspensie, dispozitivul de producere a cuplului rezistent, dispozitivul de amortizare, dispozitivul de indicare a valorii măsurate.*

Toate dispozitivele care intră în componența instrumentului de măsurare sunt montate într-o cutie (carcasă) din tablă, ebonită sau lemn. Carcasa aparatului servește, pe de o parte, la fixarea diferitelor părți constructive, iar pe de altă, la protejarea instrumentului împotriva loviturilor precum și a pătrunderii prafului sau umezelii. După verificarea instrumentelor (aparatelor) cutia se sigilează.

2.1.2.1 Suspensia dispozitivului mobil

Dispozitivul mobil trebuie prevăzut cu un sistem de suspensie care să-i asigure posibilitatea de mișcare cu frecări cât mai reduse. Suspensia dispozitivului mobil se poate realiza: *pe paliere, pe benzi tensionate, pe fir de torsiune (suspensie liberă).*

Suspensia pe paliere (fig.18.a) este utilizată la majoritatea instrumentelor. Dispozitivul mobil este fixat pe un ax din oțel sau aluminiu, prevăzut la capete cu pivoți din oțel dur, care se sprijină în paliere din materiale dure semiprețioase, cum ar fi: *agat, rubin, safir*. Suprafețele de sprijin pivot-palier trebuie să fie șlefuite pentru a reduce frecările, iar axul trebuie să aibă un mic joc axial care să permită rotirea ușoară și dilatarea cauzată de variații de temperatură, fără pericol de creștere a frecărilor.

Folosirea lagărelor prevăzute cu resort permite amortizarea eventualelor șocuri mecanice.

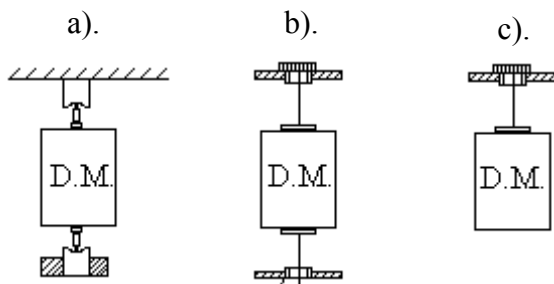


Fig.18 Tipuri de suspensie:

a – pe paliere; b – pe fire tensionate; c – liberă.

Suspensia pe benzi tensionate (fig.18b) este utilizată la instrumentele de mare sensibilitate. Se realizează cu ajutorul a două benzi subțiri, din bronz fosforos sau beriliu, fixate cu câte un capăt la cadrul mobil și celălalt la partea fixă, prin intermediul unui arc lamelar care realizează tensionarea benzilor. Pe lângă susținere benzile produc cuplul rezistent și conduc curentul la cadrul mobil (dacă acesta constă dintr-o bobină).

Suspensia liberă (fig.18.c) se utilizează mai rar și numai la instrumente de foarte mare sensibilitate (unele galvanometre). Dispozitivul mobil este suspendat de un fir de torsiune din argint, bronz fosforos, cuarț ș.a., necesitând conductoare de aducere a curentului lipsite de cuplu rezistent.

În raport cu suspensia pe paliere, suspensia pe benzi tensionate și suspensia liberă oferă următoarele avantaje: eliminarea frecărilor, micșorarea consumului propriu, creșterea sensibilității instrumentului. În schimb prezintă dezavantajul unei sensibilități mari la șocuri și vibrații mecanice.

2.1.2.2 Dispozitivul de producere a cuplului rezistent

Cuplul rezistent se realizează cu ajutorul unor elemente elastice: resorturi spirale – la instrumentele cu suspensie pe lagăre – și benzi tensionate, respectiv firul de torsiune – la instrumentele care folosesc aceleași elemente și pentru suspensie. Resorturile spirale se confecționează din bronz fosforos sau bronz cu beriliu ca și benzile tensionate. Cuplul rezistent al instrumentelor cu resorturi sau benzi tensionate nu se anulează decât în poziția inițială a dispozitivului mobil. De aceea, la deconectarea instrumentului din circuitul de măsurare, cuplul rezistent aduce dispozitivul mobil automat în poziția inițială de repaus (de zero).

Corectorul de zero servește la reglarea poziției inițiale (de zero) a indicatorului instrumentului.

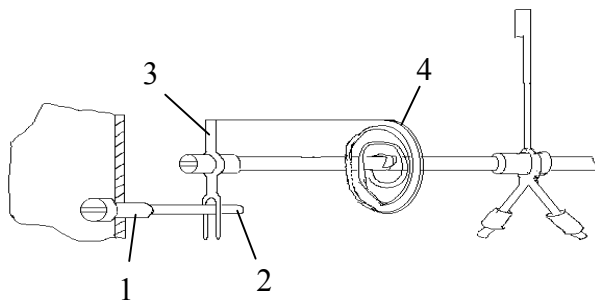


Fig.19 Resortul spiral și corectorul de zero.

La instrumentele cu resorturi (fig.19) corectorul de zero consta dintr-un buton 1 (manevrabil din exterior) cu știftul excentric 2 introdus în furca pârgșiei 3 de a carei extremitate este fixat capătul resortului 4. Rotind butonul cu știft excentric se deplasează capătul resortului care rotește axul dispozitivului mobil până când indicatorul coincide cu reperul zero al scării gradate.

2.1.2.3 Dispozitivul de amortizare

În lipsa dispozitivului de amortizare, după aplicarea mărimii de măsurat la intrarea unui instrument de măsurare, datorită inerției dispozitivului mobil, indicatorul deviației nu trece imediat în poziția corespunzătoare deviației permanente, ci execută o mișcare de oscilație în jurul acestei poziții, prelungind inadmisibil de mult timpul de răspuns al instrumentului. Pentru obținerea unui timp de răspuns cât mai scurt, majoritatea instrumentelor se prevăd cu dispozitive de amortizare, care pot fi de tip *pneumatic*, *electromagnetic* sau *hidraulic*.

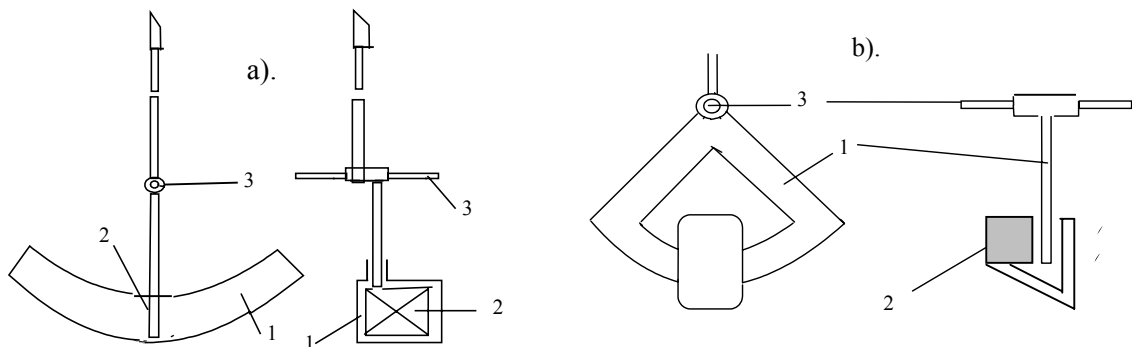


Fig.20 Dispozitive de amortizare:
a - pneumatic; b - electromagnetic.

Dispozitivul de amortizare pneumatic (fig.20a) este constituit dintr-o cameră închisă (1) în interiorul căreia se poate mișca o paletă ușoară (2) fixată de axul dispozitivului mobil (3). Amortizarea se datorează acțiunii de frânare a mișcării, produsă de comprimarea și scurgerea forțată a aerului prin intervalul îngust dintre paletă și pereții camerei amortizorului.

Dispozitivul de amortizare electromagnetic (fig.20b) este constituit dintr-un sector de disc de aluminiu (1), fixat de ax (3), care se poate mișca în întrefierul dintre poliile unui magnet permanent (2). Amortizarea se datorează acțiunii câmpului creat de magnet asupra curenților turbionari induși în disc la mișcarea acestuia în câmp. Conform regulei lui Lenz, efectul curenților induși se opune cauzei care i-a produs, exercitând astfel o acțiune de frânare (amortizare) a mișcării.

Amortizarea hidraulică se folosește extrem de rar (bucle de oscilograf). Dispozitivul mobil este introdus într-un lichid de o anumite vâscozitate (glicerină, ulei mineral, uleiuri siliconice, ș.a.), corespunzătoare unui anumit grad de amortizare.

2.1.2.4 Dispozitivul de indicare a valorii măsurate

Este format dintr-un cadran cu scară gradată și indicatorul deviației.

Cadranul constituie suportul material al scării gradate și se construiește din tablă de alamă, zinc sau aluminiu. La instrumentele cu ac indicator de precizie, cadranul este prevăzut cu o oglindă în dreptul scării gradate în scopul evitării erorilor de citire (de paralaxă).

Scara gradată este o succesiune de repere corespunzătoare valorii mărimii de măsurat, trasate pe suprafața cadranului conform traiectoriei urmate de indicatorul deviației. Intervalele dintre reperele succesive se numesc *diviziuni*. Scările instrumentelor de măsurare se pot clasifica:

-după formă: scări drepte, scări în arc de cerc (arcul scării până la 180 de grade), scări circulare (arcul scării peste 180°);

-după felul distribuirii reperelor: scări uniforme (diviziuni egale), scări neuniforme (diviziuni inegale), scări cu porțiuni comprimate sau extinse;

-după poziția reperului zero: scări unilaterale (cu una din limite zero), scări bilaterale (repere de ambele părți ale reperului zero), scări cu zero decalat (cu reperul zero în afara intervalului de măsurare), scări fără reper zero.

Indicatorul deviației poate fi un ac indicator sau un spot luminos (interior sau exterior). Acul indicator este fixat de axul instrumentului și este echilibrat cu două contragreutăți, astfel încât centrul de greutate al indicatorului să se afle pe axa de rotație. Dispozitivul indicator cu spot luminos se utilizează mai rar și numai la aparate de mare sensibilitate, caz în care deasupra dispozitivului mobil al instrumentului este fixată o oglindă de dimensiuni foarte mici care reflectă un spot luminos spre scara gradată.

2.1.3 Cupluri care acționează în regim static asupra dispozitivului mobil

Cuplul activ, M_a , determină mișcarea dispozitivului mobil ca urmare a interacțiunilor dintre elementele active ale instrumentului. În cazul instrumentelor a căror funcționare este determinată de forțe mecanice, produse prin intermediul câmpului electric sau magnetic, expresia cuplului activ se poate stabili aplicând teorema forțelor generalizate.

Cuplul rezistent, M_r . În cazul instrumentelor cu resorturi, benzi tensionate sau fir de torsiune, cuplul rezistent M_r este proporțional cu unghiul de rotație α al dispozitivului mobil și de semn opus cuplului activ: $M_r = -D\alpha$,

unde D este cuplul rezistent specific al elementului elastic (resort, benzi).

În cazul logometrelor, funcția cuplului rezistent este îndeplinită de un al doilea cuplu activ, de semn opus primului, cele două cupluri fiind funcții diferite de unghiul de rotație α . Dacă primul cuplu activ este de forma: $M_a = x_1^n f_1(\alpha)$,

atunci cuplul rezistent se exprimă prin relația:

$$M_r = -x_2^n f_2(\alpha),$$

unde x_2 - mărime de aceeași natură cu x_1 .

Cuplul de frecare, M_f , există numai la instrumentele cu suspensia pe paliere, fiind produs de frecarea pivotilor în palier. Datorită prezenței cuplului de frecare deviația finală a dispozitivului mobil se stabilește cu o anumită eroare (de frecare) în raport cu poziția pe care acesta ar ocupa-o în lipsa frecărilor. Cuplul (și respectiv eroarea) de frecare depinde de greutatea dispozitivului mobil, de materialele și calitatea suprafețelor pivot-palier, de mărimea cuplului activ și rezistent.

2.1.4 Ecuația generală de mișcare a dispozitivului mobil a instrumentelor de măsurare

În cazul majorității instrumentelor de măsurare dispozitivul mobil execută o mișcare de rotație în jurul axei sale. Ecuația generală de mișcare se obține din ecuația echilibrului dinamic al tuturor cuplurilor ce acționează asupra dispozitivului mobil, anume:

$$\sum_{i=1}^n M_i = 0$$

Cuplurile M_i care acționează asupra dispozitivului mobil sunt:

$M_J = -J d^2\alpha/dt^2$ - cuplul forțelor de inerție, unde J este momentul de inerție al dispozitivului mobil în raport cu axa de rotație, iar $d^2\alpha/dt^2$ - accelerația unghiulară a mișcării.

$M_A = -A da/dt$ - cuplul de amortizare, produs de dispozitivul de amortizare (și de frecarea cu aerul), unde A este factorul de amortizare (cuplul de amortizare specific) și da/dt - viteza unghiulară a mișcării.

$M_r = -D\alpha$ - cuplul rezistent mecanic în cazul utilizării unor elemente elastice sau

$M_r = -x_2^n f_2(\alpha)$ - cuplul rezistent de aceeași natură cu cuplul activ, în cazul logometrelor.

M_f - cuplul de frecare în lagăre, existent numai la instrumentele cu suspensie pe lagăre.

$M_a = +x^n f(\alpha)$ - cuplul activ dependent de mărimea de intrare x și, în unele cazuri, și de unghiul de deviație α . Cuplul activ poate fi constant sau variabil în timp după o lege cunoscută.

Considerând cazul mai simplu al instrumentelor cu cuplu rezistent mecanic, neglijând cuplul de frecare și înlocuind cuplurile exprimate mai sus, după ordonarea termenilor se obține:

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + A \frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = M_a$$

relație ce reprezintă ecuația generală de mișcare a dispozitivului mobil al instrumentelor cu cuplu rezistent mecanic.

Prin rezolvarea ecuației generale de mișcare se obține soluția acesteia care indică evoluția în timp a mișcării dispozitivului mobil sub forma:

$$\alpha = \alpha_p + \alpha_1,$$

unde α_p este o soluție particulară a acestei ecuații, dependentă de modul de variație în timp a mărimii de măsurat x , respectiv a cuplului activ M_a , iar α_1 este soluția ecuației omogene (fără membrul drept). α_p reprezintă deviația de regim permanent, iar α_1 – deviația de regim liber (tranzitoriu). Prin urmare regimul de mișcare a dispozitivului mobil cuprinde 2 faze: regimul tranzitoriu – α_1 (dinamic) și regimul deviației permanente – α_p (static sau dinamic).

Regimul tranzitoriu este caracteristic tuturor instrumentelor electromecanice și are o durată limitată în timp. Acesta apare, în general, la trecerea dispozitivului mobil de la o stare de regim permanent la alta. Cazul frecvent în care se manifestă regimul tranzitoriu este acela al conectării (deconectării) unui instrument în (din) circuitul de măsurare. După terminarea regimului tranzitoriu se stabilește întotdeauna regimul permanent.

Regimul deviației permanente (static) se instalează întotdeauna după trecerea regimului tranzitoriu și este caracteristic instrumentelor cu inerție mare. După forma cuplului activ care solicită dispozitivul mobil se întâlnesc două categorii de instrumente funcționând în regim static. În prima categorie intră instrumentele al căror dispozitiv mobil fiind solicitat de un cuplu activ constant, $M_a = const.$, după trecerea regimului tranzitoriu, atinge deviația permanentă $\alpha_t = M_a/D = const.$ (Exemple: instrumente magnetoelectrice, feromagnetice, electrodinamice, ferodinamice funcționând în curent continuu). Din a doua categorie fac parte instrumentele care, fiind solitate de un cuplu dinamic (variabil periodic în timp), datorită inerției mari a dispozitivului lor mobil, nu pot urmări variațiile rapide în timp ale cuplului activ, deci ale valorii instantanee a mărimii de intrare. La aceste instrumente, după trecerea regimului tranzitoriu, dispozitivul mobil prezintă o deviație permanentă proporțională cu valoarea medie a cuplului dinamic:

$$\alpha_p = \frac{M_{med}}{D} = const.$$

Pentru determinarea soluției ecuației omogene:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{A}{J} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{D}{J} \alpha = 0,$$

se notează $\frac{D}{J} = \omega_0^2$ și $\frac{A}{J} = 2\beta\omega_0$, unde β și ω_0 depind numai de parametrii constructivi ai instrumentului de măsurare. Rădăcinile ecuației caracteristice sunt:

$$r_{1,2} = \omega_0 (-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 1}),$$

unde ω_0 este pulsația proprie a dispozitivului mobil, iar β gradul de amortizare.

Soluția ecuației omogene și caracterul mișcării dispozitivului mobil în regim tranzitoriu, depind de natura rădăcinilor ecuației caracteristice, respectiv de gradul de amortizare β . În funcție de valoarea lui β se obțin următoarele cazuri:

- $\beta < 1$ - regim subamortizat (mișcare oscilatorie amortizată);
- $\beta = 1$ - regim de amortizare critică (mișcare aperiodică critică);
- $\beta > 1$ - regim supraamortizat (mișcare aperiodică).

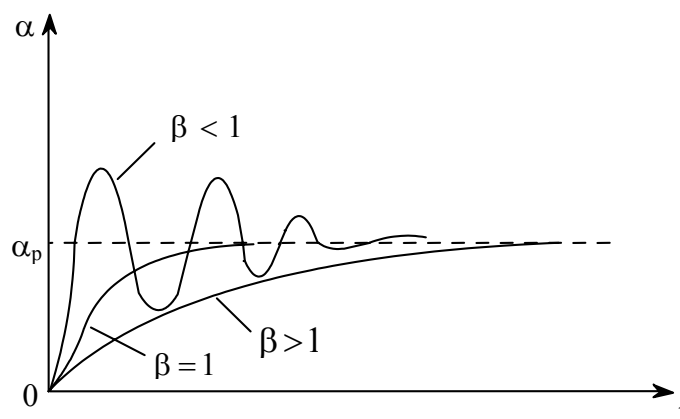


Fig.21 Curbele $\alpha = f(t)$ în regim tranzitoriu la conectarea instrumentului în circuit ($M_a = const.$, mișcare forțată).

2.2 Circuite auxiliare ale aparatelor de măsurare

2.2.1 Circuite pentru extinderea domeniului de măsurare

Un aparat de măsurare se caracterizează din punct de vedere al utilizării sale în circuit prin curentul maxim admisibil sau curentul nominal I_n și prin valoarea rezistenței sale interne r_i . Pe baza acestor date rezultă tensiunea nominală la bornele aparatului:

$$U_n = r_i I_n.$$

Aparatele cu rezistență internă mică (ohmi, zeci de ohmi) se utilizează ca ampermetre și se introduc în serie în circuitul în care se măsoară curentul. Aparatele cu rezistență internă mare (mii de ohmi) se utilizează ca voltmetre și se conectează în paralel la bornele la care se măsoară tensiunea. Astfel, dacă curentul de măsurat depășește valoarea I_n sau tensiunea de măsurat depășește valoarea U_n , se pune problema extinderii posibilităților de măsurare ale aparatului utilizat ca ampermetru sau ca voltmetru.

2.2.1.1 Extinderea domeniului de măsurare al ampermetrelor

Extinderea domeniului de măsurare al ampermetrelor se realizează prin conectarea în paralel a unei rezistențe numite *șunt* care derivatează o parte din curentul de măsurat.

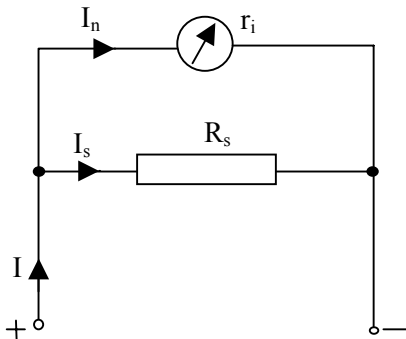


Fig.22 Schema ampermetrului cu domeniu de măsurare extins.

Dacă I este curentul de măsurat și I_s curentul prin șunt, pe baza relațiilor:

$$r_i I_n = R_s I_s; \quad I_s = I - I_n, \quad \text{și notând raportul } \frac{I}{I_n} = n,$$

rezultă în final relația de calcul a valorii șuntului: $R_s = \frac{R_i}{n-1}$.

Dacă se lucrează în curent alternativ, trebuie să se țină seama de inductanțele proprii ale bobinei aparatului (L_i) și a șuntului (L_s) care apar în serie cu rezistențele acestor bobine. Împărțirea curentului de măsurat între aparat și șunt este independentă de frecvență dacă

$$\frac{L_s}{R_s} = \frac{L_i}{R_i}, \quad \text{adică fazele celor doi curenți (prin aparat și șunt) sunt aceleași.}$$

Pentru a realiza un ampermetru cu mai multe scări o soluție ar consta în montarea în paralel a mai multor rezistențe *șunt*, selectabile cu ajutorul unui comutator.

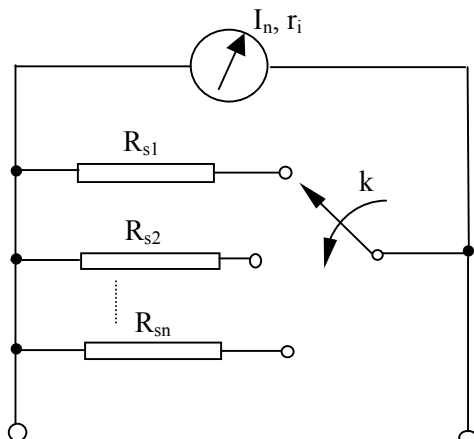


Fig.23 Ampermetru cu șunt multiplu.

Soluția nu este recomandabilă deoarece defectarea comutatorului (sau oxidarea contactelor) pune în pericol aparatul, prin care se poate închide tot curentul de măsurat. O soluție mai bună o oferă șuntul universal. Dacă schema permite măsurarea a m trepte de curent, atunci din considerente analoge cu cele de mai sus, se deduce valoarea rezistenței șuntului la treapta k de curent:

$$R_k = R_m \frac{n_m}{n_k},$$

unde $n_k = \frac{I_k}{I_n}$, $n_m = \frac{I_m}{I_n}$ și R_m este rezistența totală a șuntului.

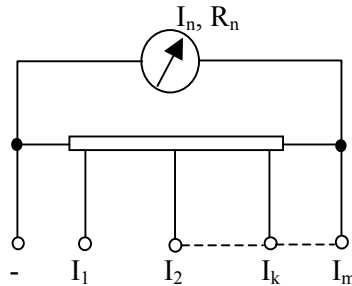


Fig.24 Ampermetru cu șunt universal.

Șunturile pot fi interioare sau exterioare aparatului. Deși rezistența șunturilor este foarte mică, trecerea unui curent de mare intensitate prin el produce o cantitate de căldură foarte mare. Spre exemplu, un curent de 20000 A trecând printr-un șunt de 100 mV produce o cantitate de căldură de 2 kW. Ca urmare, șuntul trebuie astfel construit încât să evacueze întreaga cantitate de căldură prin suprafața sa de răcire către mediul înconjurător

2.2.1.2 Erori de temperatură și compensarea lor. La variația temperaturii, rezistența șuntului (din manganină) rămâne practic neschimbată, în timp ce rezistența bobinei mobile (din cupru) variază cu $0,4\%/^{\circ}\text{C}$, modificând substanțial curentul I_0 , deci și indicația aparatului. Aparatele fără șunt (μA , mA) nu sunt afectate de erori de temperatură, deoarece, în general, rezistența bobinei mobile este mult mai mică decât rezistența totală a circuitului în care este conectat. Pentru reducerea erorii de temperatură este necesară introducerea unor elemente de compensare.

În cazul ampermetrelor de precizie redusă (clasa 1...2,5) eroarea se reduce prin conectarea în serie cu bobina mobilă a unei rezistențe de manganină r_1 , având valoarea $r_1 = (1-5)r_0$. Astfel, rezistența totală $r_0 + r_1$ variază mai puțin cu temperatura și eroarea se micșorează în mod corespunzător (fig.25a). Nu se poate adopta o rezistență de compensare r_1 de valoare prea mare, deoarece aceasta ar fi însoțită de creșterea rezistenței șuntului care se calculează cu relația corespunzătoare:

$$R_s = \frac{r_0 + r_1}{n - 1}.$$

Pentru ampermetrele de precizie mare (clasa 0,2;0,5), metoda precedentă nu mai poate fi utilizată deoarece ar rezulta valori exagerat de mari pentru r_1 . În acest caz se folosește schema din figura 25b, în care rezistențele r_1 și r_3 sunt din manganină și r_2 din cupru. Dacă rezistențele îndeplinesc condiția $r_1 r_3 = r_2 r_0$, se obține o compensare totală a erorii de temperatură. De regulă se adoptă $r_1 = r_0$ și $r_2 = r_3 = 2r_0$. Efectul de compensare se explică astfel: la creșterea temperaturii cresc rezistențele din cupru (r_0 și r_2) de pe ambele ramuri și curentul I_1 din ramura comună scade, dar I_0 se menține constant datorită faptului că r_2 (Cu) crește, în mod corespunzător, mai mult decât $r_0 + r_1$.

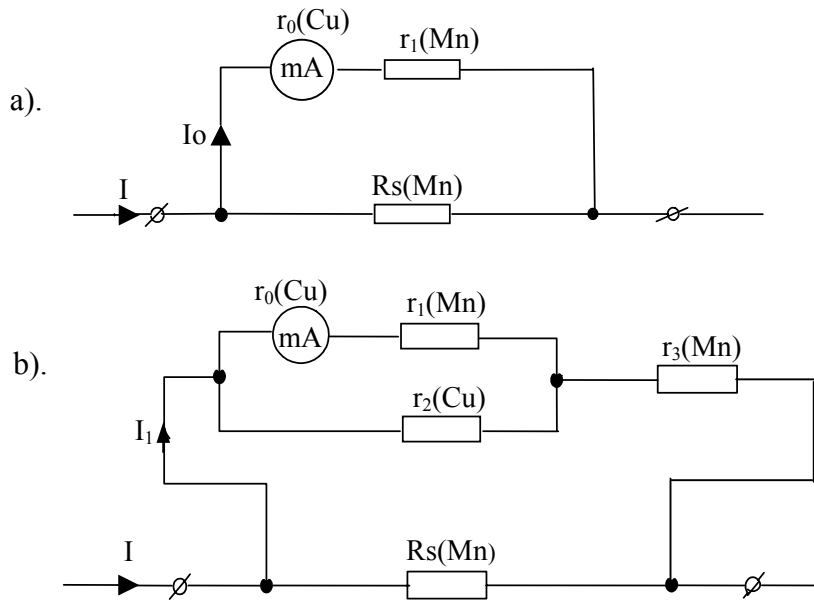


Fig.25 Scheme de compensare a erorilor de temperatură la ampermetre magnetoelectrice:
a - pentru aparate tehnice; b - pentru aparate de precizie.

2.2.1.3 Extinderea domeniului de măsurare al voltmetrelor

Extinderea domeniului de măsurare al voltmetrelor se realizează prin conectarea în serie cu aparatul a unor rezistențe adiționale, care preiau o parte din tensiunea necesară a fi măsurată.

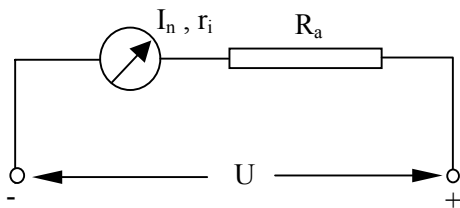


Fig.26 Schema voltmetrului cu domeniu de măsurare extins.

Dacă U este tensiunea de măsurat, aplicând legea lui Ohm în acest ochi de rețea obținem relația:

$$U = R_i I_n + R_a I_n.$$

Dacă se ține seama de faptul că $U_n = R_i I_n$ și se notează cu $n = \frac{U}{U_n}$, se obține în final relația de calcul a rezistenței adiționale:

$$R_a = R_i (n - 1).$$

În cazul unui voltmetru cu mai multe scări, din considerente analoage, rezultă valoarea rezistenței adiționale R_k pentru măsurarea tensiunii $U_k = n_k U_n$:

$$R_k = R_i (n_k - 1).$$

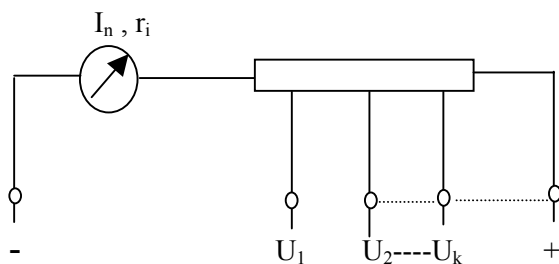


Fig.27 Schema unui voltmetru cu mai multe scări de măsurare.

Rezistențele adiționale pot fi de asemenea interioare sau exterioare. Ele se execută din sârmă de manganină izolată, înfășurată pe plăci izolate sau role de porțelan. La aparatele cu clasă de precizie redusă (1,5 - 5) se pot utiliza rezistențe chimice, care au un cost redus și un volum mic, dar prezintă dezavantajul variației cu temperatura.

2.2.2 Circuite pentru dilatarea sau comprimarea scării de măsurare

În figura 28a se prezintă schema unui voltmetru de curent alternativ format dintr-un instrument de măsurare în curent continuu, o punte cu elemente redresoare și o diodă Zener, a cărei caracteristică se dă în figura 28b. Pentru tensiuni redresate mai mici decât U_z (tensiunea de străpungere a diodei Zener) instrumentul nu indică nimic, căci dioda Zener este practic blocată. Pentru valori $U_0 \geq U_z$, dioda se deblochează și începe să indice, scara fiind liniară:

$$I_i = k(U_0 - U_z).$$

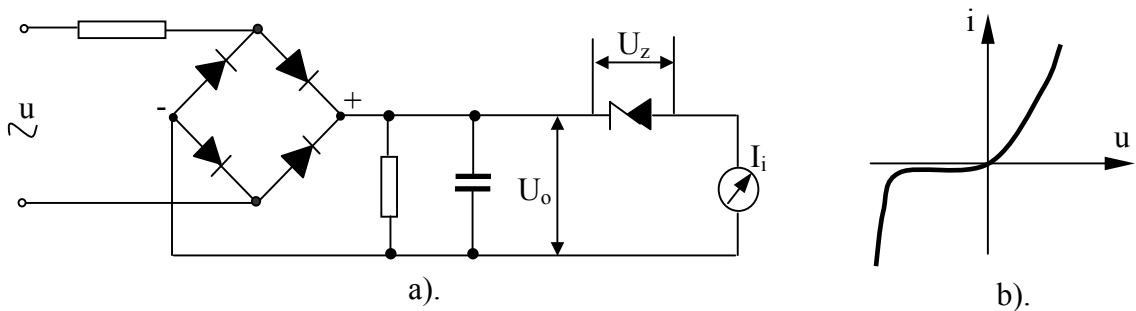


Fig.28 Voltmetru de curent alternativ cu circuit de dilatare a scării de măsurare: a - schema electrică; b - caracteristica diodei Zener.

Dacă se alege $U_z = 0,9U_{0max}$, unde U_{0max} reprezintă valoarea maximă a tensiunii de măsurat, valorile cuprinse între $0,9U_{0max}$ și U_{0max} vor putea fi citite pe întreaga scară a aparatului.

Pentru comprimarea scării aparatului se poate folosi schema din figura 29a. Diodele D_1, D_2, \dots, D_n conduc succesiv pe măsură ce crește tensiunea continuă U_i , de la intrare. Prin intrarea în conducție, fiecare diodă absoarbe o parte din curentul aparatului, determinând ca indicația sa să nu crească proporțional cu tensiunea de intrare. Se poate realiza astfel o scară logaritmică reprezentată în figura 29b.

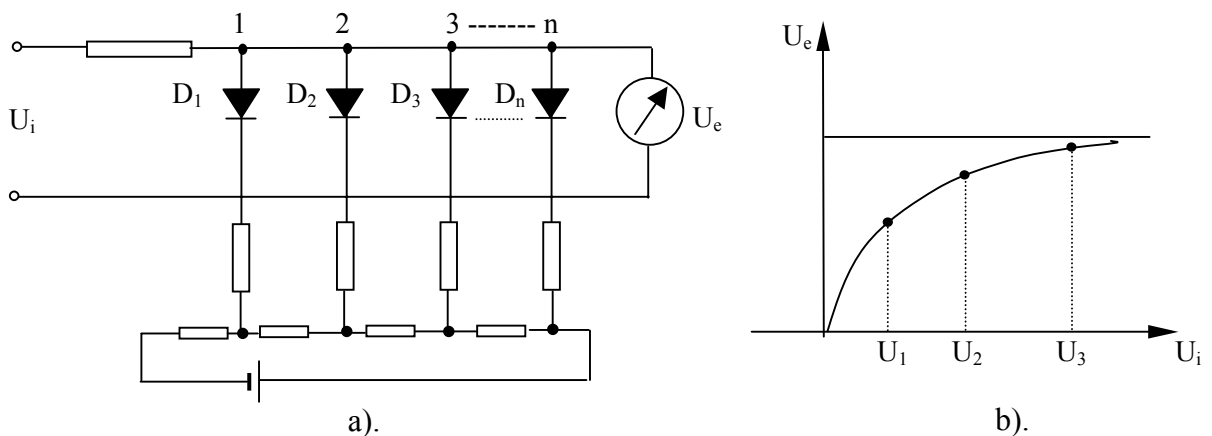


Fig.29 Comprimarea scării de măsurare: a - schema electrică a circuitului; b - scara de măsurare (logaritmică).

2.2.3 Circuite pentru protecția aparatelor la suprasarcină

În figura 30a se reprezintă schema de protecție a unui voltmetru de curent continuu. Dioda Zener, conectată în paralel cu aparatul, are o tensiune de străpungere egală cu tensiunea maximă pe care o poate suporta aparatul. Când această valoare este depășită, dioda devine conductoare și scurtcircuitază aparatul. Rezistența R_1 împiedică scurtcircuitarea sursei de tensiune.

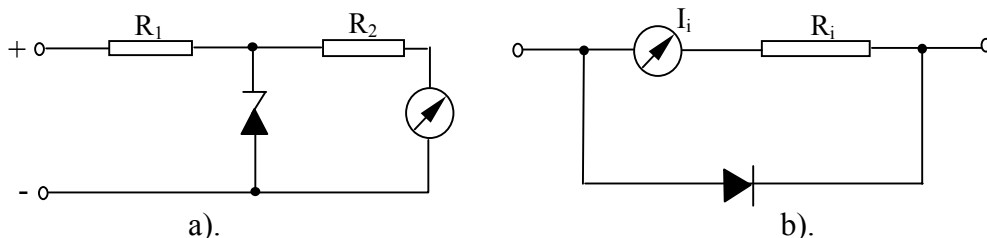


Fig.30 Circuite pentru protecția aparatelor la suprasarcini.

În figura 30b se reprezintă schema de protecție a unui ampermetru de curent continuu, realizată cu o diodă cu siliciu. Aceasta începe să conducă în sensul direct, atunci când căderea de tensiune pe aparat depășește valoarea nominală, derivând astfel o parte din curent.

2.3 Aparate electrice de măsurare cu instrument magnetoelectric

2.3.1 Instrumente magnetoelectrice cu cadru mobil

Instrumentul magnetoelectric este cel mai răspândit dintre toate instrumentele de măsurare. Având la bază un astfel de instrument, s-au realizat microampermetre și miliampermetre magnetoelectrice folosite atât ca atare cât și în construcția a numeroase aparate de măsurare, ca de exemplu: milivoltmetre, voltmetre, ampermetre, ohmmetre, multimetre, aparate electronice analogice. De asemenea, s-a utilizat la construcția galvanometrelor, indicatoarelor de nul, buclelor de oscilograf, iar în asociere cu redresoare sau termoelemente la construcția unor voltmetre și ampermetre de curent alternativ. În fine, asociat cu convertoare sau traductoare adecvate este utilizat la construcția de frecvențmetre, wattmetre ș.a., precum și a aparatelor analogice pentru măsurarea de mărimi neelectrice pe cale electrică (temperatură, debit, etc.).

Constructiv se deosebesc două tipuri: cu magnet permanent exterior și cu magnet permanent interior.

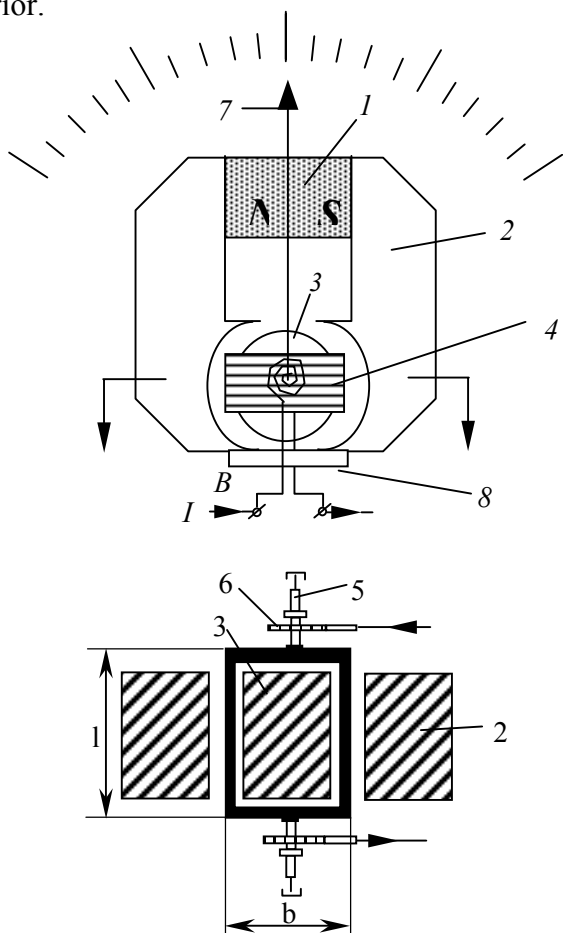
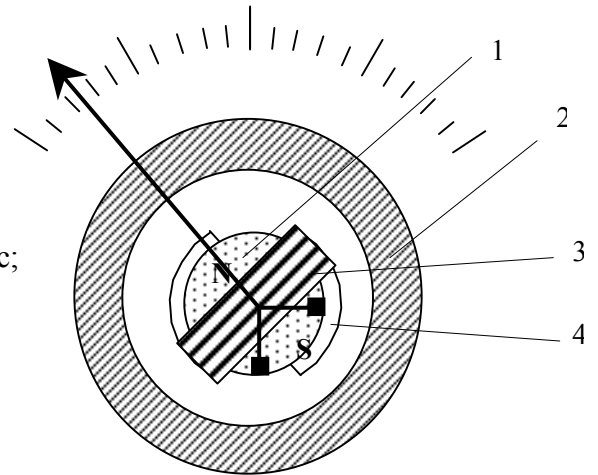


Fig.31 Instrument magnetoelectric cu magnet permanent exterior:

- 1- magnet permanent;
- 2- piese polare din material feromagnetic;
- 3- miez cilindric;
- 4- bobină mobilă;
- 5- semiaxe;
- 6- resorturi spirale (cu sensuri diferite de înfășurare);
- 7- ac indicator;
- 8- șunt magnetic (reglează fluxul magnetic în întrefierul dintre piesele polare și miezul cilindric);
- 1 – lungimea cadrului bobinat;
- b – lățimea cadrului bobinat.

Fig.32 Instrument magnetoelectric cu magnet permanent interior:

- 1- magnet permanent interior;
- 2- carcasă cilindrică din material feromagnetic;
- 3- bobină mobilă;
- 4- piesă polară.

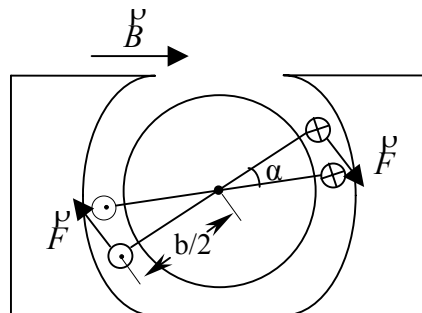


Sistemul fix al instrumentului este format din magnetul permanent (aliaj magnetic dur) prevăzut cu piese polare și miezul cilindric (material magnetic moale). Elementul activ îl constituie bobina mobilă care înconjoară miezul, care se poate roti în întrefierul cilindric dintre piesele polare și miez, fiind fixată pe două semiaxe ce se sprijină în paliere. Pe semiaxe sunt fixate două resorturi spirale înfășurate în sensuri opuse pentru a compensa efectele variațiilor de temperatură, precum și acul indicator cu contragreutățile de echilibrare. Resorturile spirale servesc totodată și la aducerea curentului la bobina mobilă. Bobina mobilă este realizată prin înfășurarea unui conductor subțire pe un cadru dreptunghiular (tablă de Al), care constituie o spirală în scurtcircuit ce servește la amortizarea oscilațiilor dispozitivului mobil.

Instrumentul cu magnet interior prezintă o construcție simplă, gabarit redus, dispersia fluxului magnetic mai mică în raport cu instrumentul cu magnet permanent interior, precum și o mai bună ecranare.

Funcționarea instrumentului se bazează pe apariția unui cuplu activ datorită interacțiunii dintre câmpul magnetic din întrefier și câmpul magnetic produs la trecerea curentului prin bobina mobilă.

Fig.33 Schiță explicativă privind producerea cuplului activ.



B – inducția în întrefier;

b – lățimea bobinei.

\vec{F} - forța electromagnetică (forța Laplace).

$$\vec{F} = I(d\vec{l} \times \vec{B}).$$

Sub acțiunea câmpului magnetic din întrefier de inducție B , cele două laturi active ale bobinei formate din N conductoare de lungime l , parcurse de curentul continuu I , sunt solicitate de forțe egale cu sensuri opuse: $F = NBil$. Forțele F , având centrele de aplicație la distanța b , dau naștere cuplului activ $M_a = Fb = NBilb = NBIA$, unde $lb = A$ (suprafața bobinei).

Deoarece, $NBA = \Phi_0$, rezultă $M_a = \Phi_0 I$. Sub acțiunea cuplului activ M_a dispozitivul mobil se rotește cu un unghi α la care acest cuplu este echilibrat de cuplul rezistent M_r dezvoltat în resorturile spirale (benzi tensionate). La echilibru $M_a + M_r = 0$, și $\Phi_0 I = D\alpha$. Rezultă ecuația de funcționare în curent continuu a instrumentului magnetoelectric:

$$\alpha = \frac{\Phi_0}{D} I = SI, \text{ unde } S = \frac{\Phi_0}{D} = \frac{NBA}{D} \text{ reprezintă sensibilitatea (const.).}$$

Deoarece $S = \text{const.}$, deviația este proporțională cu intensitatea curentului I și scara instrumentului este uniformă.

Dacă bobina instrumentului este parcursă de un curent alternativ ($i = I_M \sin \omega t$), cuplul activ este alternativ de aceeași frecvență $m_a = \Phi_0 i$, iar cuplul activ mediu va fi

$$M_{a,med} = \frac{1}{T} \int_0^T m_a dt = \frac{1}{T} \int_0^T \Phi_0 i dt = \frac{\Phi_0}{T} \int_0^T i dt = 0, \text{ și deviația acului indicator al}$$

instrumentului este nulă. Rezultă că instrumentul funcționează numai în curent continuu.

Funcționarea instrumentului poate fi afectată de variații de temperatură (prin modificarea rezistenței bobinei - ce determină erori de indicație), fapt pentru care se prevede cu schemă de compensare.

Dintre calitățile instrumentului se pot menționa: scară uniformă (liniară), sensibilitate ridicată, consum propriu redus (mW), precizie bună, influență neglijabilă a câmpurilor exterioare. Dezavantajele sunt legate de funcționarea numai în c.c., de capacitatea de suprasarcină redusă și de prețul de fabricație.

2.3.2 Logometre magnetoelectrice

Logometrele magnetoelectrice sunt utilizate la construcția de ohmmetre, megohmmetre, precum și în scheme de termometre electrice rezistive. Dispozitivul mobil al acestora este constituit din două bobine solidare, fixate pe un ax comun sub un anumit unghi. Sunt lipsite de resorturi, curenții fiind aduși la bobine prin fire foarte subțiri, dispuse sub formă de buclă largă pentru a nu produce cuplu rezistent mecanic. Funcționarea logometrului magnetoelectric este descrisă de următoarea ecuație:

$$\alpha = f(I_1/I_2).$$

Prin urmare, deviația logometrului magnetoelectric este funcție de raportul curenților ce parcurg bobinele mobile. Avantajul esențial al acestuia constă în faptul că atunci când ambele circuite de curent sunt alimentate de la o sursă comună, indicația instrumentului nu este influențată de variațiile tensiunii de alimentare.

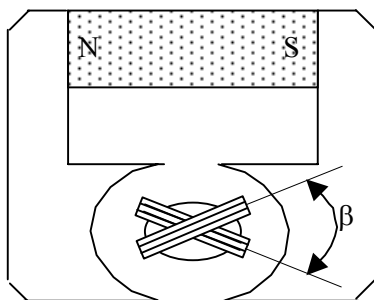


Fig.34 Logometru magnetoelectric.

β - unghi de decalaj al bobinelor

2.3.3 Galvanometre de curent continuu

Aceste aparate de mare sensibilitate sunt realizate cu instrumente magnetoelectrice fără elemente de amortizare (cu bobina mobilă realizată fără cadru metalic), fiind folosite ca indicatoare de nul de curent continuu. Sunt utilizate pentru măsurarea curenților de valori foarte mici ($10^{-6} - 10^{-11}$ A) sau a tensiunilor de c.c. foarte mici ($10^{-4} - 10^{-9}$ V).

2.3.4 Voltmetre cu instrument magnetoelectric

Voltmetrele magnetoelectrice sunt aparate folosite pentru măsurarea tensiunilor, fiind constituite dintr-un instrument magnetoelectric conectat în serie cu o rezistență adițională în scopul extinderii limitei de măsurare.

Voltmetrul magnetoelectric funcționează numai în curent continuu.

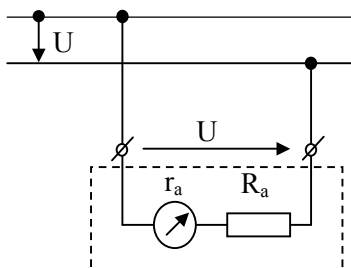


Fig.35 Schema de principiu a unui voltmetru magnetoelectric.

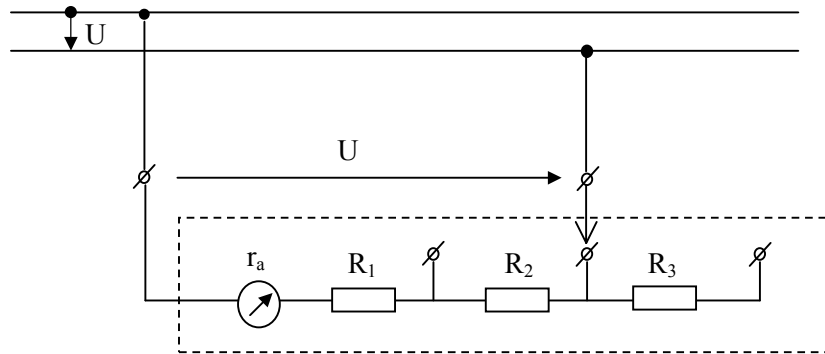


Fig.36 Schema de principiu a unui voltmetru cu mai multe game de măsurare.

Voltmetre magnetoelectrice cu redresor. Pentru utilizarea voltmetrelor magnetoelectrice și în curent alternativ, acestea se prevăd cu o schemă de redresare care îndeplinește funcția de convertor alternativ-continuu. Un voltmetru cu redresor este constituit dintr-un instrument magnetoelectric (microampermetru, miliampermetru) conectat într-o schemă de redresare (de regulă bialternanță), în serie cu o rezistență adițională corespunzătoare tensiunii nominale (fig.37).

Rezistența adițională se determină din relația:

$$U_n = (r_0 + R_a) I_0 = m U_0 = m r_0 I_0, \text{ unde: } R_a = r_0 (m - 1),$$

în care $m = U_n / U_0$ – coeficient de multiplicare a limitei de măsurare a voltmetrului.

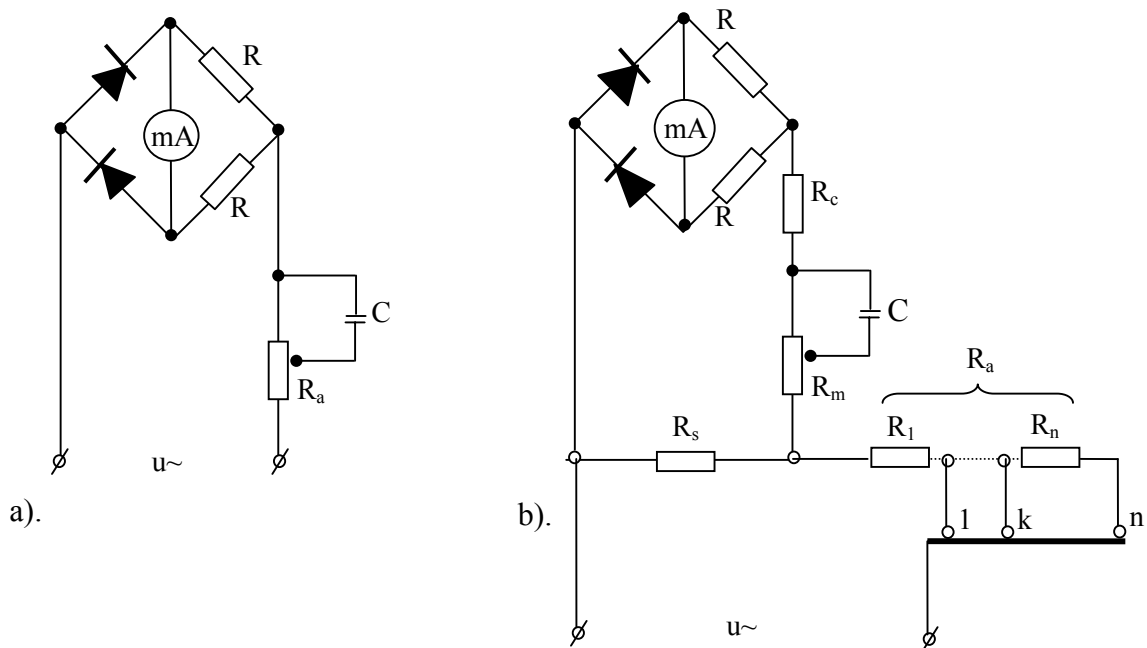


Fig.37 Scheme de voltmetre cu redresor: a – pentru tensiuni mici; b – pentru tensiuni mari (n game de măsurare).

Instrumentul magnetoelectric este parcurs de curentul redresat, iar deviația sa este proporțională cu valoarea medie a curentului (tabelul 2). În cazul redresării bialternanță:

$$\alpha = S_I I_{med} = \frac{S_I}{R_v} U_{med} = S_U U_{med} = \frac{S_U}{k_f} U,$$

unde: R_v este rezistența voltmetrului, care include rezistența instrumentului (r_0), rezistența schemei de redresare R_{red} și rezistența adițională R_a ; S_I, S_U - sensibilitatea la curent, respectiv tensiune, a instrumentului; U - valoarea efectivă a tensiunii; k_f - factorul de formă.

Deși voltmetrul cu redresor este sensibil la valoarea medie, scara sa se gradează în valori efective ale unei tensiuni de formă sinusoidală pentru care $k_f = 1,11$, rezultând: $\alpha = \frac{S_U}{1,11} U$.

Prin urmare, voltmetrul magnetoelectric cu redresor măsoară corect valoarea efectivă a tensiunii de formă sinusoidală; în cazul unor tensiuni nesinusoidale, valoarea indicată este afectată de o eroare cu atât mai mare cu cât tensiunea este mai deformată.

Indicațiile voltmetrului cu redresor pot fi afectate de erori de temperatură și de frecvență. Creșterea temperaturii provoacă scăderea rezistenței în sens direct a diodelor redresoare (cu $0,5 - 1,5\%/^{\circ}\text{C}$) și totodată, creșterea rezistenței bobinei mobile a instrumentului (cu $0,4\%/^{\circ}\text{C}$), cele două efecte compensându-se parțial. Pentru compensare totală a erorii de temperatură, de regulă, o anumită fracțiune R_c din R_a se confecționează din cupru (fig.37). La creșterea frecvenței crește și reactanța bobinei mobile iar curentul prin instrumentul de măsurare scade, ceea ce explică apariția erorii de frecvență. Această eroare se elimină cu ajutorul unui condensator C conectat în paralel cu o fracțiune din rezistența adițională. La creșterea frecvenței impedanța porțiunii de circuit RC scade, compensând astfel creșterea reactanței instrumentului.

În figura 37a se prezintă schema unui voltmetru cu redresor cu o singură sensibilitate pentru măsurarea unor tensiuni relativ mici, rar utilizată de sine stătător. În cazul măsurării tensiunilor mari (zeci, sute de volți) rezistența adițională poate atinge valori mari, apropiate ca ordin de mărime de rezistența inversă R_i a diodelor, ceea ce poate duce la anularea proprietății de redresare. Din această cauză, la voltmetrele pentru tensiuni mari rezistența adițională R_a este înseriată cu un șunt R_s (fig. 37b), la bornele cărora se conectează un voltmetru de mică tensiune (0,8-2 V), astfel încât rezistența totală a acestuia să rămână mult mai mică decât R_i (să fie îndeplinită condiția de redresare). Totodată, șuntul R_s asigură și îndeplinirea condiției de scară unică pentru voltmetrul cu mai multe sensibilități. În acest caz, pentru a putea utiliza aceeași scară pentru toate tensiunile nominale ale voltmetrului trebuie ca, la schimbarea gamei de măsurare, respectiv la modificarea rezistenței adiționale R_{ak} ($k = 1, 2, \dots, n$), curentul la cap de scară prin ramura de măsură (formată din instrument și schema de redresare), să rămână neschimbat. Pentru aceasta este necesar să se mențină constantă rezistența exterioară, văzută de la bornele a,b, (fig.37b), respectiv rezistența formată din R_s și R_{ak} conectate în paralel (neglijând rezistența sursei de tensiune). Dacă este îndeplinită condiția $R_s \ll R_{ak}$ pentru toate domeniile, se poate considera că rezistența exterioară rămâne constantă, egală cu R_s pentru toate treptele R_{ak} și deci este îndeplinită condiția de scară gradată unică.

În figura 37 se utilizează schema cu două diode redresoare care prezintă avantajul că folosește o singură diodă în conducție pentru fiecare alternanță (un singur element neliniar) ceea ce permite realizarea mai comodă a unei scări liniare. O altă schemă de redresare bialternanță utilizată în construcția voltmetrelor este cea cu transformator de tensiune (tabelul 2.1).

De regulă, voltmetrele cu redresor nu se construiesc separat, ci ca parte componentă a unor aparate multifuncționale (multimetre) cu mai multe sensibilități atât pentru tensiuni cât și pentru curenți.

2.3.5 Ampermetre cu instrument magnetoelectric

Aceste aparate conțin în schema de măsurare un instrument magnetoelectric și sunt folosite numai pentru măsurarea curenților electrici continui. După intervalele de măsurare pot fi: micro și miliampermetre, pentru curenți continui relativ mici de ordinul 10^{-6} - 10^{-1} A, și ampermetre pentru curenți continui în domeniul 10^{-1} -10A.

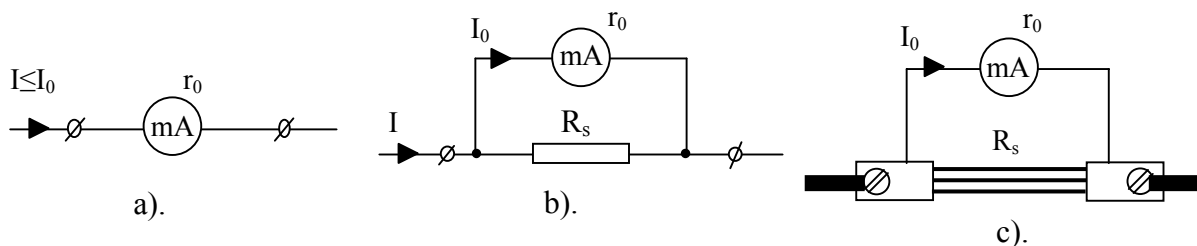


Fig.38 Scheme de ampermetre magnetoelectrice:

a – miliampermetru; b – ampermetru; c – ampermetru cu șunt pentru curenți mari.

Ampermetrele cu redresor sunt constituite dintr-un micro sau miliampermetru magnetoelectric asociat cu o schemă de redresare și conectat prin intermediul unui șunt sau transformator de curent în circuitul parcurs de curentul alternativ de măsurat (fig.39).

Un astfel de ampermetru este în fond un voltmetru cu redresor pentru tensiuni mici care măsoară căderea de tensiune pe o rezistență calibrată R_s prin care trece curentul alternativ de măsurat. De aceea și în cazul ampermetrelor cu redresor trebuie luate aceleași măsuri de compensare a erorilor de temperatură (rezistența r_c din cupru) și de frecvență (condensatorul C șuntează o parte din rezistența r_m).

Curentul redresat I_0 care trece prin mA este proporțional cu valoarea medie a curentului de măsurat I (tabelul 2.1); scara ampermetrului este însă gradată în valori efective pentru un curent de formă sinusoidală ($K_f = \frac{I}{I_{med}} = 1,11$).

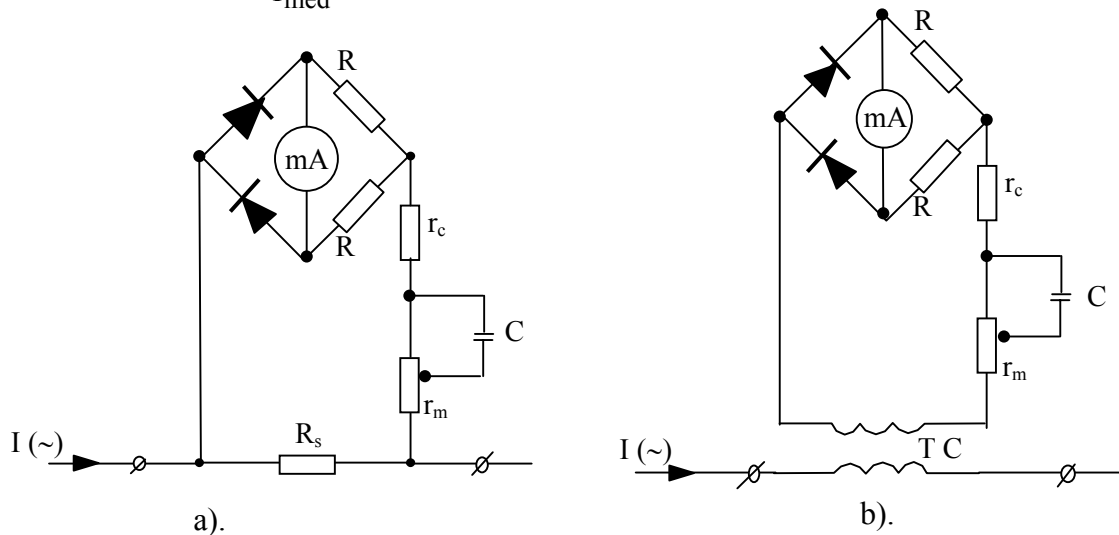


Fig.39 Ampermetre cu redresor:
a – cu șunt; b – cu transformator.

Ampermetrele cu redresor se construiesc de regulă pentru mai multe game de măsurare, fiind prevăzute în acest scop cu un șunt multiplu (fig.40). Dacă ampermetrul trebuie să măsoare un curent $I = nI_0$, din relația $R_s(I - I_0) = r_0I_0$, rezultă rezistența șuntului: $R_s = \frac{r_0}{n-1}$, unde $n = I/I_0$ este coeficientul de multiplicare al limitei de măsurare a ampermetrului.

Una din condițiile impuse acestor ampermetre este aceea de a utiliza o scară gradată pentru toate intervalele de curenți, deoarece rezistența circuitului privită de la bornele a,b (în lipsa ramurii de măsură) se păstrează constantă, egală cu R_{sn} , dacă $R_{sn} \ll R_{ext}$ (condiție respectată în practică), - unde R_{sn} este rezistența totală a șuntului, $R_{ext} = R_G + R_r$ - rezistența circuitului parcurs de curentul de măsurat I (valoarea efectivă). În aceste condiții, curentul prin instrumentul de măsurare (considerat la cap de scară) va fi:

$$I_0 = KI_d = K \frac{U_0}{R_{ab} + R_{sn}},$$

unde U_0 este tensiunea de mers în gol între bornele a,b (în lipsa ramurii a,b);

R_{ab} - rezistența ramurii a,b (parcursă de I_d).

Se observă că valoarea curentului I_0 (la cap de scară) nu depinde de treptele șuntului și deci păstrează aceeași valoare la schimbarea gamei de măsurare (deoarece U_0, R_{ab}, R_{sn} nu depind de gama de măsurare).

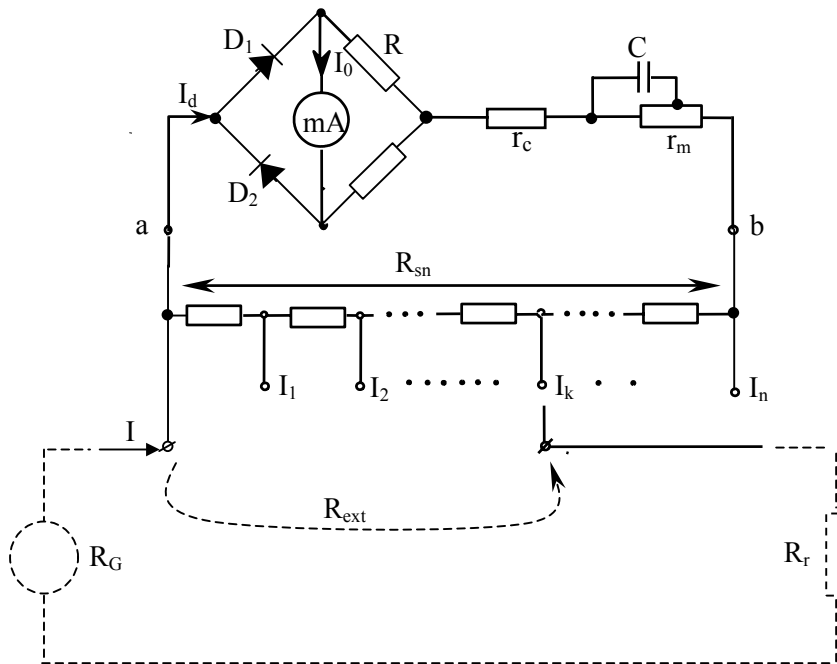


Fig.40 Ampermetru cu redresor cu șunt multiplu.

2.3.6 Multimetre

Sunt aparate portabile, constituite prin asocierea unui ampermetru și a unui voltmetru cu redresor, ambele cu mai multe sensibilități, la care se atașează, de regulă, o schemă de ohmmetru alimentat de la o baterie uscată și uneori o schemă de faradmetru.

Multimetrele sunt prevăzute, în general, cu scară liniară unică atât pentru tensiuni cât și pentru curenți și un singur comutator pentru schimbarea gamei de măsurare pentru ambele funcțiuni; o a doua scară, neliniară, servește pentru măsurarea rezistențelor, în care caz comutatorul de game trebuie trecut în poziția de funcționare ca ohmmetru. Aparatul măsoară tensiuni și curenți atât în curent continuu cât și în curent alternativ unde indică valori efective pentru semnale de formă sinusoidală.

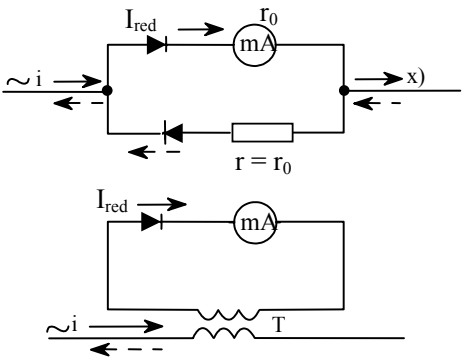
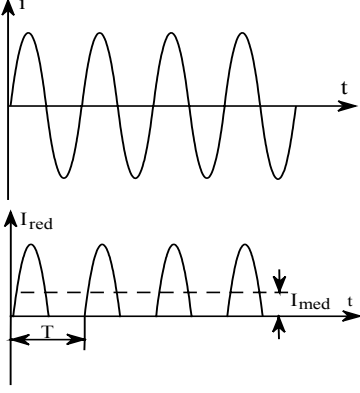
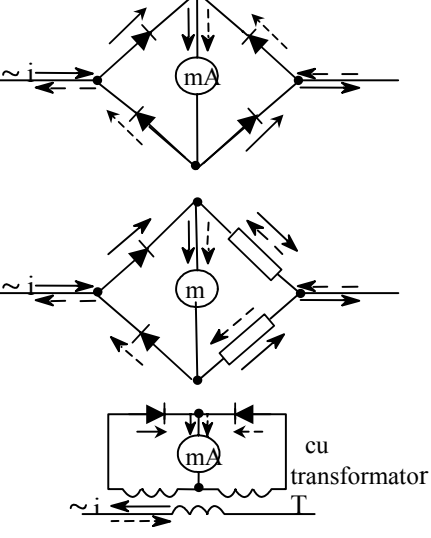
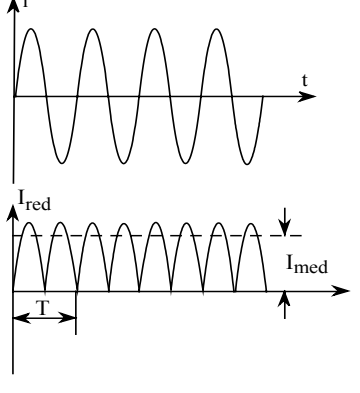
Există numeroase scheme de multimetre, una dintre acestea fiind prezentată simplificat (numai pentru două funcții, în fig.41). Aparatul dispune de șase sensibilități pentru curenți și șase pentru tensiuni, utilizând un singur rând de șunturi și rezistențe adiționale, pentru măsurări efectuate atât în curent continuu cât și în curent alternativ. La trecerea comutatorului k pe curent continuu, în ramura de măsură (a,b) se introduce o rezistență suplimentară R_{cc} dimensionată astfel încât să asigure (la cap de scară) un curent egal cu cel determinat de valoarea efectivă a unui curent alternativ de formă sinusoidală (pentru a utiliza aceeași scară atât în curent continuu cât și în curent alternativ).

Multimetrele de acest tip au, de regulă, clasa de precizie 1,5 în curent continuu și 2,5 în curent alternativ, domeniul de frecvență până la 1000-1500 Hz și un consum redus (mW). Acestea măsoară corect numai semnale de formă sinusoidală. Multimetrele prevăzute cu șunturi și rezistențe adiționale distincte pentru curent continuu și curent alternativ, precum și cu scheme de compensare a erorilor de temperatură și frecvență ating performanțe mai ridicate: clasa 1 în curent continuu, 1,5 în curent alternativ, rezistențe proprii de ordinul $20\ 000\ \Omega/V$ în curent alternativ și $100\ 000\ \Omega/V$ în curent continuu, domeniul de frecvență 20Hz - 20 KHz.

Exemplu: multimetrul MAVO-35 fabricat de IAEM Timișoara ($20000\ \Omega/V$ în curent continuu).

INSTRUMENTUL DE MĂSURARE CONECTAT ÎN SCHEME DE REDRESARE

Tabelul 2.1

<p>Redre- -sare Mono- alter- nanță</p>	<p>Scheme de redresare</p>  <p>x) Sensul curentului în alternanța “+” este indicat de săgeata continuă, iar în alternanța “-” de săgeata cu linie punctată.</p>	<p>Forma semnalului</p> 	<p>Ecuația de funcționare</p> <p>Valoarea instantanee a cuplului activ este $m_a = \Phi_0 i$, dar deviația este determinată de valoarea medie $M_{a,med}$ a cuplului activ:</p> $\alpha = \frac{M_{a,med}}{D} = \frac{\Phi_0}{D} \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = \frac{1}{2} S_I I_{med},$ <p>sau în funcție de valoarea efectivă a curentului de formă sinusoidală:</p> $\alpha = \frac{1}{2} \frac{S_I}{k_f} I = \frac{1}{2} \frac{S_I}{1,11} I,$ <p>unde $S_I = \frac{\Phi_0}{D}$ - sensibilitatea la curent a instrumentului.</p>
<p>Bi- alter- nanță</p>			<p>Deoarece în timpul unei perioade curentul trece prin instrument în același sens în ambele alternanțe:</p> $\alpha = \frac{\Phi_0}{D} \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} i dt + \int_{\frac{T}{2}}^T i dt \right] = S_I \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = S_I I_{med},$ <p>sau în funcție de valoarea efectivă a curentului de formă sinusoidală:</p> $\alpha = \frac{S_I}{k_f} I = \frac{S_I}{1,11} I.$

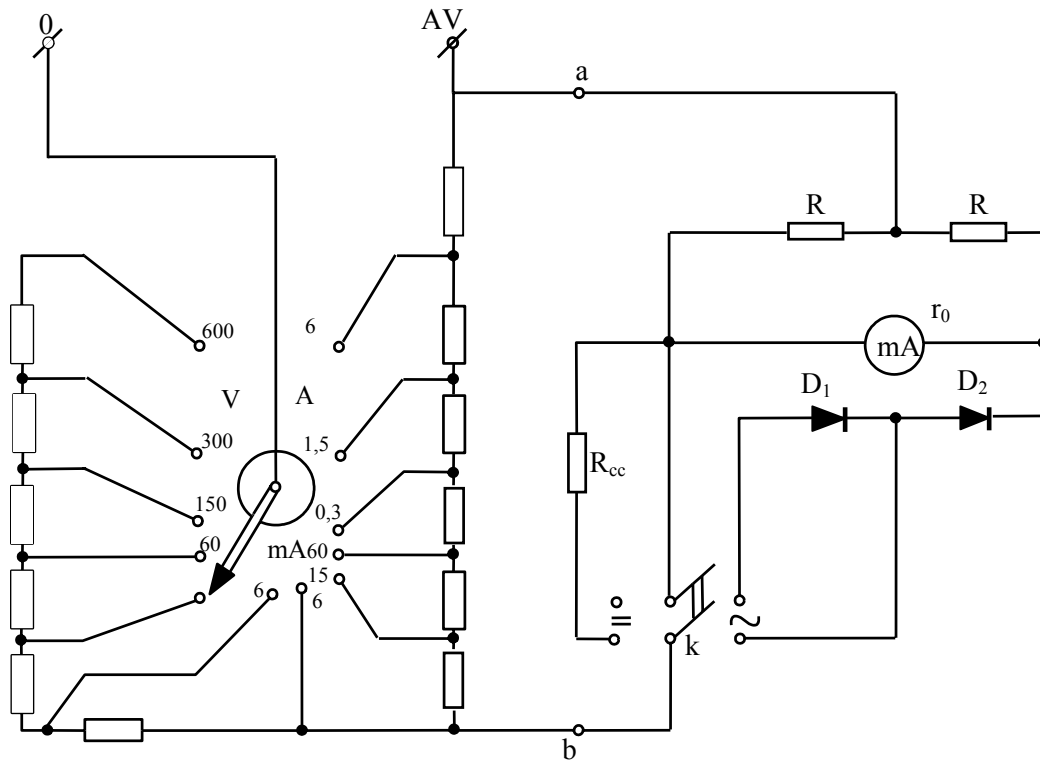


Fig.41 Schema unui multimetru (voltampermetru).

2.4 Aparate electrice de măsurare cu instrument feromagnetic

2.4.1 Construcția și funcționarea instrumentelor feromagnetice

Funcționarea acestor instrumente se bazează pe interacțiunea dintre câmpul magnetic creat la trecerea curentului de măsurat printr-o bobină fixă și una sau mai multe plăcuțe feromagnetice mobile. După natura forțelor care creează cuplul activ și după modul de construcție, instrumentele feromagnetice pot fi:

- cu atracție;
- cu respingere.

Instrumentul feromagnetic cu atracție (fig.42) este constituit dintr-o bobină plată fixă 1 cu fereastră îngustă și o plăcuță din material feromagnetic 2, fixată excentric pe axul instrumentului 3 și care poate pătrunde în fereastra bobinei, rotindu-se solidar cu axul. Pe ax mai sunt fixate: resortul spiral 4 care produce cuplul rezistent, paleta amortizorului pneumatic 5 și acul indicator 6.

Câmpul magnetic produs la trecerea curentului prin bobina fixă, magnetizează plăcuța feromagnetică și o atrage spre interiorul bobinei.

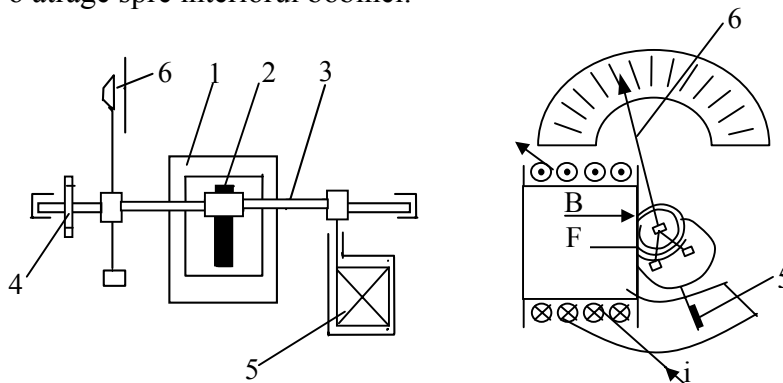


Fig.42 Instrument feromagnetic cu atracție.

Instrumentul feromagnetic cu respingere (fig.43) este constituit dintr-o bobină rotundă ce are fixată o plăcuță feromagnetică pe partea ei interioară, iar pe axul instrumentului se găsește o a doua plăcuță feromagnetică plasată în dreptul celei fixe. Restul elementelor sunt aceleași ca la instrumentul cu atracție. La trecerea curentului prin bobina fixă, câmpul magnetic creat de aceasta magnetizează ambele plăcuțe în același sens, astfel încât între ele apare o acțiune de respingere care determină cuplul activ ce rotește dispozitivul mobil.

Datorită unei tehnologii mai economice, ecranării mai simple și posibilității mai ușoare de liniarizare a scării, instrumentul cu respingere s-a impus tot mai mult în construcția aparatelor feromagnetice.

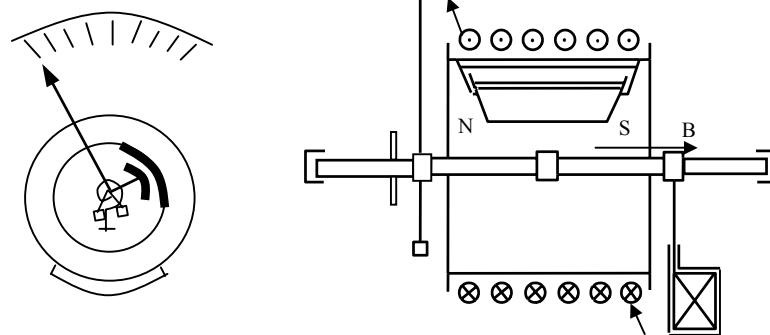


Fig.43 Instrument feromagnetic cu respingere.

Considerând bobina instrumentului parcursă de un curent continuu I , expresia energiei localizate în câmpul magnetic al bobinei de inductivitate L (dependentă de α), este:

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2.$$

Înlocuind în expresia cuplului activ (stabilită cu teorema forțelor generalizate) se obține:

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha} \right)_{I=\text{const.}} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha}.$$

Pentru o anumită deviație α , cuplul activ M_a este echilibrat de cuplul rezistent $M_r = -D\alpha$, realizându-se egalitatea:

$$\frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha} = D\alpha,$$

de unde rezultă caracteristica statică (ecuația de funcționare) a instrumentului în curent continuu:

$$\alpha = \frac{1}{2D} I^2 \frac{dL}{d\alpha}.$$

Se deduce că, în curent continuu, deviația instrumentului feromagnetic depinde de pătratul valorii curentului.

Când bobina instrumentului este parcursă de un curent alternativ i , asupra dispozitivului mobil acționează cuplul activ instantaneu:

$$m_a = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\alpha}.$$

Datorită inerției, dispozitivul mobil nu poate urmări variațiile rapide în timp ale cuplului activ și deviația instrumentului este determinată de valoarea medie a acestuia:

$$M_{amed} = \frac{1}{T} \int_0^T m_a dt = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} \left[\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \right] = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2.$$

Din relația de echilibru a cuplurilor (activ și rezistent) rezultă caracteristica de funcționare (ecuația de funcționare) în curent alternativ:

$$\alpha = \frac{1}{2D} I^2 \frac{dL}{d\alpha},$$

identică cu cea în curent continuu.

În curent alternativ deviația acului indicator este dependentă de pătratul valorii efective a curentului, indiferent de forma acestuia. Rezultă că instrumentul poate funcționa atât în c.c. cât și în c.a. Din caracteristica statică rezultă că scara gradată a instrumentului are un caracter pătratic, reperele scării fiind foarte apropiate la început și mult mai depărtate la sfârșitul acesteia.

Deoarece deviația depinde și de factorul $\frac{dL}{d\alpha} = f(\alpha)$, scara gradată poate fi liniarizată pe o

anumită porțiune prin modificarea formei și poziției inițiale a plăcuțelor feromagnetice.

Inductivitatea bobinei poate fi exprimată sub forma:

$$L = \frac{N\Phi}{I} = \frac{N}{I} \frac{NI}{R_m} = N^2 f(\alpha), \text{ de unde } \frac{dL}{d\alpha} = N^2 F(\alpha),$$

R_m fiind reluctanța căii de închidere a fluxului magnetic, ce include și plăcuțele feromagnetice. Înlocuind în relația anterioară se obține:

$$\alpha = \frac{1}{2D} (NI)^2 F(\alpha),$$

relație care pune în evidență o calitate importantă a instrumentului feromagnetic, aceea de a permite o fabricație în serie avantajoasă.

2.4.2 Proprietățile instrumentelor feromagnetice

Funcționarea acestora este influențată de existența pieselor feromagnetice, prezența câmpurilor magnetice exterioare, variațiile de temperatură și de frecvență. Datorită histerezisului pe care îl prezintă plăcuțele feromagnetice la funcționarea în curent continuu, pentru o anumită valoare dată a curentului există o mică diferență între indicațiile instrumentului obținute prin creșterea, respectiv scăderea curentului. Erorile de histerezis depind de proprietățile materialului feromagnetic. Instrumentele cu plăcuțe din material obișnuit sunt de precizie redusă. Pentru reducerea histerezisului, la instrumentele de precizie mai mare, plăcuțele se realizează din aliaje fier-nichel de calitate, cu permeabilitate ridicată și histerezis neglijabil, care permit construcția unor instrumente de clasă 0,5 sau 0,2.

Funcționarea în curent alternativ nu este afectată de histerezis, în schimb este influențată de curenții turbionari induși în piesele metalice ale instrumentului, care au un efect demagnetizant, micșorând cuplul activ și respectiv deviația. La frecvență industrială însă, eroarea introdusă de curenții turbionari este mică și poate fi mult redusă prin micșorarea secțiunii pieselor metalice.

Variația temperaturii, respectiv a frecvenței, este însoțită de modificarea rezistenței, respectiv a reactanței bobinei și poate cauza erori de indicație în cazul voltmetrelor feromagnetice.

Principalele calități ale acestui tip de instrument derivă din faptul că bobina este conectată direct în circuit și resortul spiral nu este parcurs de curent. Dintre calități se menționează:

- capacitate de suprasarcină mare;
- posibilitate de măsurare directă a unor curenți relativ mari;
- utilizare în curent continuu și alternativ;
- cost redus.

Principalele dezavantaje sunt:

- consum propriu mare;
- sensibilitate redusă;
- scară neuniformă.

2.4.3 Voltmetre cu instrument feromagnetic

Aceste voltmetre sunt constituite dintr-un instrument feromagnetic inseriat cu una sau mai multe rezistențe adiționale corespunzătoare intervalului de măsurare.

Deviația instrumentului feromagnetic este proporțională cu pătratul curentului $I = I_v$, care parcurge rezistența voltmetrului $R_v = r_0 + R_a$:

$$\alpha = \frac{1}{2D} \frac{dL}{d\alpha} I_v^2 = \frac{1}{2D} \frac{dL}{d\alpha} \frac{1}{R_v^2} U^2.$$

Deși deviația depinde de pătratul tensiunii, scara gradată a voltmetrului poate fi liniarizată sau chiar lărgită pe o anumită porțiune utilă, prin modificarea formei plăcuțelor feromagnetice $\frac{dL}{d\alpha}$.

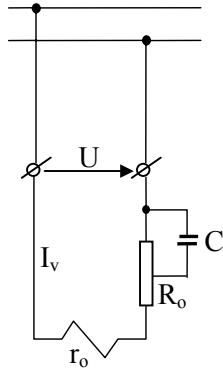


Fig.44 Schema unui voltmetru feromagnetic.

Voltmetrele feromagnetice măsoară atât tensiuni continue cât și tensiuni alternative, în care caz indică valoarea efectivă a acestora indiferent de forma lor.

Indicațiile acestor voltmetre pot fi afectate de erori de temperatură și frecvență, pentru reducerea acestora fiind necesară adoptarea unor măsuri de compensare.

Influența temperaturii și frecvenței asupra voltmetrelor feromagnetice. Pentru o aceeași tensiune la borne U , variația temperaturii de la θ_1 la θ_2 modifică rezistența bobinei r_0 de la r_{01} la r_{02} , și deviația acului indicator va fi:

$$\alpha = \frac{1}{2D} \frac{dL}{d\alpha} \frac{1}{(r_0 + R_a)^2} U^2, \text{ de la } \alpha_1 \text{ la } \alpha_2, \text{ determinând o eroare:}$$

$$\varepsilon_\theta = \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha} \right)_\theta = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1} = \frac{(r_{01} + R_a)^2}{(r_{02} + R_a)^2} - 1.$$

Admițând că $r_{10} + r_{20} = 2r_0$ și notând

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\Delta r_0}{r_0} \right) = \frac{r_{20} - r_{10}}{r_0}, \text{ rezultă } \varepsilon_\varepsilon = 2\varepsilon_r \frac{r_0}{r_0 + R_a} \cong 2\varepsilon_r \frac{r_0}{R_a},$$

dependentă de raportul r_0/R_a .

Mijloace de compensare a erorii de temperatură:

- se asigură un raport r_0/R_a atât de mic încât ε_θ să rămână în limite admisibile;
- deoarece R_a depinde de tensiunea nominală U_n , pe măsură ce aceasta este mai mică se micșorează și rezistența bobinei r_0 astfel încât să se mențină $r_0/R_a = \text{ct}$. Pentru a micșora r_0 , bobina se construiește cu un număr de spire mai mic, din conductor de secțiune mai mare.
- deoarece numărul de amperspice al voltmetrelor cu intervale diferite trebuie să rămână același ($NI = \text{ct}$), consumul voltmetrelor (I) crește odată cu micșorarea intervalului de măsurare (U_n).

Pentru aceeași tensiune U , variația frecvenței de la f_1 la f_2 modifică reactanța bobinei X de la X_1 la X_2 și deviația aparatului $\alpha = \frac{1}{2D} \frac{dL}{d\alpha} \frac{1}{R_v^2 + X^2} U^2$ de la α_1 la α_2 , determinând o eroare

$$\varepsilon_f = \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha} \right)_f = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1} = \frac{X_1^2 - X_2^2}{R_v^2 + X_2^2}.$$

$$\text{Deoarece } X_2^2 \ll R_v^2, \quad \varepsilon_f = -\frac{X_2^2}{R_v^2} \left(1 - \frac{X_1^2}{X_2^2} \right) = -\frac{\omega^2 L^2}{R_v^2} \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2} \right).$$

Dacă, spre exemplu, voltmetrul este etalonat în curent continuu:

$$\omega_1 = 0, \quad \omega_2 = \omega = 2\pi f \Rightarrow \varepsilon_f = -\left(2\pi \frac{L}{R_v} \right)^2 f^2 = -\frac{K}{R_v^2} f^2.$$

Mijloace de compensare a erorii de frecvență:

- eroarea de frecvență se reduce la valori neglijabile prin conectarea unui condensator C în paralel cu o fracțiune din R_a care compensează reactanța inductivă a bobinei:

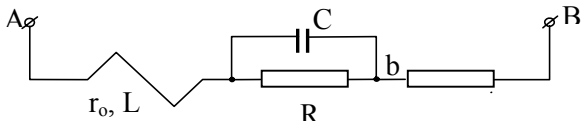


Fig.45 Schemă de compensare a erorii de frecvență la voltmetrul feromagnetic.

Impedanța \underline{Z}_{Ab} este:

$$\underline{Z}_{Ab} = r_0 + j\omega L + \frac{R - j\omega CR^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2}$$

Deoarece $\omega^2 C^2 R^2 \ll 1$, $\underline{Z}_{Ab} = r_0 + R + j\omega(L - CR^2)$.

Pentru $C = L/R^2$, $\underline{Z}_{Ab} = r_0 + R = \text{ct.}$ și impedanța voltmetrului devine independentă de frecvență.

Voltmetrele feromagnetice se construiesc pentru tensiuni nominale de la 15V la 600V, fie ca aparate de tablou de clasă 1,5 sau 2,5, fie ca aparate portabile de clasă 1; 0,5; 0,2. Ele au o rezistență proprie mică (50...100Ω/V) și un consum propriu ridicat (3...20VA). Din acest motiv, în general, nu se construiesc voltmetre feromagnetice pentru tensiuni mai mici de 10V. Voltmetrele cu suspensie pe fire tensionate au un consum sensibil mai redus.

Pentru măsurarea tensiunilor înalte alternative (peste 600V) din instalațiile energetice sunt aproape exclusiv utilizate transformatoare de tensiune asociate cu voltmetre feromagnetice de 100V (tensiune standard), a căror scară este gradată în valori ale tensiunii înalte.

2.4.4 Ampermetre cu instrument feromagnetic

Sunt cele mai robuste și mai răspândite ampermetre de curent alternativ de frecvență industrială. Deviația dispozitivului mobil depinde de numărul de amperspire al bobinei fixe. Aceasta permite construcția de ampermetre feromagnetice pentru o gamă largă de curenți nominali care diferă numai prin dimensionarea bobinei fixe, în rest păstrând aceleași elemente constructive. Numărul de spire și secțiunea conductorului bobinei se aleg funcție de curentul nominal al ampermetrului pentru un același număr de amperspire (200, 300 Asp la aparatele cu suspensie pe paliere și 50, 60 spire la aparatele cu suspensie pe benzi). Drept urmare, pe măsură ce curentul nominal al aparatului este mai mare bobina acestuia are un număr de spire mai mic din conductor de secțiune mai mare. Spre exemplu, dacă se consideră $(NI)_{\max} = 200\text{Asp}$, bobina unui ampermetru pentru $I_n = 1\text{A}$ va avea 200 spire, în timp ce aceea a unui ampermetru pentru $I_n = 100\text{A}$ va avea doar 2 spire de secțiune corespunzătoare.

Ampermetrele feromagnetice nu necesită compensarea erorilor de temperatură deoarece sunt parcurse direct de curentul de măsurat a cărui valoare depinde de impedanța circuitului - mult mai mare decât aceea a ampermetrului.

Pentru măsurarea curenților alternativi de mare intensitate din instalațiile energetice se utilizează transformatoare de măsură de curent asociate cu ampermetre feromagnetice de tablou, având $I_n = 5\text{A}$ sau 1A (standardizat); scara acestor ampermetre este gradată în valori ale curentului primar, permițând astfel citirea directă a curentului de mare intensitate.

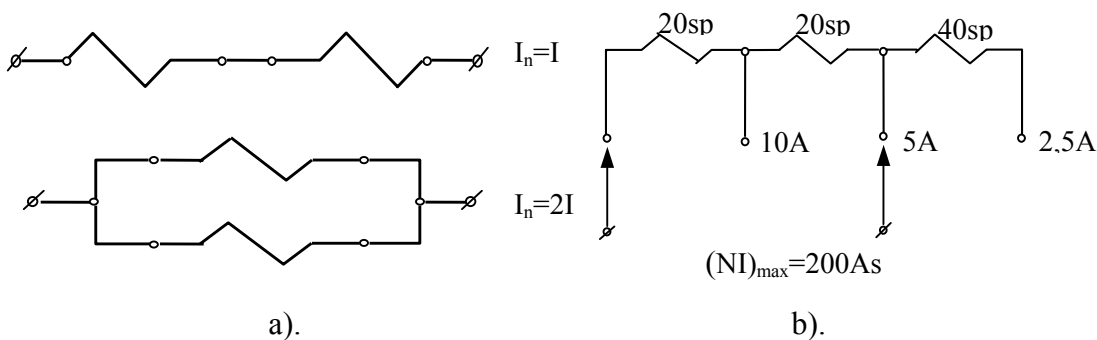


Fig.46 Extinderea intervalului de măsurare la ampermetre feromagnetice: a - prin comutarea secțiunilor; b - prin selectarea prizei.

2.5 Aparate electrice de măsurare cu instrument electrodinamic

2.5.1 Construcția și funcționarea instrumentului electrodinamic

Instrumentul este constituit din două bobine fixe, coaxiale și o bobină mobilă fără cadru, situată în interiorul acestora și fixată pe axul instrumentului. Pe ax sunt fixate de asemenea două resorturi spirale pentru crearea cuplului rezistent și pentru aducerea curentului la bobina mobilă, acul indicator și paleta amortizorului pneumatic. Bobinele fixe pot fi conectate în serie sau în paralel.

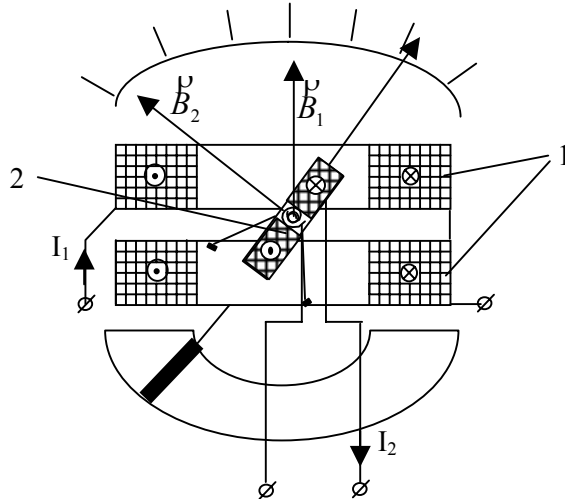


Fig.47 Instrument electrodinamic:
1 – bobine fixe; 2 – bobină mobilă.

Din punct de vedere constructiv există două tipuri de intrumente electrodinamice:

- cu câmp uniform-axial (fig.48a);
- cu câmp radial (fig.48b).

Instrumentul cu câmp uniform-axial are bobinele fixe alungite axial și apropiate astfel încât câmpul magnetic în interiorul acestuia este practic uniform. Instrumentul cu câmp radial este constituit din două bobine fixe plate și depărtate convenabil astfel încât liniile câmpului magnetic să intersecteze radial circumferința pe care se deplasează laturile active ale bobinei mobile.

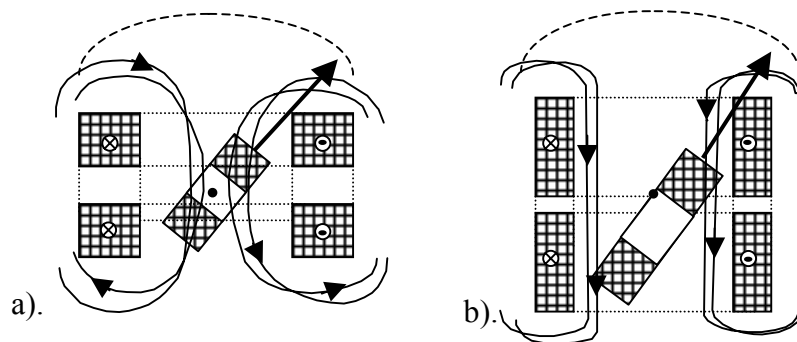


Fig.48 Instrumente electrodinamice - tipuri constructive:
a – cu câmp radial; b – cu câmp uniform-axial.

Funcționarea instrumentelor electrodinamice se bazează pe interacțiunea efectelor curentilor care parcurg bobinele fixe și mobile ale acestora. Caracteristic acestor instrumente este lipsa fierului din construcția lor.

Dacă bobinele fixe (legate între ele) sunt parcurse de curentul continuu I_1 , iar bobina mobilă este parcursă de curentul continuu I_2 care este adus prin intermediul resorturilor spirale, forțele electrodinamice ce apar datorită interacțiunii dintre curenți, tind să rotească bobina mobilă spre poziția în care fluxul magnetic propriu ar coincide cu cel al bobinelor fixe.

Cuplul activ produs de aceste forțe se determină pe baza teoremei forțelor generalizate,

ținând cont de faptul că energia localizată în câmpul magnetic al sistemului format din bobinele fixe și mobilă se exprimă prin:

$$W_m = \frac{L_1 I_1^2}{2} + \frac{L_2 I_2^2}{2} + M I_1 I_2,$$

unde L_1, L_2 – inductivitățile proprii ale bobinelor fixe și mobilă;
 M – inductivitatea mutuală.

Deoarece numai inductivitatea mutuală, M , depinde de unghiul de deviație α , expresia cuplului activ rezultă:

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha} \right)_{I_1, I_2 = ct.} = I_1 I_2 \frac{dM}{d\alpha}.$$

Pentru o anumită deviație α are loc egalitatea $M_a = M_r$ (cuplul activ este egal cu cuplul rezistent), și $M_a = D\alpha$, din care se obține

$$\frac{dW_m}{d\alpha} = 0 + 0 + \frac{dM}{d\alpha} I_1 I_2; \quad \alpha = \frac{1}{D} \frac{dM}{d\alpha} I_1 I_2.$$

Rezultă că deviația acului indicator a instrumentului este proporțională cu produsul dintre valorile curenților ce parcurg cele două bobine și factorul $\frac{dM}{d\alpha}$.

Dacă bobinele se alimentează în curent alternativ, fiind parcurse de curenții i_1, i_2 , asupra bobinei mobile acționează cuplul activ instantaneu:

$$m_a = i_1 i_2 \frac{dM}{d\alpha}, \quad \text{unde } i_1 = \sqrt{2} I_1 \sin \omega t; \quad i_2 = \sqrt{2} I_2 \sin (\omega t + \varphi).$$

Datorită inerției, dispozitivul mobil nu poate urmări oscilațiile rapide ale cuplului activ instantaneu, iar deviația instrumentului va fi determinată de valoarea medie a cuplului activ:

$$M_{a \text{ med}} = \frac{1}{T} \int_0^T m_a dt = \frac{dM}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt = \frac{dM}{d\alpha} I_1 I_2 \cos \left(\overset{P}{I_1}, \overset{P}{I_2} \right).$$

Ecuția de funcționare în curent alternativ este:

$$\alpha = \frac{1}{D} \frac{dM}{d\alpha} I_1 I_2 \cos \left(\overset{P}{I_1}, \overset{P}{I_2} \right).$$

2.5.2 Proprietățile instrumentului electrodinamic

Datorită lipsei pieselor feromagnetice erorile constructive sunt neglijabile, în schimb factorii exteriori (câmpuri magnetice, variații de temperatură și frecvență) pot cauza erori de indicație dacă nu se iau măsuri de reducere a acestora.

Influența câmpurilor magnetice perturbatoare se reduce prin ecranare sau printr-o construcție astatică (ca în cazul instrumentului feromagnetic). Instrumentul astatic este de fapt constituit din două instrumente având bobinele mobile fixate pe un ax comun. Atât bobinele fixe cât și cele mobile sunt conectate astfel încât să realizeze câmpuri magnetice de sensuri contrare și cupluri de același sens. Astfel, cuplurile determinate de interacțiunile dintre curenți se adună, pe când cele produse de câmpul perturbator exterior se anulează.

Variațiile temperaturii și respectiv frecvenței, pot introduce erori datorită modificării rezistenței (Cu), respectiv reactanței bobinelor. Aceste erori pot fi reduse la valori neglijabile prin scheme de compensare adecvate.

Lipsa elementelor feromagnetice, precum și posibilitățile de compensare a erorilor suplimentare, determină ca principala calitate a acestor instrumente să fie precizia ridicată. Instrumentul electrodinamic stă la baza construcției celor mai precise aparate analogice, utilizate de regulă ca aparate etalon.

Dezavantajele lor sunt:

- consum propriu ridicat (datorită închiderii fluxului magnetic prin aer);
- capacitate de suprasarcină redusă (datorită trecerii curentului prin resorturi);
- cuplu activ de valoare redusă.

2.5.3 Voltmetre cu instrument electrodinamic

Aceste voltmetre sunt constituite dintr-un instrument electrodinamic sensibil (5...20 mA) cu câmp uniform, având bobinele fixe și mobile conectate în serie între ele și înseriate cu una sau mai multe rezistențe adiționale corespunzătoare tensiunii nominale.

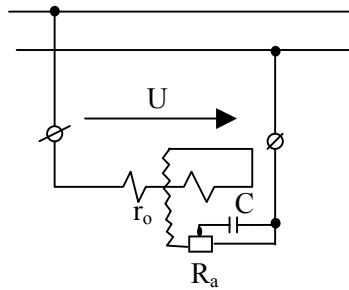


Fig.49 Schema unui voltmetru electrodinamic.

Având în vedere că pentru instrumentul electrodinamic cu câmp uniform cu bobinele conectate în serie $I_1 = I_2 = I_V = \frac{U}{R_e}$, rezultă că deviația voltmetrului este:

$$\alpha = \frac{L_{12m}}{D} \sin(\gamma_0 + \alpha) \frac{U^2}{R_v^2} = K \sin(\gamma_0 + \alpha) U^2, \text{ unde } \gamma_0 \text{ este unghiul}$$

poziției inițiale a bobinei mobile.

Voltmetrele electrodinamice măsoară atât tensiuni continue cât și tensiuni alternative indicând valoarea efectivă a acestora indiferent de forma lor.

Eroarea de temperatură se manifestă mai puternic în cazul voltmetrelor pentru tensiuni mici la care rezistența adițională este mai mică. Pentru reducerea erorii este necesară micșorarea rezistenței bobinelor, ceea ce atrage creșterea consumului voltmetrelor. Din acest motiv nu se construiesc voltmetre electrodinamice pentru tensiuni nominale mai mici de 20 V.

Eroarea de frecvență se datorează creșterii reactanței bobinelor cu frecvența și se compensează prin conectarea unui condensator C în paralel cu o fracțiune din rezistența adițională R_a , ceea ce permite extinderea intervalului de frecvențe până la 1000 Hz și chiar mai mult.

Voltmetrele electrodinamice se construiesc numai ca aparate portabile de precizie mare (clasa 0,1; 0,2 sau 0,5) pentru frecvența industrială, cu extinderea domeniului până la câteva sute de Hz. Ele funcționează cu aceeași precizie în c.c. și c.a. ceea ce permite etalonarea lor în c.c. și utilizarea lor în c.a., fie ca voltmetre etalon, fie ca voltmetre de precizie. Principalul lor dezavantaj îl constituie consumul propriu ridicat (până la 10-20 VA).

2.5.4 Ampermetre cu instrument electrodinamic

Pentru construcția acestor ampermetre se utilizează un instrument electrodinamic cu câmp uniform-axial care permite realizarea unei scări convenabile.

Ampermetre cu schemă serie. Se construiesc pentru curenți nominali cu valoare redusă, sub 0,5A. Au bobinele fixe și mobile conectate în serie, astfel încât atât bobinele cât și resorturile spirale sunt parcurse de întreg curentul de măsurat $I = I_1 = I_2$.

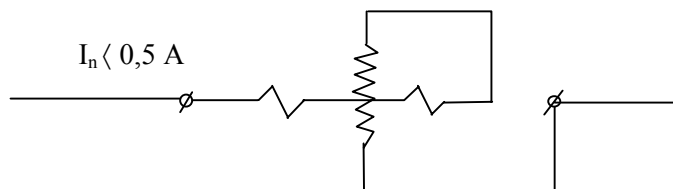


Fig.50 Ampermetrul electrodinamic cu schemă serie.

Ecuția de funcționare devine:

$$\alpha = K I^2 \sin(\gamma_0 + \alpha),$$

deoarece în c.a. $\cos(\frac{V}{I_1}, \frac{V}{I_2}) = 1$. Ampermetrul funcționează în c.c. și c.a., etalonarea făcându-se cu mare precizie în c.c. Nu pot fi construite ampermetre cu schema serie pentru curenți mai mari de 0,5 A datorită încălzirii peste limita admisibilă a resorturilor spirale parcurse de întreg curent.

Ampermetre cu schemă serie-parallel. Pot măsura curenți până la 1A prin conectarea bobinei mobile în paralel cu cea fixă. Se realizează astfel ampermetre cu două game de măsurare: unul corespunzător conectării serie (max. 0,5A) și celălalt conectării bobinelor în paralel (max.1A).

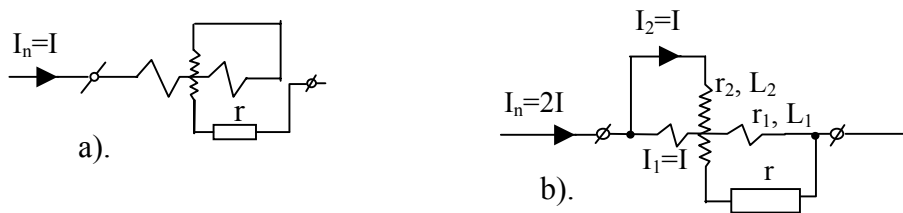


Fig.51 Dublarea limitei de măsurare prin conectarea bobinelor:
a – serie; b – derivație.

Pentru ca ampermetrul să funcționeze cu aceeași constantă (în c.a.) este necesar să fie îndeplinită condiția $\angle(I_1, I_2) = 0$ și la conectarea în paralel a bobinelor. Din relația:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{r_2(1 + j\omega \frac{L_2}{r_2})}{r_1(1 + j\omega \frac{L_1}{r_1})}$$

rezultă că pentru ca doi curenți să fie în fază este necesară realizarea condiției:

$$\frac{L_1}{r_1} = \frac{L_2}{r_2}, \text{ care conduce la } \frac{I_1}{I_2} = \frac{r_1}{r_2}.$$

De regulă bobinele se construiesc cu reactanțe egale și rezistențe egale între ele, în care caz $I_1 = I_2 = I$, unde $I \leq 0,5A$. Dacă rezistențele nu sunt egale se introduce o rezistență de egalizare r . Pentru un același curent I prin bobine rezultă $I_n = I$ pentru conexiunea serie și $I_n' = 2I$ pentru conexiunea derivație, unde I_n, I_n' - curenții nominali pentru conexiunile respective.

Ampermetre cu șunt. Pentru curenți mai mari de 1A, bobina mobilă se conectează la bornele unui șunt conectat în serie cu bobina fixă.

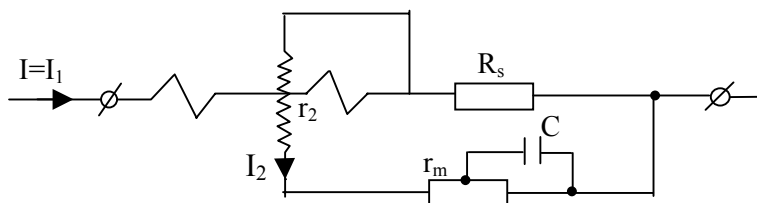


Fig.52 Ampermetru electrodinamic cu șunt.

În acest caz: $I_1 = I$; $I_2 = \frac{R_s}{R_t} \cdot I$, unde R_s este rezistența șuntului, iar $R_t = R_s + r_2 + r_m$ - rezistența totală a circuitului bobinei mobile. În cazul curenților alternativi, dacă este îndeplinită condiția: $\frac{L_1}{r_1} = \frac{L_2}{r_2}$, rezultă: $\alpha = K_1 I^2 \sin(\gamma_0 + \alpha)$, în care $I > 1A$ deoarece curentul nu trece prin resorturile spirale.

Ampermetre cu șunt cu două sensibilități. Se realizează cu șuntul format din două rezistențe egale și cu posibilitatea de conectare a bobinelor și a secțiunilor șuntului conform schemelor următoare:

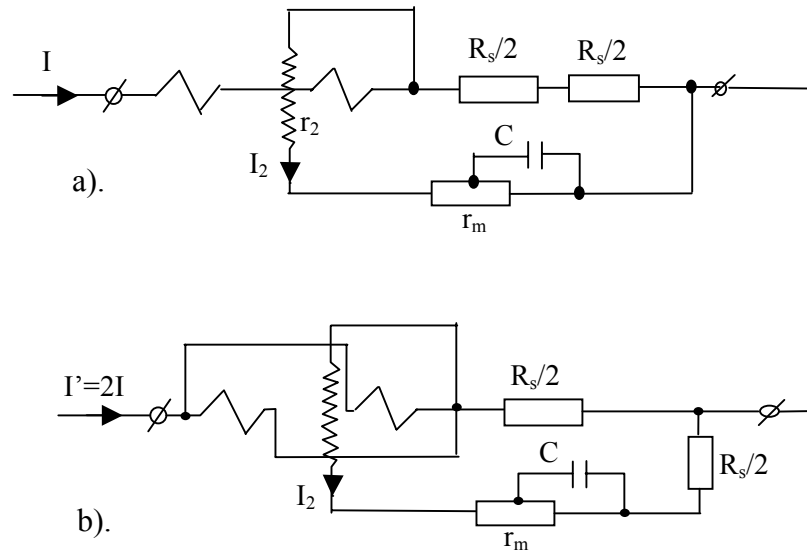


Fig.53 Ampermetre cu șunt cu două sensibilități: a – pentru $I_n = I$; b – pentru $I_n = 2I$.
 r_m – rezistență din manganină pt. compensarea erorii de temperatură.

Pentru dublarea intervalului de măsurare, cele două secțiuni identice ale bobinei fixe se conectează în paralel, iar șuntul se reduce la jumătate. Rezistența totală a circuitului bobinei rămâne neschimbată, ca și I_2 , la dublarea curentului prin circuitul de măsurare. În cazul conexiunii serie:

$$I_1 = I, \quad I_2 = \frac{R_s}{R_t} \cdot I \quad \text{și} \quad \alpha = K_1 I^2 \sin(\gamma_0 + \alpha),$$

iar în cazul conexiunii paralel: $I_1 = \frac{I'}{2}$, $I_2 = \frac{R_s}{2R_t} \cdot I'$ și rezultă:

$$\alpha' = K_1 \left(\frac{I'}{2} \right)^2 \sin(\gamma_0 + \alpha).$$

Se deduce că în cazul conexiunii paralel ampermetrul indică aceeași deviație ($\alpha' = \alpha$) pentru un curent dublu ($I = 2I'$), de unde rezultă dublarea intervalului de măsurare.

Ampermetrele electrodinamice se construiesc numai ca aparate etalon de clasă 0,2 sau 0,1 pentru curenții nominali de la 25 mA la 10 A și frecvența industrială (40 – 60 Hz), cu posibilitatea de utilizare și la frecvențe mai ridicate în clasa 0,5 (până la 2000 Hz). Au consum propriu ridicat, de ordinul 3 – 20 VA pentru curenții nominali de la 0,5 la 10 A.

2.6 Aparate electrice de măsurare cu instrument de inducție

2.6.1 Generalități

Această categorie de instrumente de măsurare funcționează pe baza interacțiunii dintre fluxurile magnetice alternative ce străbat un element metalic care aparține dispozitivului mobil și curenții turbionari induși de fluxurile respective în același element metalic.

Clasificare: - după numărul de fluxuri magnetice care produc cuplul activ:

- instrumente de inducție cu flux unic;
- instrumente de inducție cu fluxuri multiple.

- după forma elementului activ al dispozitivului mobil:

- instrumente de inducție cu disc;
- instrumente de inducție cu tambur.

Cea mai largă utilizare o are în prezent instrumentul de inducție cu trei fluxuri, fiind folosit la realizarea contoarelor de energie electrică de curent alternativ.

2.6.2 Instrumentul de inducție cu trei fluxuri

Instrumentul este realizat din doi electromagneți (1 și 2) cu înfășurări parcurse de curenții alternativi i_1, i_2 și un disc de aluminiu (3), fixat pe axul dispozitivului mobil (4), care se poate roti în întrefierul dintre cei doi electromagneți. Aceștia pot fi dispuși fie în același plan, paralel cu tangenta la circumferința discului (construcție de tip tangențial), fie în plane perpendiculare, unul dintre electromagneți fiind plasat pe direcția razei discului (construcție de tip radial).

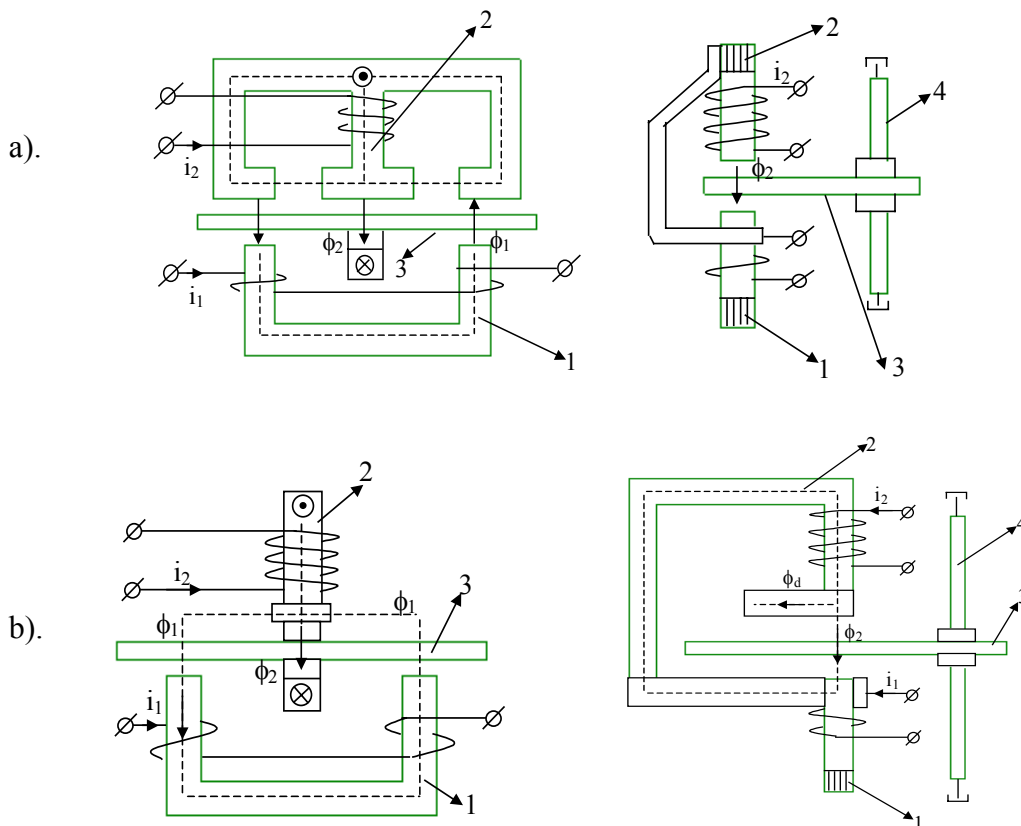


Fig.54 Instrumente de inducție cu trei fluxuri: a – tip tangențial; b – tip radial.

Fluxul ϕ_1 produs de electromagnetul 1, străbate discul de două ori, în timp ce fluxul ϕ_2 , produs de electromagnetul 2, îl străbate o singură dată închizându-se prin armătura de sub disc. Astfel, discul este străbătut de trei ori de fluxurile produse de cei doi electromagneți, de unde provine denumirea de instrument de inducție cu trei fluxuri.

Fluxurile ϕ_1 și ϕ_2 fiind alternative, induc în disc curenții turbionari i_{1t} și i_{2t} care se închid în jurul fluxurilor care îi produc. Datorită interacțiunii dintre fiecare din cele trei fluxuri și curenții turbionari din disc, care circulă în zona de acțiune a fluxurilor respective, se produc forțe care determină apariția cuplului activ al instrumentului.

Luând în considerare fluxurile și curenții care interacționează, precum și sensurile forțelor de interacțiune, expresiile cuplurilor active instantanee sunt:

$$m_{a1} = k_1 \Phi_2(t) i_{1t}; \quad m_{a2} = k_2 \Phi_1(t) i_{2t}; \quad m_{a3} = k_3 \Phi_1(t) i_{2t}.$$

Datorită inerției mișcarea discului este determinată de cuplul activ mediu:

$$M_{amed} = \frac{1}{T} \int_0^T (m_{a1} + m_{a2} + m_{a3}) dt =$$

$$= k_1 \Phi_2 I_{1t} \cos(\overset{p}{\Phi}_2, \overset{p}{I}_{1t}) - k_2 \Phi_1 I_{2t} \cos(\overset{p}{\Phi}_1, \overset{p}{I}_{2t}) - k_3 \Phi_1 I_{2t} \cos(\overset{p}{\Phi}_1, \overset{p}{I}_{2t}).$$

Considerând curenții i_1, i_2 , respectiv fluxurile ϕ_1, ϕ_2 sinusoidale și defazate cu unghiul φ ($\Phi_1(t) = \sqrt{2} \Phi_1 \sin \omega t$, $\Phi_2(t) = \sqrt{2} \Phi_2 \sin(\omega t - \varphi)$) conform diagramei fazoriale din fig.55b, rezultă: $\angle(\overset{p}{\Phi}_2, \overset{p}{I}_{1t}) = 90 - \varphi$ și $\angle(\overset{p}{\Phi}_1, \overset{p}{I}_{2t}) = 90 + \varphi$.

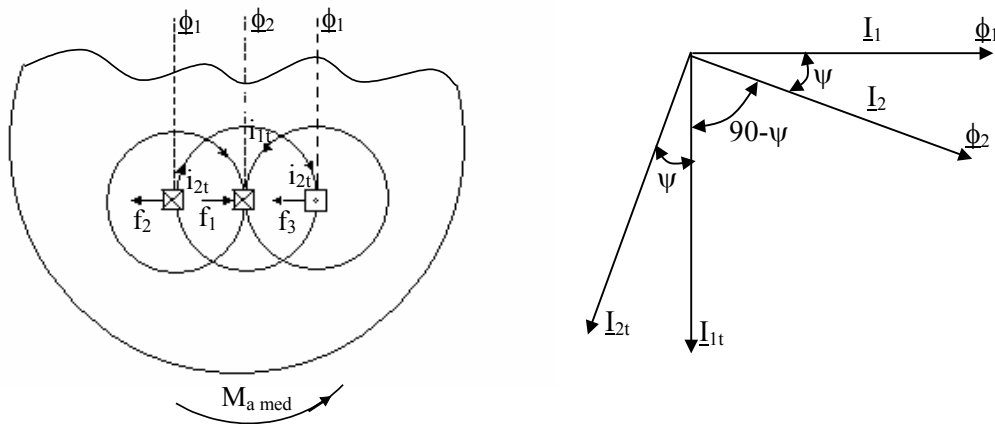


Fig.55 Producerea cuplului activ la instrumentul de inducție cu trei fluxuri:
a – căile de închidere a curenților turbionari; b – diagrama fazorială a fluxurilor și curenților.

Prin urmare, expresia cuplului activ mediu devine:

$$M_{a\ med} = k_1 \Phi_2 I_{1t} \sin \varphi + k_2 \Phi_1 I_{2t} \sin \varphi + k_3 \Phi_1 I_{2t} \sin \varphi .$$

Curenții turbionari pot fi exprimați pe baza legii inducției electromagnetice prin relații de forma: $I_{1t} = k_{1t} \omega \phi_1$ și $I_{2t} = k_{2t} \omega \phi_2$. Prin înlocuire, relația pentru cuplul activ mediu este:

$$M_{a\ med} = K \omega \Phi_1 \Phi_2 \sin \varphi .$$

Deci, cuplul activ mediu este proporțional cu produsul dintre valorile efective ale celor două fluxuri și cu sinusul unghiului de defazăj dintre ele.

Proprietăți. Funcționarea instrumentului este influențată de existența miezurilor feromagnetice, caracterizate prin neliniaritatea dintre fluxuri și curenți, de prezența histerezisului și a curenților turbionari. Indicațiile instrumentului pot fi afectate totodată, de erori cauzate de variațiile de frecvență și temperatură. Dintre calitățile instrumentului pot fi menționate: cuplu activ puternic și slabă influență a câmpurilor exterioare (datorită miezurilor feromagnetice); capacitate mare de suprasarcină și construcție robustă; permite construcția de aparate cu mișcare continuă a dispozitivului mobil (tip contor). Prezintă însă, dezavantajul legat de precizia relativ redusă (clasă 1,5; 2,5).

2.6.3 Contorul monofazat de inducție

Contoarele sunt aparate utilizate pentru măsurarea energiei electrice active și reactive. Aceste aparate trebuie să aibă unul sau mai multe sisteme active care să producă un cuplu activ proporțional cu puterea activă sau reactivă și un dispozitiv integrator care să efectueze integrarea acestor mărimi, deoarece relațiile de determinare a energiei active, respectiv reactive, sunt:

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P dt , \quad W_r = \int_{t_1}^{t_2} Q dt .$$

Contorul de inducție este realizat pe baza instrumentului de inducție, fiind compus dintr-un dispozitiv activ, al cărui cuplu este proporțional cu puterea și dintr-un mecanism integrator (sistem de roți dințate) ce permite ținerea energiei într-un anumit interval de timp.

Discul contorului este supus unui cuplu activ proporțional cu produsul dintre valorile efective ale fluxurilor și sinusul unghiului de defazăj dintre ele, care determină un sens de rotație dinspre polul parcurs de fluxul defazăt înainte Φ_U către polul cu fluxul defazăt în urmă Φ_V . Din interacțiunea dintre curenții induși prin mișcare în disc și fluxurile care i-au produs apar cupluri suplimentare (de autofrânare) care se opun mișcării, însă în construcția contorului se adoptă măsuri speciale pentru compensarea acestora.

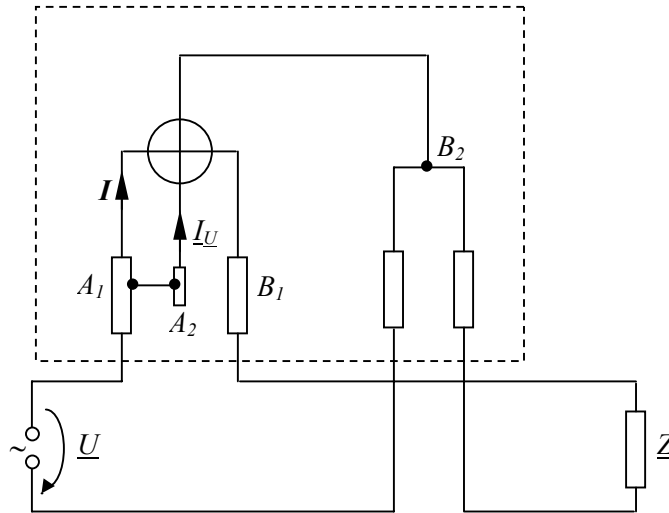


Fig.56 Schema de conectare directă a contorului într-un circuit monofazat: A_1, B_1 - borne de curent; A_2, B_2 - borne de tensiune.

Admițând compensarea cuplurilor de autofrânare și având în vedere că fluxul în întrefierul electromagnetului de curent Φ_I este proporțional cu curentul I care circulă prin receptor, iar fluxul Φ_U este proporțional cu tensiunea U la bornele receptorului, expresia pentru momentul cuplului activ va fi:

$$M_a = K'_a UI \sin(\overset{P}{\Phi}_I, \overset{P}{\Phi}_U).$$

Dacă se neglijează pierderile în fier, se poate considera fluxul Φ_I în fază cu I și fluxul Φ_U în fază cu I_U . Curentul I_U este defazat cu un unghi β (defazaj intern al contorului) în urmă față de tensiunea U datorită reactanței inductive a circuitului electromagnetului de tensiune. Rezultă:

$$M_a = K'_a UI \sin(\beta - \varphi).$$

Dacă $\beta = 90^\circ$,

$$M_a = K'_a UI \sin(90 - \varphi) = K'_a UI \cos \varphi = K'_a P,$$

unde P este puterea activă.

Mișcării discului determinate de acțiunea cuplului activ, i se opune un cuplu de frânare produs de un magnet permanent, a cărui moment este:

$$M_f = -K'_M N,$$

N fiind numărul de rotații pe secundă al discului. La echilibrul celor două cupluri, viteza de regim permanent a discului este proporțională cu puterea activă P consumată de receptor.

Integrându-se egalitatea în timpul t , se obține în partea stângă energia consumată, iar în partea dreaptă numărul de rotații n efectuat de disc în timpul t :

$$W = \int_0^t P dt = \frac{K'_M}{K'_a} \int_0^t N dt = K_c n.$$

Parametrii nominali ai contorului monofazat de inducție sunt:

- tensiunea nominală U_n [V];
- curentul nominal I_n [A];
- capacitatea maximă de măsurare (curentul de suprasarcină) [A];
- frecvența nominală f_n [Hz];
- constanta C [rot/kWh];
- curentul de pornire $I_p = 0,5\% I_n$;
- clasa de precizie c .

2.7 Punți de măsurare

2.7.1 Generalități

Punțile de măsurare sunt mijloace de măsurare larg utilizate în tehnica măsurărilor electrice. Acestea fac parte din categoria mijloacelor de măsurare de comparație, la care mărimea de măsurat se compară cu o mărime de precizie. Funcționarea punților se bazează pe metoda de zero, permițând măsurarea cu precizie ridicată a valorilor parametrilor elementelor de circuit (R,L,C) și a oricăror mărimi fizice convertibile în R,L,C.

Clasificarea punților de măsurare

- după tipul sursei de alimentare:
 - punți de curent continuu;
 - punți de curent alternativ.
- după natura mărimi măsurate:
 - punți pentru măsurarea rezistenței;
 - pentru măsurarea inductivității proprii L și a factorului de calitate Q;
 - pentru măsurarea capacității C și a unghiului de pierderi dielectrice δ ;
 - punți pentru măsurarea impedanței;
 - punți pentru măsurarea frecvenței;
 - punți R,L,C.
- după structură:
 - punți simple (*Wheatstone*) și punți derivate din acestea;
 - de curent alternativ cu laturi cuplate magnetic (cu transformator);
 - de curent alternativ cu circuit de măsurare în dublu T;
 - de curent alternativ bazate pe metoda de rezonanță;
 - de curent alternativ cu modulare-demodulare.
- după regimul de lucru:
 - punți în regim echilibrat;
 - punți în regim dezechilibrat.

La punțile în regim echilibrat se aduce la zero tensiunea la bornele indicatorului de nul prin reglarea elementelor punții, iar mărimea necunoscută se determină din condiția de echilibru. Echilibrarea se poate realiza manual sau automat.

La punțile în regim dezechilibrat, mărimea necunoscută se determină din deviația acului indicator al aparatului (care în prealabil a fost etalonat în unități ale mărimii de măsurat).

2.7.2 Punți de curent continuu

Punțile de curent continuu reprezintă unele dintre cele mai vechi mijloace de măsurare cu precizie a rezistenței, într-un interval larg de valori, de la 10^{-6} la $10^{10} \Omega$, cu erori de 1-2% în cazul punților portabile și până la 0,001% în cazul unor punți de laborator speciale.

În funcție de valoarea rezistenței măsurate, punțile alimentate în c.c se clasifică în trei categorii:

- punți pentru măsurarea rezistențelor de valori medii ($1 \div 10^6 \Omega$) - punți *Wheatstone*, la care elementul de măsurat este un element dipolar;
- punți pentru măsurarea rezistențelor de valori mici ($10^{-6} \div 1 \Omega$) - punți *Thomson*, la care elementul de măsurat este un element cuadripolar;
- punți pentru măsurarea rezistențelor de valori mari - punți *Megohm*, la care elementul de măsurat este un element tripolar.

2.7.2.1 Puntea simplă (WHEATSTONE) alimentată în curent continuu

Puntea Wheatstone (fig.57) este o rețea completă cu patru noduri, în laturile patrulaterului conectându-se rezistențele a, b, R și R_x (R_x fiind rezistența necunoscută). Într-o diagonală se conectează un indicator de nul (galvanometru de c.c. sau indicator electronic de c.c), iar în cealaltă diagonală se conectează sursa de tensiune (electrochimică sau electronică).

Puntea Wheatstone alimentată în curent continuu poate funcționa:

- în regim echilibrat (tensiunea la bornele indicatorului de nul este zero, $\Delta U=0$);

- în regim dezechilibrat (tensiunea la bornele aparatului indicator conectat în diagonala punții este diferită de zero, $\Delta U \neq 0$).

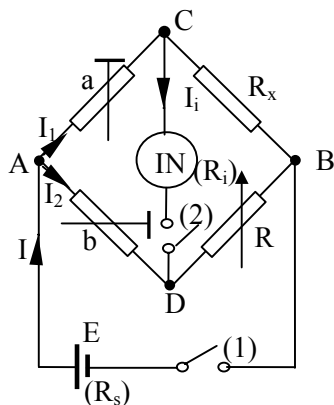


Fig.57 Puntea simplă Wheatstone alimentată în curent continuu:
 AB – diagonală de alimentare;
 CD – diagonală de măsurare;
 IN – indicator de nul.

2.7.2.1.1 Funcționarea punții Wheatstone în regim echilibrat

Principiul metodei de măsurare a rezistenței necunoscute R_x constă în *echilibrarea punții* prin: a) variația rezistenței de comparație R la raport $\frac{a}{b} = \text{const.}$, sau b) variația raportului $\frac{a}{b}$ la rezistență $R = \text{const.}$ Deci, în funcție de modul de realizare a echilibrului, se deosebesc *punți cu rezistența de comparație variabilă și punți cu raport variabil*.

La punțile cu rezistență variabilă (fig.58a), R este un rezistor în decade (3...6 decade), eventual completat cu o rezistență variabilă continuu, iar a și b sunt rezistențe fixe comutabile, raportul $\frac{a}{b}$ fiind modificabil în valori de forma 10^n ($n = -3...+3$). Precizia acestor punți este de 0,001...0,1%. Sunt folosite în cazul măsurărilor care necesită o precizie ridicată (investigarea unui material nou, etalonarea și verificarea unor mijloace de măsurare, etc.).

La punțile cu raport variabil (fig.58b), se folosește un potențiomtru P , al cărui cursor determină raportul rezistențelor $\frac{a}{b}$. Rezistența R este comutabilă pentru obținerea mai multor game de măsurare. Precizia acestor punți este de 0,1...1%, folosindu-se ca punți portabile la măsurările curente pe teren.

Indiferent de tipul punții, momentul echilibrului este pus în evidență prin obținerea deviației zero la indicatorul de nul, cu întrerupătoarele 1 și 2 închise. Deci, curentul prin diagonala indicatorului de nul este $I_i = 0$, ceea ce arată că potențialele punctelor C și D sunt egale ($V_C = V_D$), iar tensiunea la bornele indicatorului de nul este $\Delta U = U_{CD} = V_C - V_D = 0$.

În consecință, sunt satisfăcute relațiile:

$$U_{AC} = U_{AD} \rightarrow aI_1 = bI_2;$$

$$U_{CB} = U_{DB} \rightarrow R_x I_1 = R I_2,$$

R fiind valoarea rezistenței de comparație la echilibru.

Prin împărțirea relațiilor rezultă condiția de echilibru a punții Wheatstone alimentată în c.c.:

$$\frac{a}{R_x} = \frac{b}{R} \text{ sau } \frac{a}{b} = \frac{R_x}{R}.$$

Valoarea rezistenței necunoscute R_x va fi:

$$R_x = \frac{a}{b} R.$$

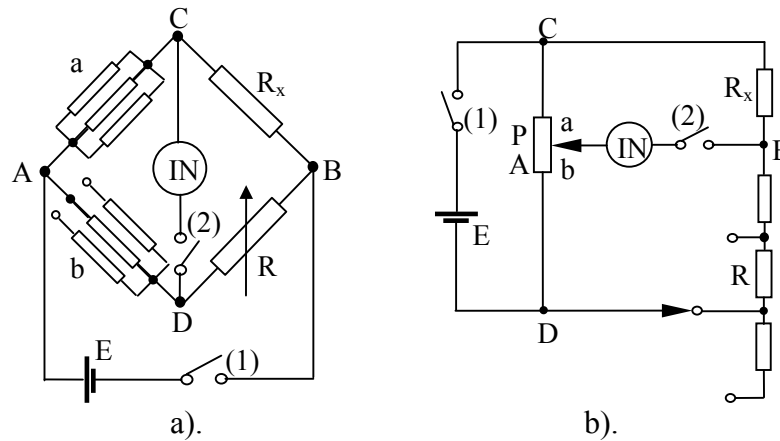


Fig.58 Variante constructive ale punții Wheatstone:

a – cu rezistență de comparație variabilă;

b – cu raport variabil.

Condiția de echilibru se regăsește aplicând teoremele de rezolvare a circuitelor electrice și determinând expresia curentului prin indicatorul de nul:

$$I_i = E \frac{aR - bR_x}{aR_x(b+R) + bR(a+R_x) + R_s R_i (a+b+R+R_x) + R_i(a+R_x)(b+R) + R_s(a+b)(R_x+R)}$$

unde: - R_s – rezistența sursei;

- R_i - rezistența indicatorului de nul.

Numitorul expresiei se poate scrie sub forma $R\sigma + \tau$, unde cu τ s-a notat suma termenilor care nu îl conțin pe R . Deci

$$I_i = E \frac{aR - bR_x}{R\sigma + \tau}$$

În momentul echilibrului, când curentul este zero, $I_i = 0$, anulând numărătorul, regăsim condiția de echilibru a punții:

$$aR - bR_x = 0.$$

Pentru determinarea *modului de echilibrare* a punții, se trasează caracteristica deviației α a indicatorului de nul funcție de rezistența reglabilă R , $\alpha = f(R)$. Notând cu C_1 – constanta de curent a indicatorului de nul, deviația α este:

$$\alpha = \frac{I_i}{C_1} = \frac{E}{C_1} \frac{aR - bR_x}{R\sigma + \tau}$$

Echilibrarea decurge astfel:

- se alege un raport $\frac{a}{b} = \frac{1000}{1000} = 1$;

- se dă rezistenței reglabile R valoarea zero ($R = 0$);

- închizând întrerupătoarele 1 și 2 se urmărește deviația indicatorului de nul, aceasta trebuind să fie în stânga (pentru $R = 0$, $\alpha = -\frac{E}{C_1} \frac{bR_x}{\tau}$);

- se crește treptat rezistența de comparație până când pentru o valoare a acesteia $R = R_e$ se obține $\alpha = 0$, deci echilibrul punții. Când se obține o deviație la stânga pe scara gradată a indicatorului de nul (galvanometru), înseamnă că rezistența reglabilă R are o valoare mai mică decât rezistența de echilibru, deci este necesară creșterea lui R . Dacă se obține o deviație la dreapta, trebuie scăzută rezistența R pentru obținerea echilibrului punții.

În cazul în care nu este posibilă obținerea valorii de echilibru, este necesară *operația de interpolare*. Din asemănarea triunghiurilor AR_1R_1 și BR_2R_1 se deduce valoarea rezistenței de interpolare:

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \frac{R_i - R_1}{R_2 - R_i}, \text{ de unde:}$$

$R_i = R_1 + \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2} (R_2 - R_1)$, iar rezistența necunoscută R_x se calculează cu relația:

$$R_x = \frac{a}{b} R_i.$$

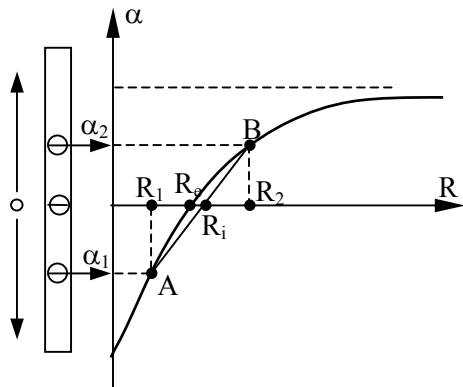


Fig.59 Caracteristica deviației indicatorului de nul funcție de rezistența de comparație $\alpha = f(R)$.

Observații asupra echilibrării:

- Rezultatul măsurării are precizie maximă dacă $\frac{a}{b}$ se va alege astfel încât în momentul echilibrului să fie introdusă în circuit cea mai mare decadă a rezistenței R .

- La măsurarea unei rezistențe necunoscute se alege la început raportul $\frac{a}{b} = \frac{1000}{1000} = 1$. Dacă la obținerea echilibrului se observă că s-au utilizat pentru R și decada cea mai mare, înseamnă că măsurarea este corectă și raportul $\frac{a}{b} = 1$ este indicat.

- Dacă nu s-au folosit toate decadelor în momentul echilibrului, se alege un raport subunitar, $\frac{a}{b} < 1$.

- Dacă s-a ajuns la valoarea maximă R_{\max} a rezistenței de comparație și deviația se menține în stânga, înseamnă că $R_x > R_{\max}$ și pentru a putea face măsurarea e necesar să adopte $\frac{a}{b} > 1$.

Aproximarea rezistenței de echilibru R_e cu rezistența de interpolare R_i introduce o eroare sistematică de metodă, deoarece totdeauna $R_i > R_e$ (fig.59).

2.7.2.1.2 Caracteristicile metrologice ale punții Wheatstone în regim echilibrat

- Intervalul de măsurare:

Teoretic:

$$R_{x \min} = R_{\min} \frac{a_{\min}}{b_{\max}} = 0,1 \frac{1}{10^3} = 10^{-4} \Omega;$$

$$R_{x \max} = R_{\max} \frac{a_{\max}}{b_{\min}} = 10^4 \frac{10^3}{1} = 10^7 \Omega.$$

Practic intervalul este între 1Ω și $1M\Omega$, deci $R_x \in [1, 10^6]\Omega$.

Rezistențele care ies din cadrul acestor limite se măsoară cu erori mari din cauza rezistențelor R_s și R_p :

- $R_x < 1\Omega$ - intervin rezistențele R_s , ale conductoarelor de legătură și punctelor de contact de același ordin de mărime cu rezistența de măsurat;
- $R_x > 1M\Omega$ - intervin rezistențele R_p (efect de șuntare a rezistenței).

• Sensibilitatea punții - raportul dintre variația mărimii de ieșire și variația corespunzătoare a mărimii de intrare. La puntea Wheatstone variația rezistenței de comparație $\frac{\Delta R}{R}$ în jurul valorii de echilibru produce o variație $\Delta\alpha$ a indicatorului de nul.

$$S = \lim_{\Delta R \rightarrow 0} \frac{\Delta\alpha}{\Delta R} = \frac{d\alpha}{dR} = R \frac{d\alpha}{dR} [\text{div}] \quad (\text{la echilibru}).$$

Sensibilitatea teoretică:

$$S_t = \frac{E}{C_1} \frac{1}{R_x} \frac{1}{\left[R_i \left(\frac{1}{R_x} + \frac{1}{a} \right) + 1 + \frac{R}{R_x} \right] \left[R_s \left(\frac{1}{R_x} + \frac{1}{R} \right) + 1 + \frac{a}{R_x} \right]} [\text{div}].$$

Sensibilitatea experimentală, cu care se face o anumită măsurare, se determină conform definiției:

$$S_e = R_i \frac{\Delta\alpha}{\Delta R} = R_i \frac{\alpha_1}{R_i - R_1} = R_i \frac{\alpha_2}{R_2 - R_1}, \quad \text{sau} \quad S_e = R_i \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{R_2 - R_1} [\text{div}].$$

Deci, sensibilitatea experimentală notată S_e , este cu atât mai mare cu cât R_2 și R_1 sunt mai apropiate ca valori și cu atât cu cât deviațiile indicatorului de nul sunt mai mari.

- Precizia măsurării unei rezistențe R_x

Eroarea limită de măsurare a rezistenței R_x prezintă două componente:

ΔR_{xi} - eroarea intrinsecă;

ΔR_{xv} - eroarea suplimentară;

$$\Delta R_{xl} = \Delta R_{xi} + \Delta R_{xv}.$$

Eroarea intrinsecă ΔR_{xi} este eroarea limită de măsurare în condiții de referință, stabilite prin norme, sub formă de valori de referință pentru mărimile de influență (temperatură, umiditate) și se calculează cu relația:

$$\Delta R_{xi} = \pm \frac{c}{100} \left(\frac{R_N}{K} + R_x \right), \quad \text{unde:}$$

c - clasa de precizie a punții; $R_N = 10^n (\Omega)$ - o rezistență convențională, care reprezintă cea mai mare valoare de forma 10^n conținută în intervalul de măsurare al punții pentru un raport $\frac{a}{b}$ dat:

- pentru $R_{\max} = 11111 \Omega$ și $\frac{a}{b} = 1$, $R_N = 10^4 \Omega$; $\frac{a}{b} = \frac{1}{10}$, $R_N = 10^3 \Omega$; $\frac{a}{b} = 10$, $R_N = 10^5 \Omega$.

K - constanta indicată de constructor, $K = 10; 100$.

R_x - valoarea măsurată a rezistenței necunoscute dată de relația $R_x = R \frac{a}{b}$.

Eroarea suplimentară ΔR_{xv} este eroarea de măsurare datorată variației unei singure mărimi de influență (temperatură, umiditate) în afara intervalului de referință, dar în interiorul intervalului de utilizare și se exprimă în procente de eroare intrinsecă.

2.7.2.1.3 Funcționarea punții simple (Wheatstone) în regim dezechilibrat. Caracteristici metrologice

Puntea simplă în regim dezechilibrat se folosește la măsurarea electrică a unor mărimi neelectrice, convertibile prin intermediul unor transductoare într-o rezistență. Tensiunea de alimentare e furnizată de o sursă de tensiune continuă, stabilizată, care are rezistența internă $R_s = 0$. În diagonala verticală este conectat un amplificator sau un aparat electronic de măsurat, care are o impedanță de intrare mare, astfel încât circuitul de măsurare funcționează practic în gol, fiind caracterizat prin sensibilitatea de tensiune.

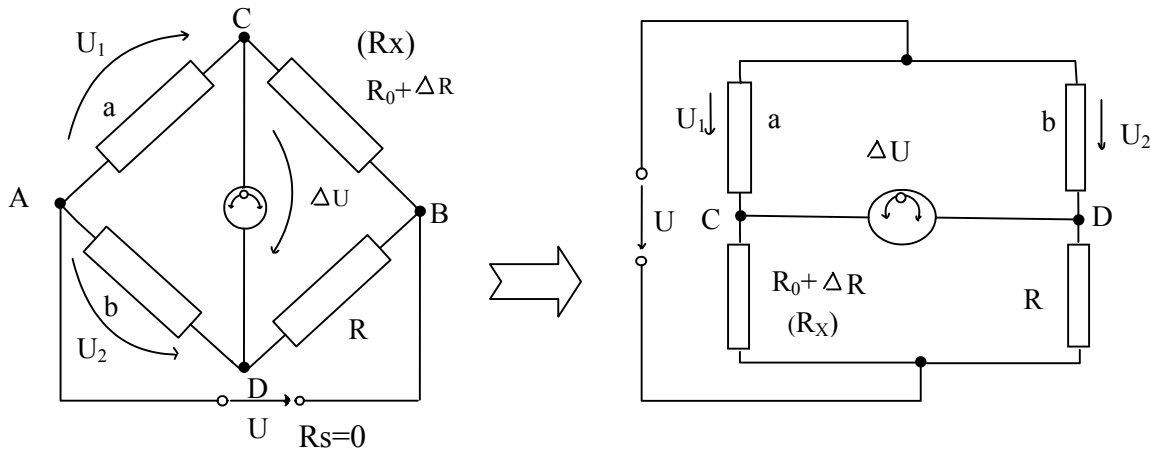


Fig.60 Puntea Wheatstone în regim dezechilibrat.

Caracteristica statică de transfer a punții, adică dependența dintre mărimea de ieșire – tensiunea de dezechilibru ΔU și mărimea de intrare – variația de rezistență ΔR - care a produs-o, se determină ca fiind:

$$\Delta U = U_{CD} = U_2 - U_1 = U \left(\frac{b}{b+R} - \frac{a}{a+R_0+\Delta R} \right) = U \frac{ab + bR_0 + b\Delta R - ab - aR}{(b+R)(a+R_0+\Delta R)}.$$

Dar $aR - bR_0 = 0$, deci

$$\Delta U = \frac{b}{b+R} \frac{\Delta R}{(a+R_0) \left(1 + \frac{\Delta R}{a+R_0} \right)} U.$$

Observații:

- Caracteristica statică de transfer $\Delta U = f(\Delta R)$ rezultă neliniară.
- În practică se utilizează puntea cu brațe egale și se consideră $a = b = R = R_0$. Caracteristica statică de transfer a punții cu brațe egale devine:

$$\Delta U = \frac{R_0}{4R_0^2} \frac{\Delta R}{1 + \frac{\Delta R}{2R_0}} U \approx \frac{U}{4} \frac{\Delta R}{R_0} \left(1 - \frac{\Delta R}{2R_0} \right),$$

deoarece $\frac{\Delta R}{R_0} \ll 1$.

Caracteristici metrologice:

- *Sensibilitatea* este dată de raportul dintre variația relativă a mărimi de ieșire și variația relativă a mărimii de intrare:

$$S = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta R}{R_0}}.$$

La puntea cu brațe egale:

$$S = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta R}{R_0}} = \frac{1}{4} \left(1 - \frac{\Delta R}{2R_0} \right).$$

- *Eroarea de neliniaritate a caracteristicii statice de transfer.*

Caracteristica statică de transfer

$$\Delta U = \frac{U \Delta R}{4 R_0} \left(1 - \frac{\Delta R}{2R_0}\right) \text{ are o eroare de neliniaritate } \varepsilon_{\text{nel}} = \frac{\Delta R}{2R_0}.$$

Pentru $\frac{\Delta R}{R_0} = 0,01 \Rightarrow \varepsilon_{\text{nel}} = \frac{0,01}{2} = 0,5\%$; $1 - \frac{\Delta R}{2R_0} = 1 - 0,005 = 0,995$, deci caracteristica

statică de transfer poate fi scrisă sub forma:

$$\Delta U \approx \frac{U \Delta R}{4 R_0} \Rightarrow S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta R}{R_0}} = \frac{\frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R_0}}{\frac{\Delta R}{R_0}} = \frac{1}{4},$$

pentru $\frac{\Delta R}{R_0} = 0,1 \Rightarrow \varepsilon_{\text{nel}} = \frac{0,1}{2} = 5\%$, deci inadmisibil de mare.

Concluzie de ordin practic: Puntea cu brațe egale, cu un singur traductor, se va folosi numai când variațiile de rezistență ale traductorului sunt mici (apropriate de valoarea nominală).

Dacă se adoptă o punte cu brațele inegale la care $a = b = kR_0$, $R_0 = R$, iar $k \gg 1$, atunci:

$$\Delta U = \frac{k \Delta R}{(k+1)^2 R_0} \frac{U}{1 + \frac{\Delta R}{(k+1)R_0}} \approx \frac{k \Delta R}{(k+1)^2 R_0} U \left(1 - \frac{1}{k+1} \frac{\Delta R}{R_0}\right).$$

Sensibilitatea este în acest caz:

$$S = \frac{k}{(k+1)^2} \left(1 - \frac{1}{k+1} \frac{\Delta R}{R_0}\right) \approx \frac{1}{k},$$

iar eroarea de neliniaritate:

$$\varepsilon_{\text{nel}} = \frac{1}{k+1} \frac{\Delta R}{R_0}.$$

Pentru $k \ll 1$, eroarea de neliniaritate va fi mult mai mică în comparație cu cea a punții cubrațe egale, dar scade și sensibilitatea, ceea ce reprezintă un dezavantaj.

2.7.2.2 Puntea dublă (Thomson)

Puntea dublă Thomson (Kelvin) se utilizează la măsurarea rezistențelor mici, cu valori cuprinse între $10^{-6}\Omega$ și 1Ω (rezistențe de contact, rezistența conductoarelor masive, etc.). La aceste valori reduse, rezistențele de contact și cele ale conexiunilor fiind de același ordin de mărime ca și rezistențele de măsurat, măsurarea cu puntea Wheatstone introduce erori importante.

Față de puntea Wheatstone, puntea Thomson prezintă avantajul că rezistențele de contact și rezistențele conductoarelor de legătură la punte sunt plasate într-un circuit auxiliar, evitându-se influența lor asupra circuitelor de măsurare. Se separă astfel *alimentarea* de *măsurare* prin disocierea bornelor respective (2 borne de curent; 2 borne de tensiune).

Principiul metodei de măsurare constă în alegerea valorilor R_2 și R_4 și variația rezistențelor R_1 și R_3 până la aducerea la echilibru a punții ($I_i = 0$).

Pentru determinarea condiției de echilibru se transfigurează puntea Thomson într-o punte Wheatstone, prin înlocuirea triunghiului format de rezistențele r , R_1 și R_2 în steaua formată de rezistențele R_M , R_N și R_P , ale căror valori sunt date de relațiile:

$$R_M = \frac{rR_1}{r + R_1 + R_2}; \quad R_N = \frac{rR_2}{r + R_1 + R_2}; \quad R_P = \frac{R_1R_2}{r + R_1 + R_2} \quad (a)$$

Condiția de echilibru a punții echivalente va fi:

$$(R_x + R_M)R_4 = (R_e + R_N)R_3 \quad (b)$$

$$\text{Din (a) și (b) rezultă: } R_x = R_e \frac{R_3}{R_4} + r \frac{R_2R_3 - R_1R_4}{R_4(r + R_1 + R_2)}.$$

$$\text{Dacă } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow R_x = R_e \frac{R_3}{R_4}.$$

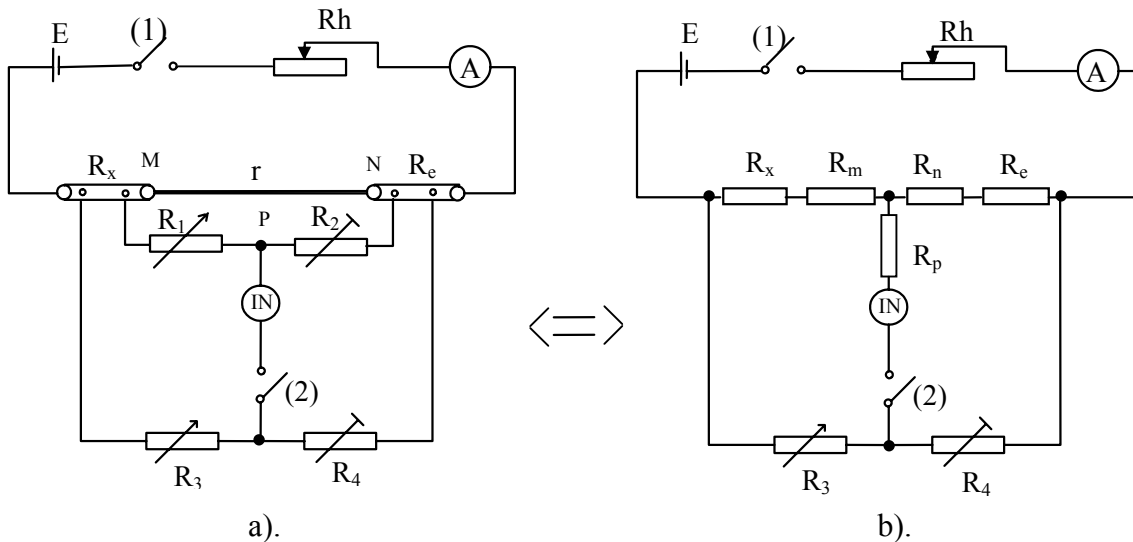


Fig.61 Puntea dublă (Thomson): a - schema electrică; b - schema electrică echivalentă.

E – sursa de alimentare; (1),(2) – întrerupătoare; Rh – reostat de reglaj al curentului; A - ampermetru magnetoelectric; R_x – rezistența de măsurat; R_e – rezistență etalon.

În mod obișnuit, punțile duble se construiesc cu raportul $\frac{R_3}{R_4}$ variabil prin reglarea

simultană a rezistențelor $R_1 = R_3$, care formează o rezistență dublă, în decade, cu manete. Rezistențele $R_2 = R_4$ se fixează cu ajutorul unor fise, având valori de forma $10^n \Omega$, iar R_e este o rezistență etalon ce se montează în circuitul auxiliar, exterior punții. Adoptând prin construcție rezistențele $R_1 = R_3$, se satisface în mod automat condiția: $R_2 R_3 = R_1 R_4$.

Caracteristicile metrologice ale punții duble:

- Intervalul de măsurare este cuprins între $10^{-6} \Omega$ și 1Ω ;
- Sensibilitatea punții duble (definită ca și pentru puntea Wheatstone) depinde direct proporțional de sensibilitatea indicatorului de nul și de intensitatea curentului din circuitul auxiliar, care este însă limitată de condiția de a nu încălzi rezistențele R_x și R_e . Deoarece totdeauna în serie cu IN este intercalată rezistența R_p , sensibilitatea punții duble este mai mică decât a punții simple.
- Precizia măsurării unei rezistențe R_x :

Eroarea limită de măsurare R_{xl} se calculează cu relația: $\Delta R_{xl} = \Delta R_{xi} + \Delta R_{xv}$, cu observația că la puntea dublă eroarea intrinsecă este:

$$\Delta R_{xi} = \pm \frac{c}{100} \left(\frac{R_N}{k} + R_x \right),$$

unde : - c = clasa de precizie a punții;

- k = constanta punții (de obicei $k = 100$);

- $R_N = 10^n \Omega$, o rezistență convențională, care reprezintă cea mai mare valoare de forma 10^n conținută în intervalul de măsurare a punții pentru o rezistență etalon dată.

2.7.2.3 Puntea pentru măsurarea rezistențelor mari (Puntea "MEGOHM")

Extinderea limitei superioare a intervalului de măsurare al punții Wheatstone peste $1 M\Omega$ se obțin prin:

a) introducerea unor modificări în schema punții simple care constau în:

- mărirea raportului punții prin conectarea rezistențelor R_1 și R_2 (fig.62a). (Realizarea unor rezistențe decadicke stabile de valori foarte mari se face cu dificultate).

- prevenirea șuntării rezistenței mari R_x de către rezistențele de scurgere între bornele de racord la punte prin realizarea unor inele de gardă la bornele M și N. Prin conectarea inelelor de gardă în punctul G, efectul de șuntare devine practic neimportant, deoarece:

$$R_{p1} \gg a; \quad R_{p2} \gg R_x.$$

b) utilizarea unor indicatoare de nul cu rezistențe de intrare foarte mari, realizate cu amplificatoare de c.c. având la intrare tranzistoare cu efect de câmp.

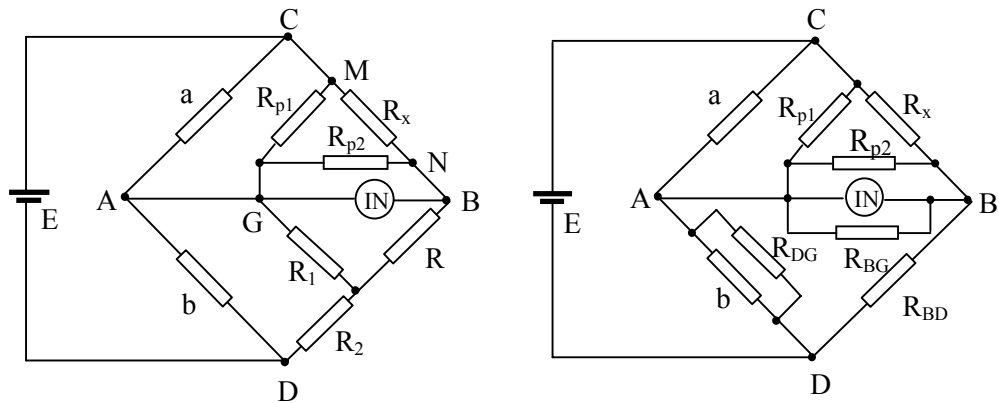


Fig.62 Puntea Megohm:

a – schema electrică; b – schema electrică echivalentă.

Pentru a determina condiția de echilibru a punții Megohm, se transfigurează steaua formată din rezistențele R , R_1 și R_2 în triunghiul (fig.62b) format din rezistențele:

$$\begin{cases} R_{BD} = \frac{R_1 R + R R_2 + R_1 R_2}{R_1} \\ R_{BG} = \frac{R_1 R + R R_2 + R_1 R_2}{R_2} \\ R_{DG} = \frac{R_1 R + R R_2 + R_1 R_2}{R} \end{cases}$$

Valoarea rezistenței de măsurat este:

$$R_x = R_{BD} \frac{a}{b / R_{DG}} .$$

Dacă se compară cu relația pentru puntea Wheatstone $R_x = R \frac{a}{b}$, se constată că folosind puntea Megohm se pot măsura rezistențe R_x mai mari, deoarece $R_{BD} > R$, iar $b/R_{DG} < b$.

Valoarea acestor rezistențe depinde în general de tensiune, de aceea măsurarea lor trebuie făcută la tensiunile specificate. Din cauza curenților de polarizare, echilibrul punții devine stabil abia după un anumit timp de la aplicarea tensiunii (acest timp poate ajunge de ordinul minutelor).

2.7.3 Punți de curent alternativ

2.7.3.1 Funcționarea punții simple în curent alternativ

În cele patru laturi sunt conectate impedanțele \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 , \underline{Z}_3 , \underline{Z}_4 , sursa de alimentare este alternativă sinusoidală, de pulsație ω , iar ca indicator de nul se utilizează un aparat de c.a.(fig.63a).

Condiția de echilibru a punții este:

$$\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3,$$

similară cu cea din cazul punții Wheatstone în c.c., în care $\underline{Z}_1 \dots \underline{Z}_4$ sunt impedanțele din laturile punții.

Din relația condiției de echilibru rezultă impedanța necunoscută.

Condiția de echilibru este scrisă între mărimi complexe, conducând la două relații în mărimi reale, obținute prin scrierea impedanțelor prin una din formele obișnuite:

$$\underline{Z} = R + jX = Z e^{j\varphi},$$

unde R și X reprezintă rezistența și reactanța impedanței reprezentată printr-o schemă serie, iar Z și φ modulul, respectiv argumentul impedanței.

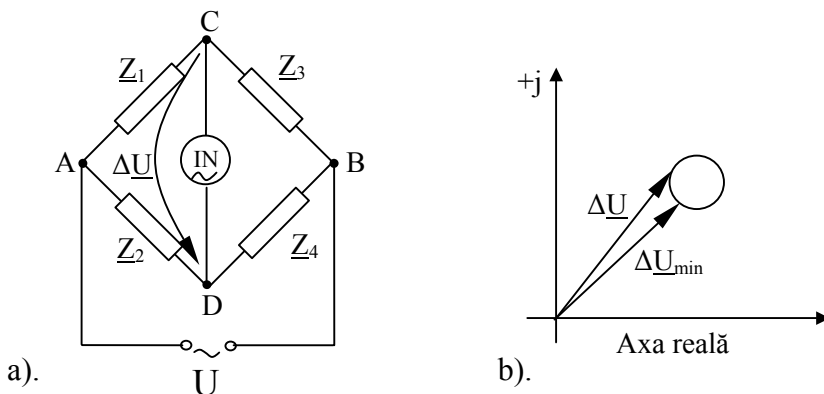


Fig.63 Puntea simplă alimentată în c.a.:

a – schema electrică; b – locul geometric al fazorului tensiunii de dezechilibru.

Deci:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 = Z_1 e^{j\varphi_1}; \quad \underline{Z}_3 = R_3 + jX_3 = Z_3 e^{j\varphi_3};$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = Z_2 e^{j\varphi_2}; \quad \underline{Z}_4 = R_4 + jX_4 = Z_4 e^{j\varphi_4}.$$

Folosind exprimarea impedanței în funcție de modul și argument, înlocuind relațiile anterioare în condiția de echilibru, rezultă:

$$Z_1 Z_4 e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = Z_2 Z_3 e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}.$$

Condiția de echilibru se îndeplinește dacă sunt satisfăcute simultan relațiile:

$$\begin{cases} Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \\ \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \end{cases}$$

Folosind rezistența și reactanța pentru exprimarea impedanței se obține relația:

$$(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3),$$

de unde prin egalarea părților reale și imaginare rezultă:

$$R_1 R_4 - X_1 X_4 = R_2 R_3 - X_2 X_3$$

$$R_1 X_4 - X_1 R_4 = R_2 X_3 - X_2 R_3.$$

Observații:

- Pentru echilibrarea punții, trebuie îndeplinite două condiții, deci este necesară reglarea a doi parametri variabili ai punții pentru a determina cele două necunoscute: rezistența și reactanța impedanței necunoscute. Deosebirea dintre puntea de c.c. și puntea de c.a. este:

- în c.c. există o singură condiție de echilibru, o mărime necunoscută și un parametru variabil;
- în c.a. sunt două condiții de echilibru, două mărimi necunoscute și doi parametri variabili.

- Condiția referitoare la argumentele celor patru impedanțe ($\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$) arată cum trebuie realizată o punte, pentru a putea fi echilibrată:

- dacă puntea este formată din două rezistențe și două reactanțe, rezistențele fiind în laturi alăturate, celelalte laturi trebuie să aibă reactanțe de același fel (capacitive sau inductive)(fig.64a);
- dacă rezistențele se află în laturi opuse, celelalte laturi trebuie să conțină reactanțe de natură diferită (o capacitate și o inductivitate)(fig.64b).

- Dificultatea obținerii practice a echilibrului punții de c.a. constă în aceea că după realizarea uneia dintre condițiile de echilibru este necesară îndeplinirea celei de a doua, fără să fie deranjată prima. Acest lucru este posibil datorită proprietății de convergență a punții.

Teorema de convergență: Dacă într-o punte de impedanțe alimentată în c.a., din cele 8 componente ale punții se variază una singură cu valori cuprinse între 0 și ∞ , locul geometric în planul complex, al vârfului fazorului tensiunii de dezechilibru ΔU este un cerc (fig.63b).

- În unele cazuri condițiile de echilibru sunt independente de frecvența tensiunii de alimentare a punții. Astfel de punți pot fi alimentate cu o tensiune alternativă de formă oarecare (nesinusoidală). Dacă în condițiile de echilibru intervine frecvența, punțile trebuie alimentate cu surse de tensiune sinusoidală cu frecvență stabilă în domeniul 20-1000Hz.

Punțile clasice de c.a. se utilizează pentru măsurarea cu precizie ridicată a parametrilor de circuit (R, L, C, M), a impedanțelor și a frecvenței. Prin intermediul parametrilor de circuit se pot măsura și unele mărimi neelectrice.

- În practică se folosesc punți universale RLC care permit măsurarea parametrilor elementelor de circuit într-o gamă largă de valori:

- Rezistențe de la zecimi de Ω până la sute de $M\Omega$, cu precizie de $0,2 \div 1,5\%$;
- Inductivități proprii de la zeci de μH până la sute H, cu precizie de $0,3 \div 2,5\%$;
- Capacități de la $0,1$ pF până la 10^3 μF , cu o precizie de $0,1 \div 0,5\%$.

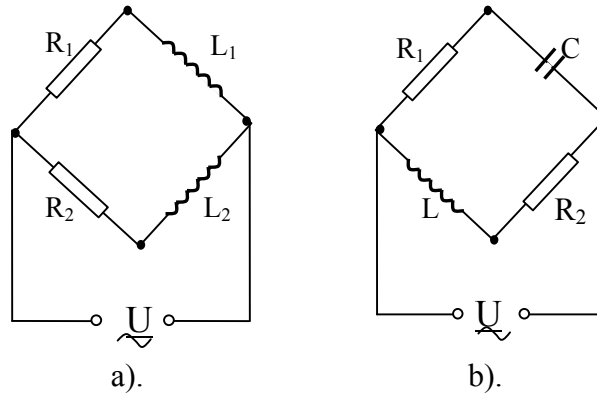


Fig.64 Alcătuirea unei punți de c.a.
pentru satisfacerea condiției: $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$.

3. APARATE ELECTRONICE ANALOGICE PENTRU MĂSURARE

3.1 Voltmetre, ampermetre și ohmmetre electronice

3.1.1 Voltmetre electronice analogice

3.1.1.1 Generalități

Dintre cele trei mărimi caracteristice ale unui semnal – amplitudinea, frecvența și faza, amplitudinea este mărimea care interesează într-un număr foarte mare de aplicații. Din acest motiv există un număr foarte mare de aparate de măsură destinate măsurării mărimii semnalelor, fie în curent continuu, fie în curent alternativ.

Voltmetrele clasice (magneto-electrice, electrodinamice, ș.a.) au două dezavantaje:

- conectarea lor introduce o sarcină suplimentară în circuit, rezistența lor interioară fiind relativ mică;

- cu ajutorul lor nu se pot măsura valori mici ale tensiunilor (mili sau microvolți) nici în curent continuu, nici în curent alternativ.

Prin introducerea voltmetrelor electronice se elimină aceste dezavantaje, ele având o impedanță de intrare (interioară) foarte mare, fapt ce le mărește sensibilitatea. Dezavantajul lor constă în faptul că sunt mai scumpe și necesită sursă de alimentare.

3.1.1.2 Voltmetre electronice de c.c.

3.1.1.2.1 Voltmetru magneto-electric cu amplificator de c.c.

Pentru a mări sensibilitatea și rezistența de intrare a unui voltmetru clasic, acesta se asociază cu un amplificator de c.c. Amplificatorul poate fi cu cuplaj direct sau cu modulare-redresare.

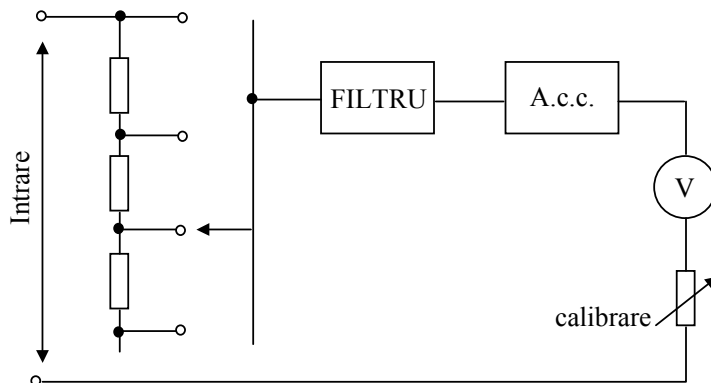


Fig.65 Schema bloc a voltmetrului cu amplificator cu cuplaj direct.

Atenuatorul de intrare permite schimbarea sensibilității voltmetrului iar filtrul elimină eventualele componente alternative suprapuse peste semnalul de măsurat. Sensibilitatea acestui tip de aparat nu poate coborî sub 0,1V datorită derivei termice din amplificatorul de c.c.

Voltmetrul cu amplificator cu modulare-redresare este realizat pentru a elimina instabilitatea din punct de vedere termic, prin înlocuirea amplificatorului de c.c. cu unul de c.a. Tensiunea de c.c. de măsurat este transformată în tensiune de c.a. cu ajutorul modulatorului și a oscilatorului, amplificată și în final transformată în tensiune de c.c. cu ajutorul detectorului și aplicată aparatului magneto-electric.

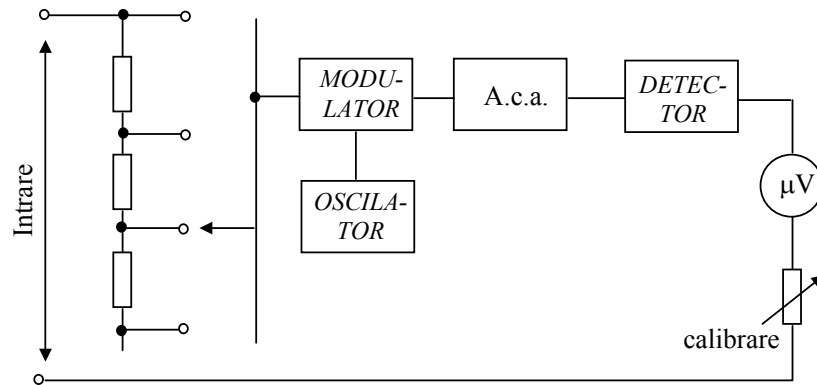


Fig.66 Schema bloc a voltmetrului cu amplificator cu modulare-redresare.

3.1.1.2.2 Voltmetre de c.c. în punte

Aceste voltmetre sunt formate dintr-un număr de rezistențe și de dispozitive electronice care formează o punte Wheatstone. În lipsa tensiunii de măsurat U_x puntea este în echilibru. Curentul I_{co} care trece prin tranzistor este compensat la echilibrarea punții de un curent opus, prin reglarea rezistenței R_3 . Aplicând la intrare tensiunea de măsurat U_x , se modifică curentul de colector din tranzistor, ceea ce dezechilibrează puntea. Apare un curent prin miliampermetru proporțional cu tensiunea de măsurat.

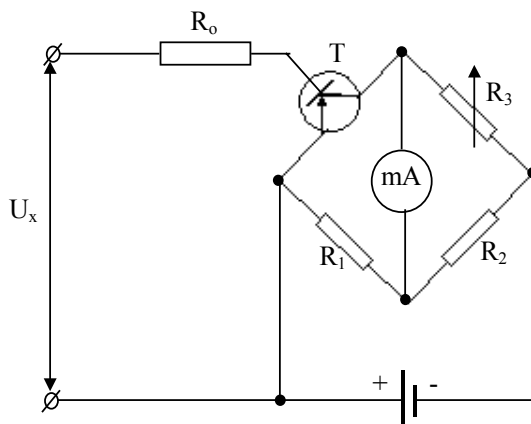


Fig.67 Schema voltmetrului de c.c. în punte.

Prin aplicarea semnalului de măsurat pe electrodul de comandă a unuia din dispozitive, se modifică rezistența echivalentă și puntea care era inițial în echilibru, se dezechilibrează. Tensiunea care apare la bornele aparatului din diagonala punții, este dependentă de tensiunea aplicată. Aparatul se poate etalona direct în volți.

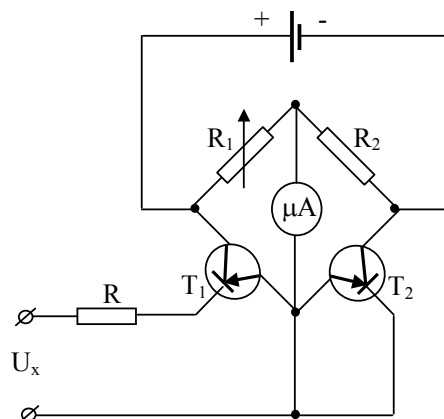


Fig.68 Schema voltmetrului de c.c. în punte cu două dispozitive.

Montajul cu un singur dispozitiv are avantajul că este mai simplu constructiv, dar este mai instabil decât montajul cu două dispozitive, etalonarea fiind influențată de variația tensiunii de alimentare și de îmbătrânirea dispozitivului.

Montajele cu două dispozitive sunt mai stabile, fiind simetrice și lucrând în condiții identice, astfel încât parametri variază în mod identic. Din aceste motive etalonarea voltmetrului se menține în timp.

3.1.1.2.3 Voltmetre de c.c. cu compensare

Voltmetrele de c.c. cu compensare se mai numesc și voltmetre diferențiale. Aceste voltmetre se caracterizează printr-o precizie și o rezistență de intrare ridicată.

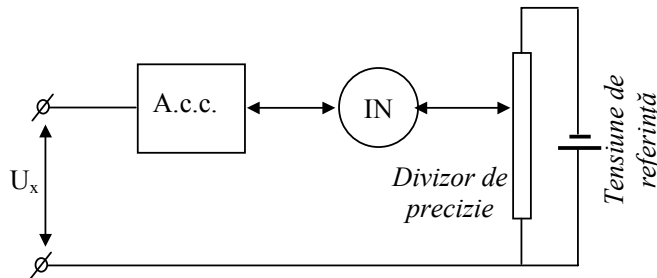


Fig.69 Schema voltmetrului de c.c. cu compensare.

A.c.c. – amplificator de c.c., este de obicei cu modulare-redresare. Sensibilitatea lui poate fi variată între câțiva microvolți până la câțiva volți, iar rezistența de intrare este practic infinită și sursa de măsurat nu debitează nici un curent în circuitul voltmetrului la realizarea echilibrului. Dacă se montează un divizor la intrare pentru a mări domeniul de măsurare, atunci rezistența de intrare depinde de divizor.

Voltmetrele de c.c. cu compensare pot atinge precizii ridicate prin utilizarea unor divizori rezistivi etalonați și a unor surse de referință foarte stabile.

3.1.1.3 Voltmetre electronice de c.a.

Un voltmetru de c.a. este format, în principiu, din două părți:

- partea de detecție – transformă semnalul alternativ de măsurat într-un semnal continuu, proporțional cu acesta;
- partea de măsurare propriu-zisă.

După tipul detecției se deosebesc voltmetre de valori efective, de valori medii și de valori de vârf. Etalonarea tuturor voltmetrelor este făcută în valori efective, deoarece valoarea care interesează în mod curent în măsurări este valoarea efectivă a tensiunii. Această etalonare este însă valabilă în regim sinusoidal, unde este adevărată relația:

$$\frac{U_{ef}}{U_{med}} = \frac{0,707U_{max}}{0,636U_{max}} = 1,11.$$

3.1.1.3.1 Voltmetre de valori medii

Aceste tipuri de voltmetre au construcție simplă și sunt mai ieftine decât voltmetrele de valori efective.

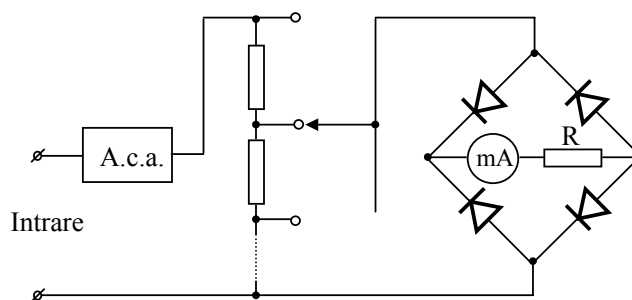


Fig.70 Schema voltmetrului de valori medii.

Semnalul de măsurat este aplicat amplificatorului de c.a. (A.c.a. cu factor de amplificare și impedanță de intrare ridicate) și apoi atenuat corespunzător diferitelor scări ale voltmetrului. Tensiunea alternativă este redresată de puntea de diode și se măsoară cu instrumentul de măsurare. Cuplul instantaneu care ia naștere în instrumentul magnețoelectric este proporțional cu curentul redresat, dar datorită inerției sale mecanice dispozitivul mobil este acționat de un cuplu mediu, proporțional cu valoarea medie a curentului redresat.

Folosind diode cu germaniu, aparatul funcționează cu o eroare de ordinul $\pm 3\%$ până la frecvențe de ordinul zecilor de kHz. Cu diode de înaltă frecvență, funcționarea poate ajunge până la zeci sau sute de MHz.

Aceste aparate se caracterizează prin sensibilitate ridicată, consum redus de putere, dar indicațiile depind de forma și frecvența semnalului aplicat.

3.1.1.3.2 Voltmetre de valori de vârf

Aceste tipuri de voltmetre pot măsura valoarea de vârf a tensiunii.

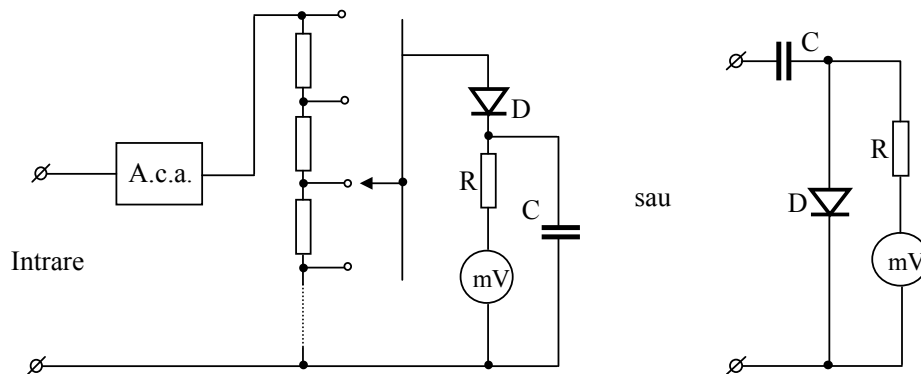
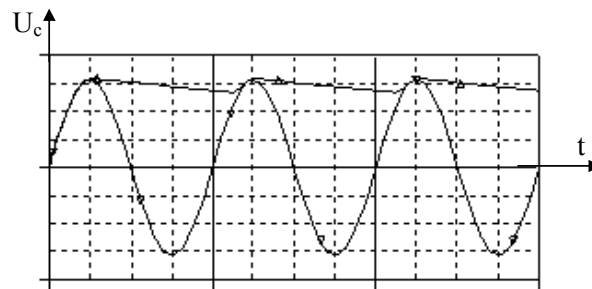


Fig.71 Schema voltmetrului de valori de vârf.

Schema se caracterizează prin existența unui condensator care se încarcă într-o alternanță prin dioda D la valoarea de vârf a tensiunii, descărcându-se foarte puțin pe rezistența R în cealaltă alternanță.



Tensiunea la bornele condensatorului rămâne aproximativ constantă dacă pe parcursul întregii perioade, constanta de timp RC a circuitului de descărcare este mult mai mare față de perioada T a tensiunii de măsurat (de cel puțin 10 ori mai mare): $RC \gg T$.

Condiția impusă constantei RC limitează frecvența joasă la care voltmetrul cu detecție de vârf mai funcționează corect. La frecvențele joase, la care condiția impusă constantei de timp nu mai este satisfăcută, tensiunea la bornele condensatorului variază ca în fig.73.

În fig.72 sunt prezentate scheme uzuale ale unor voltmetre de valori de vârf, la care rezistența R este rezistența de intrare (de valoare ridicată) a amplificatorului de c.c. Prezența acestuia îmbunătățește sensibilitatea globală a voltmetrului.

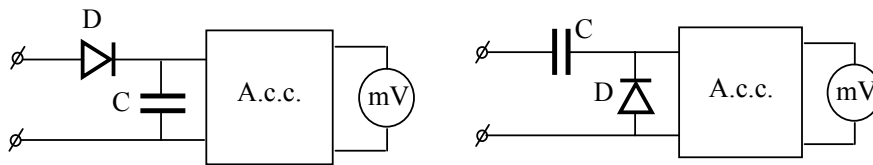


Fig.72 Voltmetre de valori de vârf.

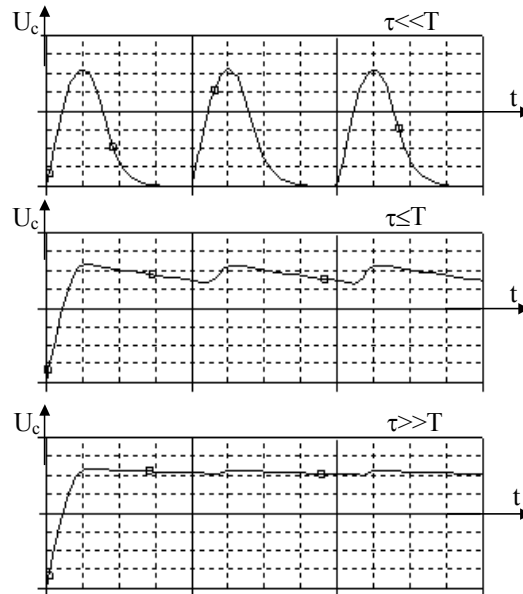


Fig.73 Variația tensiunii la bornele condensatorului în funcție de constanta τ .

Avantajul voltmetrelor cu detecție de vârf îl constituie faptul că grupul de detecție (diodă, rezistență, condensator), poate fi inclus într-o cutie separată de restul aparatului (numită *cap de probă*). Detecția se face chiar lângă sursa de semnal de măsurat, iar prin firele ce duc la aparatul de măsurare trece doar c.c.(acest tip de măsurare se utilizează la frecvențe mari).

3.1.1.3.3 Voltmetre de valori efective

Voltmetrul cu termocuplu. Este un voltmetru de valori efective care se bazează pe căldura dezvoltată prin efect Joule într-o rezistență. Semnalul de măsurat este aplicat unei înfășurări de încălzire, iar termocuplul situat în apropierea înfășurării generează o tensiune de c.c. proporțională cu creșterea temperaturii joncțiunii încălzite. Dezavantajul metodei este precizia redusă, datorată neliniarității termocuplului și a unor probleme de ordin termic. Aceste dezavantaje au fost înlăturate prin:

- dispunerea firului încălzitor și a termocuplului într-o incintă vidată, pentru a elimina pierderile de căldură;
- utilizarea unor fire de legătură, de conductibilitate termică redusă;
- montarea termocuplului într-o schemă de compensare, pentru evitarea neliniarității sale.

Semnalul de intrare amplificat se aplică firului încălzitor al termocuplului de măsurat T_2 , iar prin firul încălzitor al termocuplului de compensare trece curentul continuu furnizat de sursa E. Capetele libere ale termocuplelor sunt conectate în opoziție prin intermediul unui indicator de nul.

Pentru o valoare dată a semnalului de intrare, se modifică semnalul continuu prin T_1 până când galvanometrul indică nulul, adică tensiunile termoelectromotoare ale celor două termocuple sunt egale. Instrumentul de măsurare din circuitul de c.c. se poate grada direct în volți, pe acesta citindu-se valoarea efectivă a semnalului de intrare. Indicația voltmetrului nu este afectată de neliniaritățile termocuplelor și este liniară, în funcție de semnalul de intrare.

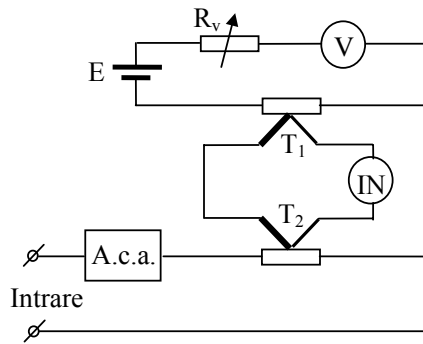
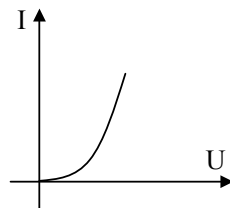


Fig.74 Schema voltmetrului de valori efective cu termocuplu.

Voltmetre de valori efective cu scheme speciale. O posibilitate de realizare a unor voltmetre de valori efective constă în utilizarea unor dispozitive detectoare cu caracteristică de transfer pătratică și a unui voltmetru magnețoelectric etalonat, astfel ca indicația să reprezinte rădăcina pătrată din valoarea tensiunii ce i se aplică.



Ca detector pătratic se poate utiliza dioda semiconductoră, a cărei caracteristică are pentru tensiuni mai mici o neliniaritate de ordinul doi.

O altă posibilitate de a obține un voltmetru de valori efective o constituie combinarea unei detecții de vârf cu o detecție de valori medii. În această schemă se modelează relația:

$$V_{ef} = K_1 V_{vârf} + K_2 V_{med}$$

valabilă pentru orice formă de undă, dar coeficienții K_1 și K_2 se determină pentru o anumită formă de undă, în general sinusoidală.

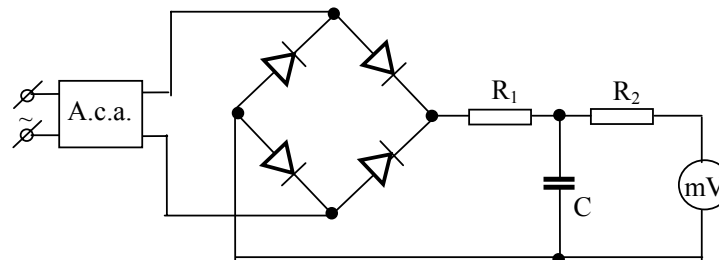


Fig.75 Schema bloc a unui voltmetru de valori efective cu schemă specială.

Raportul R_1/R_2 se reglează experimental, pentru a obține la ieșire valoarea efectivă a semnalului, pentru un domeniu de valori și frecvențe limitat.

3.1.1.3.4 Caracteristicile și performanțele voltmetrelor de c.a.

- *Dependența indicației de forma de undă.* Tensiunile sinusoidale de măsurat pot avea un grad de distorsiune, adică un conținut oarecare de armonici (trebuie luate în considerare armonicile a doua și a treia, amplitudinile armonicilor superioare fiind neglijabile). Valoarea efectivă a tensiunii formată dintr-o fundamentală U_1 și un număr de armonici U_2, U_3, \dots , poate fi calculată cu relația:

$$U_{ef} = \sqrt{U_{1ef}^2 + U_{2ef}^2 + U_{3ef}^2 + \dots}$$

Voltmetrul a cărui indicație este cel mai puțin afectată de prezența armonicilor este cel de valori efective, deoarece este sensibil la căldura dezvoltată de fiecare dintre componente.

Voltmetrele de valori de vârf și de valori medii sunt influențate puternic de prezența armonicilor.

- *Domeniul de frecvență.* Este determinat de banda amplificatorului voltmetrului care este în general de bandă largă, astfel încât:

- voltmetrele de valori efective și medii au un domeniu de frecvență cuprins între câțiva herți și 10MHz;

- voltmetrele de valori de vârf au domeniu până la sute de MHz, datorită detecției care precede amplificarea.

- *Timpul de răspuns.* Este intervalul de timp de la aplicarea semnalului la intrarea voltmetrului și până la stabilirea indicației:

- pentru voltmetrele de valori medii și de vârf variază între 0,5s și 1s;

- pentru voltmetrele de valori efective, datorită inerției termice, ajunge la 2s.

- *Influența zgomotului.* Există două tipuri de zgomote:

- *zgomot intern* generat de circuitele din interiorul aparatului proporțional cu banda amplificatorului și care nu depinde de tipul detecției utilizat;

- *zgomot extern* care însoțește semnalul util.

În prezența zgomotului voltmetrul de valori de vârf măsoară cu erori considerabile, vârful semnalului de zgomot nefiind previzibil. Din acest motiv se recomandă folosirea voltmetrelor de valori medii și de valori efective, folosind o metodă de corecție.

3.1.1.4 Ampermetre electronice analogice

Aceste aparate nu constituie o categorie distinctă de aparate electronice, fiind parte dintr-un multimetru electronic ce are la bază un voltmetru electronic căruia i se asociază un convertor curent - tensiune. În general funcția de ampermetru este realizată prin comutarea unui voltmetru electronic la bornele unei rezistențe calibrate R (reglabilă în trepte) parcursă de curentul de măsurat. Căderea de tensiune măsurată $U = IR$ este proporțională cu I și scara aparatului se gradează în unități corespunzătoare.

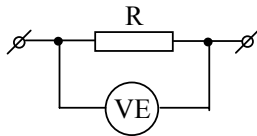


Fig.76 Schema ampermetrului electronic.

Sensibilitatea aparatului se modifică schimbând fie valoarea atenuatorului de la intrare, fie valoarea factorului de amplificare al amplificatorului. Datorită amplificării ridicate, aparatul poate măsura curenți de ordinul picoamperilor. Acest curent trece printr-o rezistență de intrare de ordinul sutelor de $k\Omega$ și produce o tensiune de ordinul microvolților, care este amplificată și indicată de instrumentul magnetoelectric de la ieșire. Rezistența de intrare nu se poate mări peste valoarea menționată, datorită zgomotului de agitație termică pe care îl generează și care devine supărător la semnale mici. La unele tipuri de aparate sensibilitatea este modificată cu ajutorul unui atenuator în trepte, ca în fig.77. Cu ajutorul acestui atenuator se pot măsura valori ale curenților de ordinul $pA - \mu A - mA - A$, precizia aparatului fiind de 2-3%.

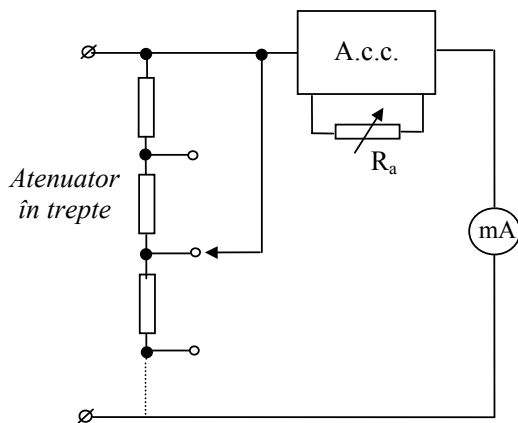


Fig.77 Modificarea sensibilității cu ajutorul atenuatorului în trepte.

Pentru măsurarea curenților alternativi, se înlocuiește voltmetrul electronic din fig.76 cu un voltmetru electronic de c.a.:

- pentru frecvențe joase se utilizează în general voltmetre de valori medii cu punte redresoare, caracterizate prin sensibilitate și precizie ridicate, consum de putere redus;
- pentru frecvențe înalte se utilizează voltmetre de valori efective cu termocuplu, datorită funcționării lor corecte indiferent de forma undei până la frecvențe de sute de MHz.

3.1.1.5 Ohmmetre electronice analogice

Pentru realizarea acestor aparate se folosesc două principii:

- măsurarea căderii de tensiune pe o rezistență necunoscută R_x ;
- conectarea rezistenței R_x în bucla de reacție a unui amplificator operațional.

Din acest motiv, un ohmmetru electronic va avea la bază un voltmetru electronic căruia i se atașează un convertor rezistență-tensiune.

Prima variantă de conversie utilizează o sursă de curent constant care debitează pe o rezistență de măsurat R_x .

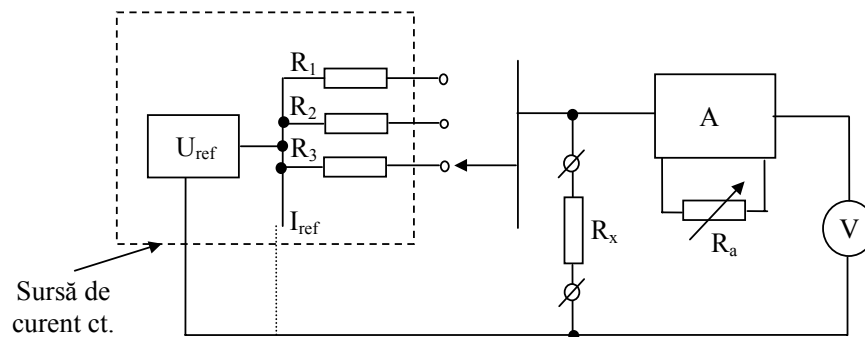


Fig.78 Ohmmetru cu sursă de curent constant.

Căderea de tensiune pe rezistența R_x este amplificată de amplificatorul A, a cărei tensiune de ieșire este măsurată de un voltmetru. Valoarea rezistenței este:

$$R_x = \frac{U_x}{I_{ref}}$$

Gamele de măsurare sunt obținute prin modificarea curentului generat de sursă (R_1, R_2, \dots) sau prin modificarea factorului de amplificare al amplificatorului (prin R_a).

A doua variantă de conversie se prezintă în fig.79.

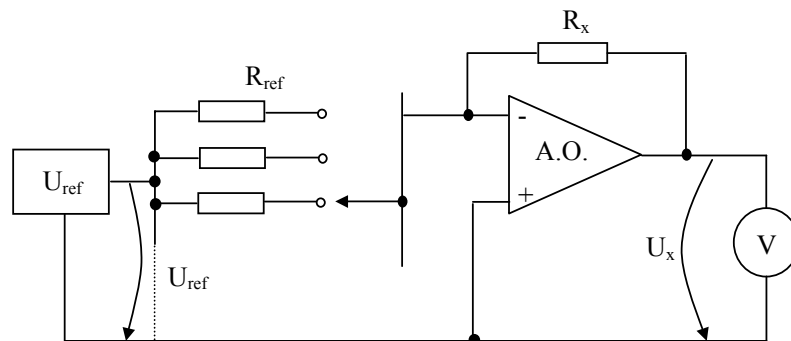


Fig.79 Conectarea rezistenței R_x în bucla de reacție a unui amplificator operațional.

Sunt adevărate relațiile:

$$\frac{U_x}{U_{ref}} = \frac{R_x}{R_{ref}} \Rightarrow R_x = \frac{U_x}{U_{ref}} \cdot R_{ref}; \quad R_x = K \cdot U_x,$$

unde tensiunea U_x măsurată de voltmetru este proporțională cu R_x .

3.2 Osciloscopae catodice în timp real

3.2.1 Generalități

Osciloscopul catodic este un aparat electronic care permite evaluarea calitativă și cantitativă a variației în timp a semnalelor electrice. Cu toate că precizia sa este relativ scăzută, afișarea variației temporale a unui semnal oferă în majoritatea cazurilor o cantitate de informație mult mai mare decât alte mijloace de măsurare.

Osciloscopaele catodice oferă următoarele facilități:

- vizualizarea fenomenelor electrice periodice sau neperiodice cu frecvență de variație în limite foarte largi;
- vizualizarea simultană a două sau mai multe semnale;
- posibilitatea măsurării cu sensibilitate ridicată a tensiunii și a duratei oricărui detaliu din variația unui semnal electric;
- posibilitatea măririi unei anumite zone din variația semnalului;
- posibilitatea stocării informației vizuale.

Osciloscopaele catodice pot fi:

- osciloscopae catodice în timp real (afișează în timp real semnalul aplicat);
- osciloscopae catodice cu memorie (memorează informația de măsurare și o afișează la cererea utilizatorului)(analogică sau digitală).

Din punct de vedere al numărului de canale ce se pot afișa simultan, există osciloscopae cu un canal și osciloscopae cu două sau mai multe canale.

3.2.2 Tubul catodic

Elementul de bază al osciloscopaelor este tubul catodic, care poate fi realizat în mai multe variante: construcție normală cu un spot sau cu două spoturi; tub cu sau fără postaccelerare; tub fără sau cu memorie.

Cele mai răspândite sunt tuburile catodice cu un tun electronic, cu un spot și cu postaccelerare. Schema unui astfel de tub este prezentată în figura 80.

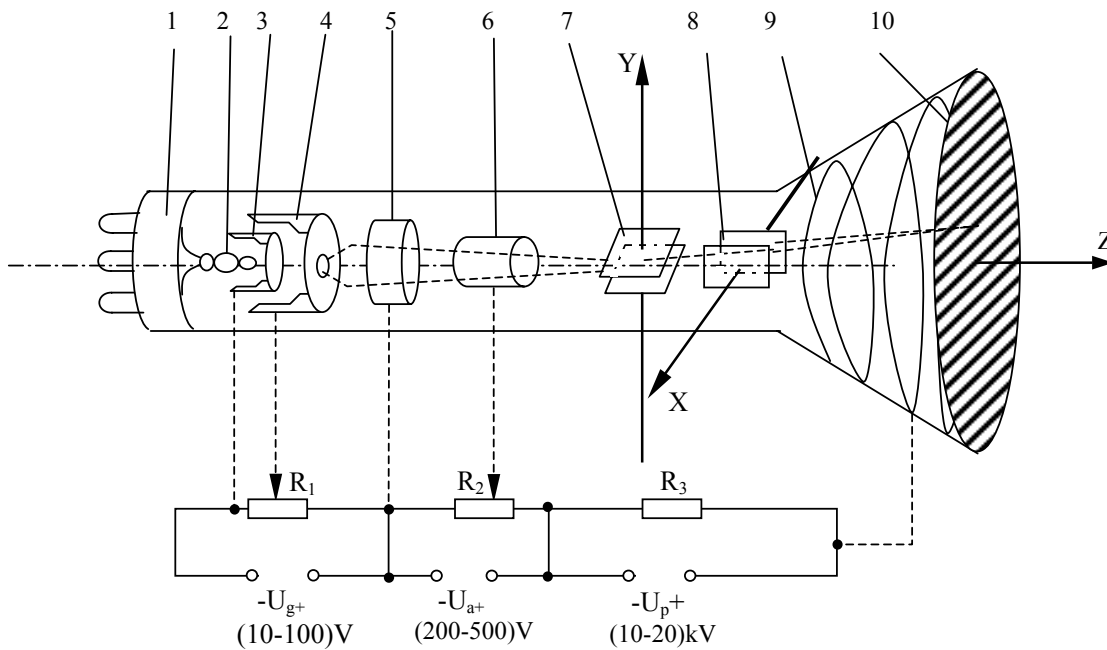


Fig.80 Tub catodic cu un tun electronic și un spot de electroni.

Elementele tubului catodic sunt:

- | | |
|---------------------------------|---------------------------------|
| 1. soclul tubului | 7. plăci deflexie verticală |
| 2. filament | 8. plăci deflexie orizontală |
| 3. catod cu încălzire indirectă | 9. anod de postaccelerare |
| 4. grila de comandă | 10. ecranul |
| 5. anod de preaccelerare | 11. R_1 - reglaj luminozitate |
| 6. anod de focalizare | 12. R_2 - reglaj focalizare |

Electronii emiși de catod sunt accelerați de câmpul electric al ansamblului catod-anozi, intensitatea fascicului de electroni fiind reglată prin potențialul grilei. Fascicul de electroni se focalizează în sistemul opto-electronic grilă-anod de preaccelerare – anod de focalizare, astfel încât pe ecran să se obțină o urmă luminoasă cât mai subțire și clară. Tuburile catodice pentru osciloscop sunt realizate, în general, cu deflexie electrostatică, realizată cu două perechi de plăci plane pe două direcții perpendiculare (X – orizontală, Y – verticală). Dispozitivul de deflexie deviază spotul din centrul ecranului într-un punct cu coordonatele (X,Y) determinate de tensiunile aplicate pe cele două perechi de plăci de deflexie.

Electronii sunt accelerați în final de câmpul electric al electrodului de postaccelerare. Ecranul este suprafața de afișare vizuală pe a cărei suprafață interioară se depune un strat de material luminofor. Substanța luminoforă excitată cu un curent electronic răspunde cu o intensitate luminoasă ce crește la valoarea sa maximă și se menține până la încetarea excitației după care scade.

Dispozitivul de afișare al osciloscopului fiind tubul catodic, blocurile componente ale aparatului acționează în final asupra plăcilor de deflexie X și Y și asupra grilei de comandă, cu efect asupra axei Z.

3.2.3 Funcționarea de ansamblu a osciloscopului catodic

Funcționarea osciloscopului poate fi explicată pe baza schemei funcționale simplificate, prezentată în figura 81.

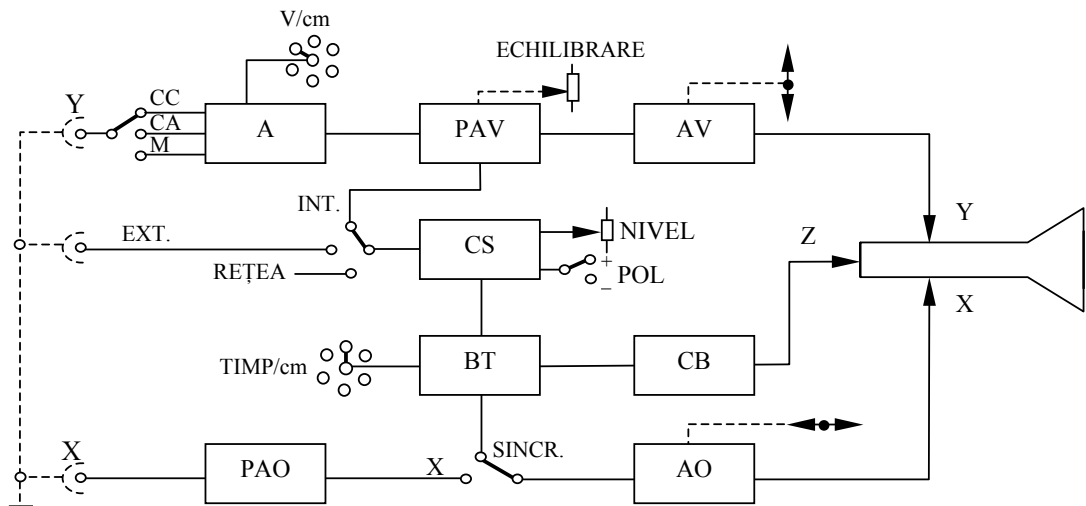


Fig.81 Schema funcțională simplificată a unui osciloscop catodic cu un canal.

Semnalul electric de vizualizat se aplică la preamplificatorul canalului vertical PAV prin intermediul atenuatorului calibrat A. Comutatorul de intrare pe canalul Y permite cuplarea intrării preamplificatorului la masă sau la intrarea Y prin cuplaj de curent continuu sau de curent alternativ, realizând de regulă o rezistență de intrare de 1-10 M Ω și o capacitate de intrare de 30-50 pF.

Preamplificatorul PAV și amplificatorul canalului vertical AV realizează un ansamblu de amplificare de curent continuu cu bandă largă de frecvență, a cărei amplificare se poate regla continuu. Imaginea se poate deplasa vertical după dorință, prin prepolarizarea cu o componentă continuă a tensiunii de deflexie verticală. Se remarcă capacitatea de decupaj (lupă de timp) a

osciloscopelor, prin care pe ecran se poate decupa orice porțiune a curbei urmărite, la dimensiuni verticale mărite. Acest lucru este posibil prin supracomanda amplificatorului.

Pentru vizualizarea unor dependențe implicite $Y(X)$, amplificatorul deflexiei orizontale AO, primește semnalul de la preamplificatorul PAO, la care se aplică semnalul de comparație X.

În general osciloscopul vizualizează variația în timp a tensiunii de intrare $Y(t)$. În acest scop, pe plăcile de deflexie orizontale se aplică o tensiune de baleiaj liniar variabilă (*dinte de ferăstrău*).

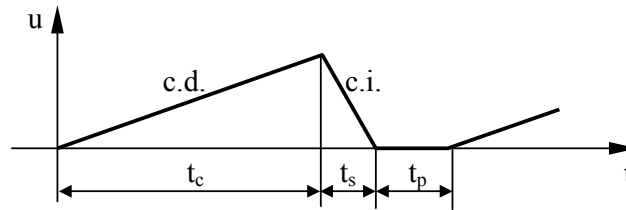


Fig.82 Tensiunea de baleiaj.

Tensiunea de baleiaj are trei zone distincte:

t_c – timpul de creștere, interval în care tensiunea crește liniar, având ca efect deplasarea cu viteză constantă a spotului luminos de la stânga spre dreapta ecranului;

t_s – timpul de scădere, de revenire bruscă a tensiunii la zero, care produce revenirea spotului în poziția inițială;

t_p – timpul de pauză, necesar restabilirii stării inițiale a tuturor circuitelor dispozitivului de baleiaj.

3.2.4 Generatorul de baleiaj

Generatorul de baleiaj este parte componentă a bazei de timp (BT) a osciloscopului catodic și are ca principală funcție generarea unei tensiuni liniar variabile (*tensiune dinte de ferăstrău*), a cărei frecvență se poate modifica în trepte fixe și fin. Generatorul de tensiune liniar variabilă (generatorul de baleiaj) comandă totodată circuitul de blocare (CB), care pe durata timpului de scădere și de pauză a formei de undă generate, negativează grila tubului catodic și întrerupe fluxul de electroni.

Generatorul de baleiaj este activat de un semnal de declanșare, care este format de circuitul de sincronizare (CS). Schema funcțională a unui generator de baleiaj (fig.83) conține un circuit basculant de pornire (CBP), un circuit basculant de repunere (CBR), un integrator, un circuit de întârziere (R_i, C_i) și un etaj de separare (ES).

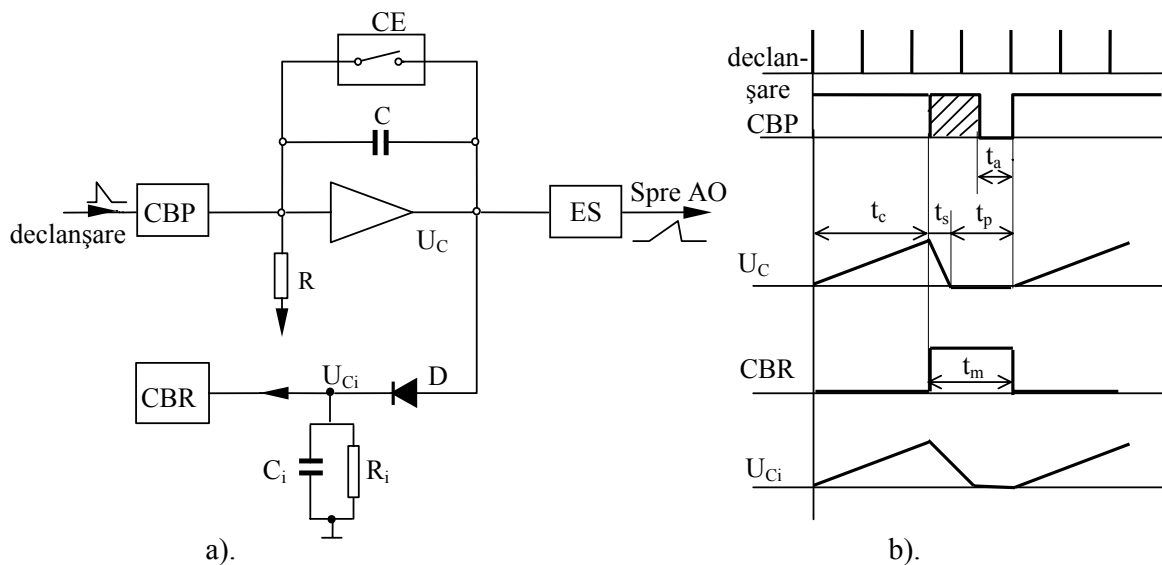


Fig.83 Generatorul de baleiaj: a - schema funcțională; b - diagrama stărilor și a tensiunilor.

În starea de repaus condensatoarele C și C_i sunt descărcate. La primirea impulsului de declanșare circuitul CBP, după basculare, începe să încarce condensatorul C , iar etajul de separare transmite tensiunea liniar-variabilă spre amplificatorul deflexiei orizontale. Totodată prin dioda D , condensatorul C_i se încarcă la aceeași tensiune cu C . La atingerea tensiunii maxime, circuitul CBR basculează și inhibă intrarea lui CBP, iar prin închiderea comutatorului electronic CE condensatorul C se descarcă brusc (timpul t_s). Dioda D se blochează și C_i se descarcă în timpul $t_m > t_s$, t_m fiind suficient pentru revenirea tuturor circuitelor și componentelor generatorului de baleiaj la starea inițială.

Când tensiunea u_{ci} se anulează, circuitul de repunere CBR revine în starea de repaus și anulează inhibarea circuitului basculant de pornire. Din acest moment generatorul de baleiaj este în așteptare (t_a) și la primul impuls de declanșare procesul de generare a tensiunii de baleiaj se repetă.

În lipsa impulsului de declanșare tensiunea de baleiaj nu se generează, deci spotul luminos dispare de pe ecran. Pentru evitarea acestui neajuns, osciloscopul dispune de un circuit de declanșare automată (mod de lucru AUTO), care în lipsa impulsului de declanșare determinat de semnal, pune în funcțiune un oscilator autonom care asigură în continuare declanșarea generatorului. Când impulsurile de declanșare reapar oscilatorul autonom se decuplează automat.

3.2.5 Circuitul de sincronizare

Acest circuit are rolul de a forma impulsuri de declanșare (de sincronizare) a tensiunii de baleiaj (tensiunea bază de timp). Schema funcțională a acestui circuit este prezentată în fig.84.

După comutatorul modului de sincronizare și un amplificator de separare, urmează selectorul modului de cuplaj, care permite desprinderea unei anumite zone din spectrul de frecvență al semnalului (de sincronizare), pentru ca numai aceasta să determine momentul generării impulsului de declanșare. Cuplajul se poate face în curent continuu, curent alternativ, prin filtru trece-jos sau prin filtru trece-sus.

Momentul generării impulsului de declanșare se poate fixa cu ajutorul potențiometrului de nivel, aplicând la intrarea comparatorului o tensiune continuă reglabilă.

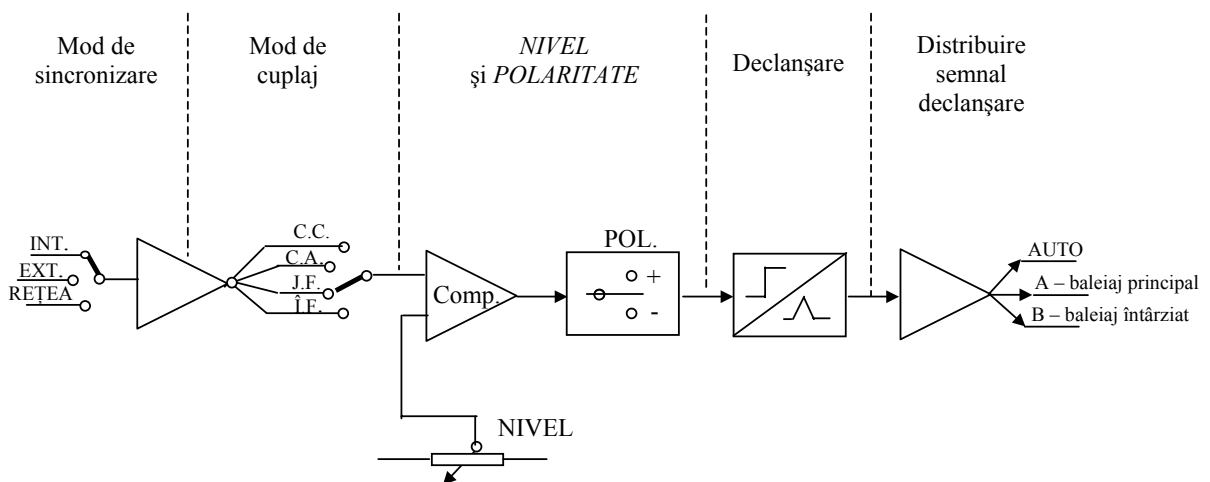


Fig.84 Schema funcțională a circuitului de sincronizare.

3.2.6 Baza de timp întârziată

Scoaterea în evidență a unor detalii de curbă, mărirea lor convenabilă sau măsurarea cu precizie mărită a intervalelor de timp este posibilă prin introducerea celui de-al doilea dispozitiv de baleiaj, *baza de timp întârziată*. De obicei baza de timp principală se notează cu A, iar cea întârziată cu B. Funcționarea bazei de timp întârziată se poate urmări în figura 85. La comparatorul de la intrare se aplică tensiunea baleiajului principal A și o tensiune de referință U_r continuă și reglabilă. În momentul egalării celor două tensiuni, comparatorul declanșează baza de timp întârziată B, durata desfășurării sale fiind reglabilă în trepte.

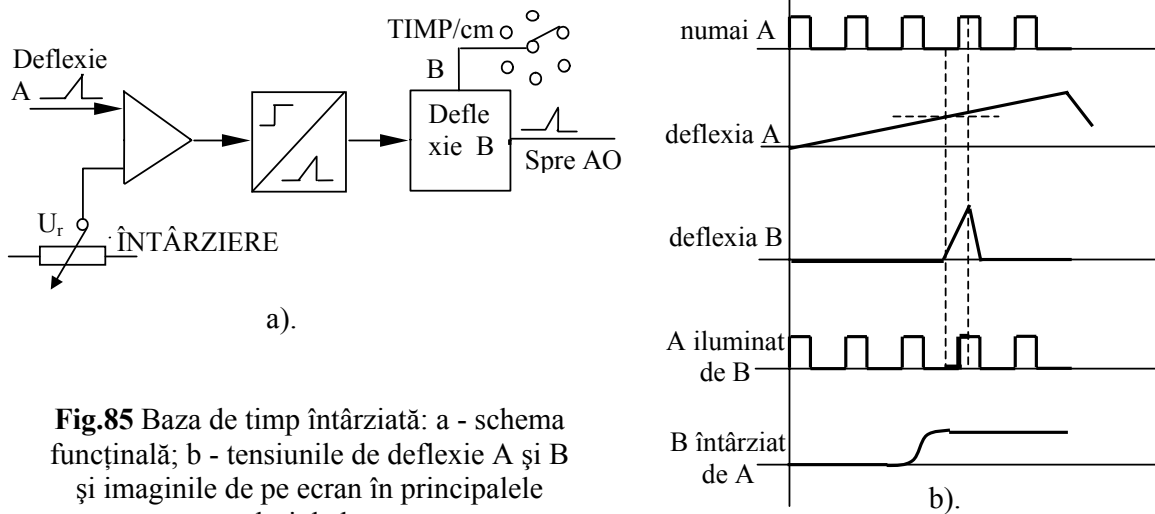


Fig.85 Baza de timp întârziată: a - schema funcțională; b - tensiunile de deflexie A și B și imaginile de pe ecran în principalele moduri de lucru.

Momentul declanșării tensiunii de baleiaj B se poate fixa în orice punct al duratei de desfășurare a baleiajului A. Osciloscopia care dispun de baza de timp întârziată se pot utiliza în cel puțin trei moduri de lucru:

- "numai A" - funcționează numai baleiajul principal;
- "A iluminat de B" - baza de timp A desfășoară întregul semnal, dar pe durata cursei directe a bazei de timp B spotul este intensificat (mod de lucru utilizat la măsurarea intervalelor de timp);
- "B întârziat de A" - porțiunea de semnal cuprins de baleiajul B este adus pe întregul ecran.

Osciloscopia cuprind și circuite care acționează asupra axei Z a tubului catodic. Principalele comenzi cu acțiune asupra grilei de comandă sunt: intensificare de către A sau B; blocare în timpul de scădere și de pauză a baleiajului; blocare în timpul încălzirii filamentului tubului catodic la pornirea aparatului; modularea spotului cu o tensiune exterioară (modulare Z).

3.2.7 Osciloscopia cu mai multe canale

Vizualizarea simultană a două sau mai multor mărimi este posibilă cu ajutorul osciloscopiilor cu mai multe canale. Acestea au de regulă două canale de semnal, dar se realizează și osciloscopia cu 4 sau 8 canale. După modul de realizare a celor două canale se disting osciloscopia cu un spot și comutator electronic și cele cu două spoturi.

3.2.7.1 Osciloscopia cu comutator electronic au un tub catodic cu un spot. Sistemul deflexiei orizontale generează tensiunea de baleiaj comună ambelor canale de acțiune, iar un comutator electronic, înglobat în blocul de amplificare al canalului vertical, deviază spotul de electroni la intervale regulate după cele două canale de intrare.

Circuitul basculant de comandă CBC (fig.86) închide succesiv comutatoarele electronice (CE) prin care semnalele preamplificate se aplică circuitului sumator SUM și apoi la amplificatorul final AV.

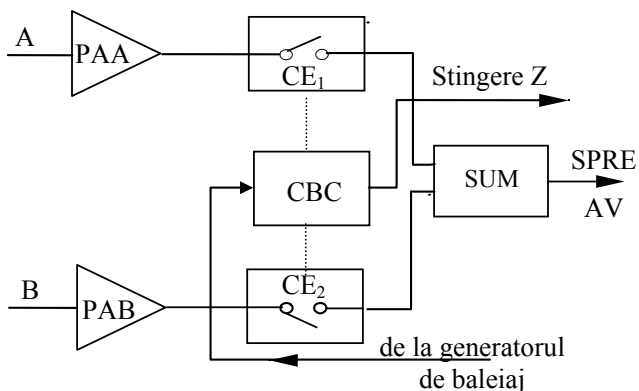


Fig.86 Schema funcțională a canalului vertical cu comutator electronic.

Există două moduri de lucru:

a) *Comutat* - la care ritmul comutărilor succesive la cele două intrări este impus de un oscilator intern autonom. În decursul unei desfășurări pe orizontală a spotului, comutatorul electronic comută de mai multe ori amplificatorul final AV la cele două canale. Acest mod de lucru se utilizează la vizualizarea semnalelor de joasă frecvență. Frecvența oscilatorului autonom al comutatorului este de cca 100 kHz la osciloscopia de 30-50 MHz și de 1 MHz la osciloscopia de 100-150 MHz. În timpul trecerii spotului de la un canal la altul pe ecran ar apare urmele acestor salturi, care se elimină prin comanda circuitului de stingere Z.

b) *Alternat* - este modul de lucru în care amplificatorul deflexiei verticale este cuplat succesiv la cele două semnale pe durata a câte unei desfășurări complete a baleiajului. La frecvențe mari ale semnalului, ritmul de revenire a spotului la fiecare canal este atât de mare, încât timpul dintre două desfășurări succesive se află sub remanența luminoforului, imaginea percepută fiind clară, fără pâlpâire.

În ambele moduri de lucru semnalul de sincronizare se ia după dorință de pe unul din canalele de semnal.

Osciloscopia cu 2 canale și un spot se mai prevăd cu modurile de lucru A+B, A-B și uneori AB.

3.2.7.2 *Osciloscopia cu două spoturi* au tuburi catodice speciale. În funcție de modul de producere a celor două spoturi, există trei variante de tuburi catodice:

a) Tubul catodic cu *fascicul divizat* conține un tun electronic. Fasciculul este divizat la al doilea anod de accelerare. Deflexia orizontală este comună ambelor canale, iar cea verticală este separată.

b) Tubul catodic cu *două spoturi* are două tunuri electronice, sistem de deflexie orizontal comun și plăci de deflexie verticală independente. Această soluție permite reglarea separată a iluminării celor două imagini și modulația Z.

c) Tubul catodic cu *două tunuri* are două surse de electroni independente cu toți electrozii aferenți (plăci de deflexie orizontală și verticală independente). Cu acest dispozitiv se pot compara două semnale utilizând baze de timp diferite.

Osciloscopia cu două spoturi sunt mai puțin răspândite. Acestea se folosesc în cazuri speciale, în care problemele de măsurare nu se pot rezolva cu osciloscopia cu comutator: în domeniul frecvențelor foarte înalte, la studiul simultan al semnalelor asincrone, ș.a.

3.2.8 *Osciloscopia speciale*

Datorită limitării în frecvență a elementelor componente active, osciloscopia în timp real nu pot urmări variațiile semnalelor cu frecvențe de ordinul GHz. În acest scop există *osciloscopia cu eșantionare*, care culegând eșantioane din semnalul de frecvență mare, aduc pe ecran un semnal reconstituit din eșantioane, dar la frecvență mai mică.

Reprezentarea semnalelor electrice periodice sau aperiodice în funcție de frecvență se face cu ajutorul *analizatoarelor spectrale*. Acestea permit afișarea pe ecran a distribuțiilor puterilor sau amplitudinilor semnalului în spectrul de frecvență corespunzător.

Unele osciloscopia au fost prevăzute cu sistem de afișare alfanumerică pe tub catodic, caz în care unicul fascicul de electroni al tubului reprezintă semnalul și totodată caractere alfanumerice, ce exprimă date de exploatare a aparatului sau date de măsurare.

Osciloscopia moderne cu microprocesor au posibilități largi în exploatare, în structura osciloscopului intrând și aparate digitale de măsurare tip voltmetru și frecvențmetru. Aceste osciloscopia permit afișarea scării pe care se lucrează, valoarea măsurată a unor tensiuni, durata și frontul unor impulsuri, frecvența semnalelor, precum și efectuarea unor calcule asupra semnalelor afișate.

4. APARATE ELECTRONICE NUMERICE PENTRU MĂSURARE

4.1 Conversia analog-numerică (digitală) a semnalelor electrice

4.1.1 Generalități

Semnalul purtător al informației de măsurare (metrologic) care provine de la traductoare este în majoritatea cazurilor analogic. Aparatele de măsurare numerice (digitale) și sistemele de calcul, procesează informațiile numai sub formă numerică, motiv pentru care după o condiționare a acestora este necesară conversia analog-digitală (numerică).

Conversia analog-digitală (A/D) este procesul prin care unui semnal analogic $x(t)$ se asociază o secvență de coduri numerice compatibile cu structura internă a aparatelor de măsurare digitale și a calculatoarelor. Acest proces este constituit din trei etape succesive:

- eșantionarea;
- cuantizarea;
- codarea.

Conversia analog-digitală se realizează cu dispozitive fizice specifice, existând circuite de eșantionare-memorare ce realizează eșantionarea și circuite de conversie A/D care asigură cuantizarea și codarea. Separarea etapelor procesului de conversie A/D este posibilă și necesară numai din punctul de vedere al analizei conceptuale.

4.1.2 Eșantionarea semnalelor analogice

Eșantionarea este o metodă de reprezentare a semnalelor analogice printr-o succesiune (secvență) de eșantioane de amplitudine, prelevate la momente discrete de timp.

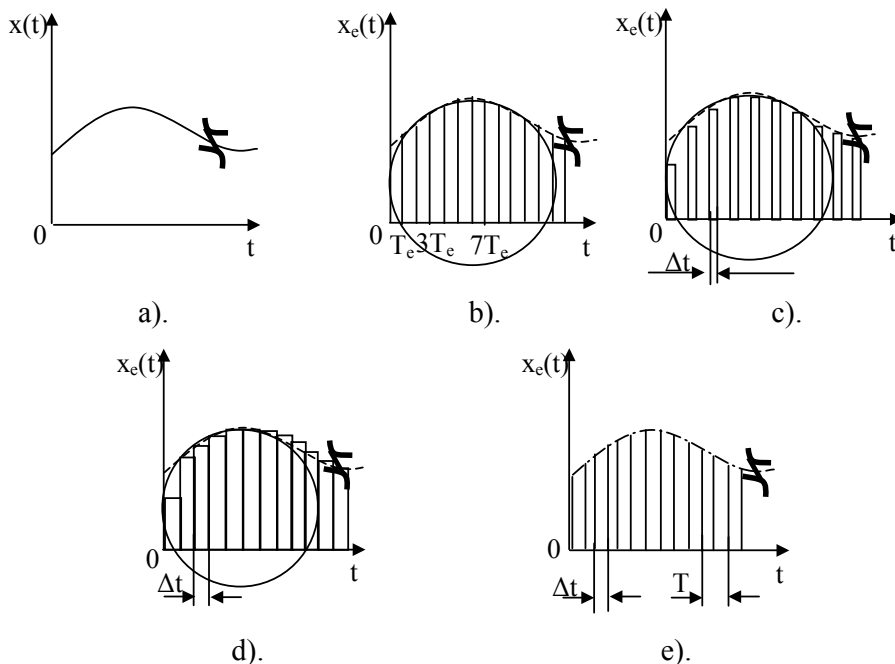


Fig.87 Eșantionarea unui semnal analogic.

Fie, de exemplu, semnalul analogic $x(t)$ din figura 87a, care se aplică printr-un comutator k (fig.88). Comutatorul se închide la momentele $t = nT_e$, $n \in \mathbb{N}$, revenind în poziția “deschis” după un interval de timp infinit mic. După comutator se obține semnalul eșantionat $x_e(t) = \{x(nT_e)\}$ din figura 87b. Valorile $x(nT_e)$ reprezintă eșantioanele prin care este reprezentat semnalul $x(t)$. Semnalul

$x_e(t)$ din fig.87b este idealizat, deoarece în realitate comutatorul rămâne închis un interval mic dar finit, astfel încât eșantioanele au o durată finită.

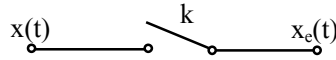


Fig.88 Dispozitiv de eșantionare.

Dacă la un moment dat $t = nT_e$, $x(t)$ prezintă o discontinuitate de tip treaptă (salt), se consideră :

$$x(nT_e) = \frac{1}{2} \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} [x(nT_e - \varepsilon) + x(nT_e + \varepsilon)].$$

Eșantionarea ilustrată în fig.87b este periodică, deoarece comutatorul k este acționat periodic. Intervalul de timp T_e reprezintă perioada de eșantionare, iar $f_e = 1/T_e$ – frecvența de eșantionare. Semnalul eșantionat este un semnal discretizat în timp. Modelul matematic al acestui proces este descris de: $x_e(t) = x(t)\delta_T(t)$,

unde $\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e)$, reprezintă o succesiune periodică de impulsuri unitate, numită

funcția delta periodică, definită astfel:

$$\delta(t - nT_e) = \begin{cases} 1, & \text{pentru } t = nT_e; \\ 0, & \text{în rest.} \end{cases}$$

Se poate scrie :

$$x_e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT_e)\delta(t - nT_e).$$

Un caz practic foarte important este *eșantionarea cu memorare*, când eșantioanele obținute instantaneu, sunt memorate temporar un interval de timp Δt *sub formă analogică*. Reprezentarea grafică a unui semnal eșantionat cu memorare (reținere) este dată în fig.87c. Dacă $\Delta t = T_e$ se obține aproximarea semnalului cu o funcție în trepte (fig.87d).

Se poate imagina și un alt mod de eșantionare și anume la care dispozitivul de eșantionare constă dintr-un comutator închis periodic un interval de timp Δt , cu perioada T_e . Semnalul eșantionat în acest mod este reprezentat în fig.85e. Acest mod de eșantionare se numește *eșantionare cu urmărire*.

Modelele matematice pentru semnalele eșantionate cu memorare, respectiv cu urmărire, sunt:

- pentru semnalul eșantionat cu memorare:

$$x_e(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT_e)S_m = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT_e)[\sigma(t - nT_e) - \sigma(t - nT_e - \Delta t)],$$

unde s-a notat cu S_m funcția de memorare definită de:

$$S_m = \sigma(t - nT_e) - \sigma(t - nT_e - \Delta t),$$

care transformă impulsul $x(nT_e)$ într-un impuls de durată Δt . În relațiile anterioare $\sigma(t)$ este funcția treaptă unitate;

- pentru semnalul eșantionat cu urmărire:

$$x_e(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[\sigma\left(t + \frac{\Delta t}{2} - nT_e\right) - \sigma\left(t - \frac{\Delta t}{2} - nT_e\right) \right].$$

Perioada T_e , respectiv frecvența de eșantionare f_e se aleg astfel încât să fie satisfăcută *teorema eșantionării* funcțiilor periodice de timp (teorema lui Shannon) enunțată astfel:

O funcție periodică $x(t)$ care satisface condițiile dezvoltării în serie Fourier și conține K componente armonice, poate fi reconstituită fără erori pe baza a N eșantioane prelevate uniform dintr-o perioadă, dacă este satisfăcută condiția: $N \geq 2K+1$.

Deci, valoarea maximă a perioadei de eșantionare va fi dată de relația:

$$T_{e_{\max}} = \frac{T_0}{N} = \frac{T_0}{2K+1} = \frac{\frac{T_0}{K}}{2 + \frac{1}{K}},$$

adică este mai mică decât jumătate din perioada $\frac{T_0}{K}$ a componentei cu cea mai înaltă frecvență din spectrul semnalului, T_0 fiind perioada funcției $x(t)$.

Teorema eșantionării se mai poate enunța și astfel: frecvența de eșantionare trebuie să fie mai mare decât dublul frecvenței maxime din spectrul semnalului analogic:

$$f_e > 2f_{\max}.$$

Prelevarea uniformă a celor N eșantioane pe durata unei perioade T_0 impune sincronizarea dispozitivului de eșantionare cu semnalul de prelucrat. Acest fapt introduce în general, unele complicații.

Din rațiuni legate de reconstituirea semnalului analogic, frecvența efectivă de eșantionare se alege superioară limitei teoretice:

$$f_e = (5 \div 20)f_{\max}.$$

În acest sens este necesară cunoașterea corectă a caracteristicilor spectrale ale semnalelor analogice care urmează să fie eșantionate.

În numeroase cazuri întâlnite în practică, spectrul semnalului eșantionat nu este perfect cunoscut. El conține adesea o componentă de bandă largă, datorită prezenței adiționale a zgomotului de fond generat de mediul de măsurare, de traductoare, amplificatoare, etc. Este indispensabilă, în aceste cazuri, introducerea unui prefiltraj al semnalului analogic înainte de eșantionare, pentru a nu impune o frecvență de eșantionare exagerată. Filtrele respective se numesc *filtre anti-aliere* (anti-aliasing).

Pentru reducerea frecvenței de eșantionare f_e și apropierea ei de limita teoretică $2f_{\max}$ fixată de teorema lui Shannon, trebuie utilizat un filtru trece-jos de ordin superior. Se utilizează în mod curent filtre trece-jos de ordinul patru sau șase. În practică se alege frecvența de tăiere a filtrului sensibil superioară lui $2f_{\max}$ pentru a evita distorsionarea în modul și fază introdusă de filtru în vecinătatea frecvenței sale de tăiere.

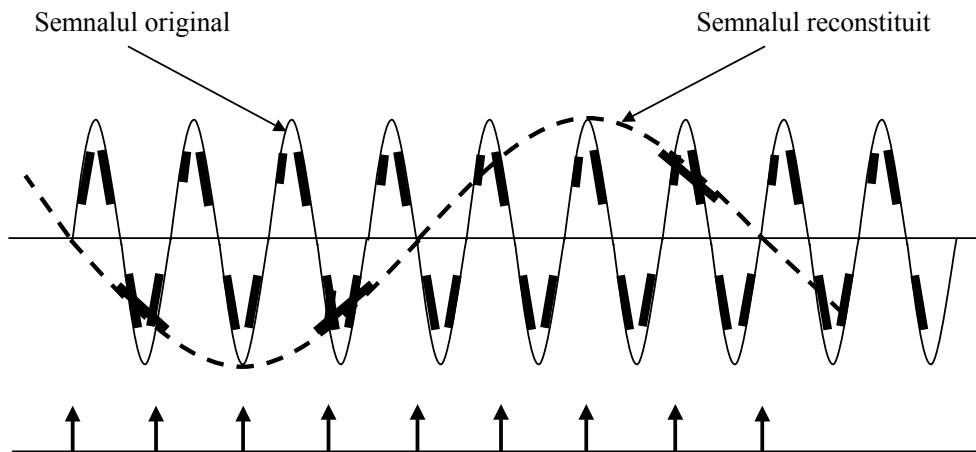


Fig.89 Reconstituirea semnalului în cazul când $f_e < f_0$.

4.1.3 Reconstituirea semnalelor eșantionate

Prin reconstituirea unui semnal analogic $x(t)$ se înțelege determinarea funcției $x(t)$ pe baza eșantioanelor $x(nT_e)$ prelevate în domeniul timp. Acest proces implică restituirea tuturor valorilor intermediare ale semnalului între două eșantioane succesive. În funcție de natura aplicației, reconstituirea se poate realiza:

- cu ajutorul unor circuite electronice specifice;
- prin calcul numeric.

4.1.3.1 Reconstituirea prin filtrare

Reconstituirea prin filtrare este metoda cea mai simplă și care se realizează cu ajutorul unui filtru trece-jos, cu frecvența de tăiere $0,5f_c$. Dacă frecvența de eșantionare este superioară lui $2f_{\max}$ și filtrul trece-jos este ideal, reconstituirea semnalului eșantionat se poate face fără distorsiuni. Deoarece un asemenea filtru nu este realizabil, filtrul real va introduce distorsiuni, eroarea de aproximare depinzând de calitatea filtrului.

4.1.3.2 Reconstituirea prin extrapolare

Dacă sistemul de reconstituire determină valorile semnalului în pasul de eșantionare care urmează după eșantionul de abscisă nT_e , plecând de la acest eșantion și de la m eșantioane precedente, acesta este un extrapolator de ordin m .

Extrapolarea de ordinul zero. Este cea mai simplă metodă de extrapolare, în care semnalul reconstituit este format în trepte, valoarea unui eșantion fiind reținută până la eșantionul următor.

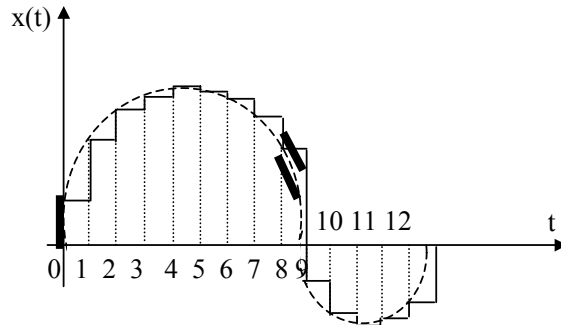


Fig.90 Reconstituirea semnalului $x(t)$ prin extrapolare de ordin zero.

Funcția de memorare pe care o implică extrapolatorul de ordinul zero se realizează, de cele mai multe ori, folosind un convertor digital-analog. După convertor, se introduce un filtru de netezire cu rol de a atenua componentele spectrale nedorite de înaltă frecvență. Se elimină în acest mod distorsiunile introduse de extrapolator.

Extrapolarea de ordinul unu.

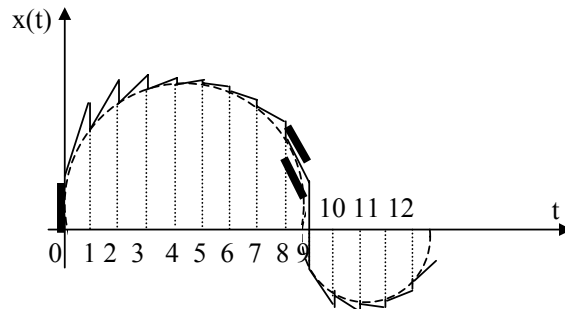


Fig.91 Reconstituirea semnalului $x(t)$ prin extrapolare de ordin unu.

Această metodă face să fie îndeplinită condiția:

$$x(t) = x_n + (x_n - x_{n-1}) \frac{t - nT_e}{T_e},$$

pentru $nT_e < t < (n+1)T_e$, unde x_n este eșantionul n , iar x_{n-1} este eșantionul $n-1$.

4.1.3.3 Reconstituirea prin interpolare

Dacă sistemul de reconstituire determină valorile semnalului în pasul de eșantionare care urmează în raport cu eșantionul de abscisă nT_e , plecând de la acest eșantion și de la m eșantioane care se succed, acesta este un interpolator de ordinul m .

Interpolarea de ordinul unu (interpolarea liniară).

În acest caz se face astfel încât:

$$x(t) = x_n + (x_{n+1} - x_n) \frac{t - (n+1)T_e}{T_e}$$

pentru $nT_e < t < (n+1)T_e$, unde: $x_n = x[nT_e]$; $x_{n+1} = x[(n+1)T_e]$.



Fig.92 Reconstituirea prin interpolare de ordinul unu.

Semnalul reconstituit se obține prin unirea eșantioanelor cu segmente de dreaptă, această metodă fiind un caz particular al interpolării prin polinoamele lui Lagrange.

Componentele spectrale de frecvență superioară lui f_c sunt mai puternic atenuate decât în cazul extrapolatoarelor de ordinul unu sau zero.

Se pot utiliza și alte metode clasice de interpolare (cu polinoamele Lagrange de ordin m), dar volumul de calcul crește foarte mult.

4.1.4 Cuantizarea semnalelor

Cuantizarea înseamnă reprezentarea sub formă numerică a eșantioanelor unui semnal analogic, prin atribuirea acestor eșantioane a unor valori numerice discrete (stabilind astfel o corespondență între numărul infinit de valori posibile ale unui eșantion și numărul finit de valori discrete).

Cuantizarea reclamă împărțirea plajei maxime de variație a semnalului de intrare într-un număr de N nivele (trepte) egale între ele, notate cu q , numit *pas de cuantizare* sau *cuantă*. De obicei se ia $N = 2^n$, n fiind un număr întreg pozitiv. Dacă plaja maximă de variație a semnalului de intrare este $0 \dots X_{\max}$, pasul de cuantizare va fi:

$$q = \frac{X_{\max}}{2^n}.$$

În cazul în care pasul de cuantizare este constant și independent de valoarea semnalului, *cuantizarea este uniformă* (fig.93).

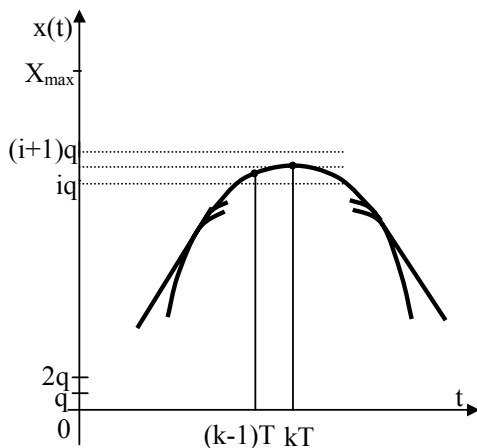


Fig.93 Cuantizarea uniformă.

Dacă nu depășește jumătatea intervalului (adică $(2i + 1)q/2$), valoarea eșantionului cuprinsă între nivelele iq și $(i+1)q$ este asociată nivelului iq , iar dacă depășește jumătatea acestui interval, nivelului $(i+1)q$. Astfel, eșantionului $k-1$ din figura 93 i se atribuie valoarea iq iar eșantionului k , valoarea $(i+1)q$.

La unele cuantizoare, dacă semnalul depășește nivelul iq , i se atribuie valoarea $(i+1)q$.

În figura 94a este reprezentată caracteristica intrare – ieșire a unui cuantizor.

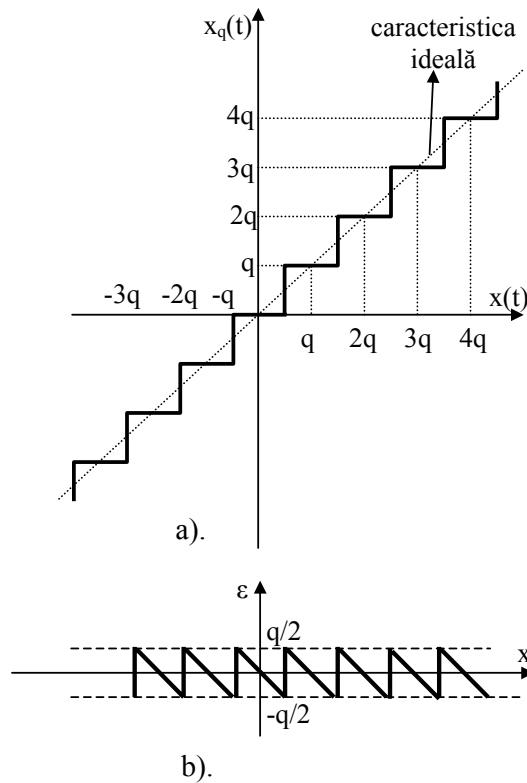


Fig.94 Cuantizarea uniformă și eroarea corespunzătoare.

Diferența dintre valorile semnalului de ieșire și de intrare ale cuantizorului, adică:

$$\varepsilon = x_q(t) - x(t),$$

se numește **eroare** sau **zgomot de cuantizare** și reprezintă eroarea pe care o introduce cuantizorul.

Se constată că: $\varepsilon = \pm \frac{q}{2}$.

Analizând figura 94 se observă că, cu cât pasul de cuantizare q este mai mic, deci numărul N de niveluri de cuantizare este mai mare, zgomotul de cuantizare este mai mic și deci semnalul cuantizat este o reprezentare mai fidelă a semnalului $x(t)$.

Parametrul care poate aprecia gradul de distorsiune pe care semnalele le suferă în procesul de cuantizare este **raportul semnal – zgomot de cuantizare**.

Procedeeul de cuantizare uniformă prezentat mai sus are dezavantajul că **raportul semnal – zgomot** depinde de amplitudinea eșantionului. Pentru a obține un raport constant la o dinamică mare a semnalului se poate face o cuantizare în care pasul q urmează o lege logaritmică de forma:

$$q_i = a \log l.$$

Dacă se consideră (fig.95 un convertor analog-digital de 3 biți unipolar, în cod binar natural, la care este conectat direct semnalul analogic u_i (în cadrul unui sistem de achiziție direct), la ieșirea convertorului se va obține numărul N corespunzător pragului de cuantizare inferior, în limitele $1LSB$ (cel mai puțin semnificativ bit). În ipoteza că tensiunea de intrare u_i depășește pragurile de cuantizare $q_k = kq$ ($q = \frac{V_R}{2^n}$, $n = 3$), $k = 0, \overline{2^n - 1}$, convertorul își modifică imediat ieșirea corespunzător numărului binar N_k , V_R fiind tensiunea de referință aplicată convertorului. Acest mod de funcționare este posibil dacă convertorul este cu urmărire.

Dacă convertorul este cu aproximări succesive, pentru conversia unei tensiuni u_i în cod numeric de n biți trebuie să efectueze n tacte de conversie (aproximări), iar pe durata conversiei t_c tensiunea de intrare u_i nu poate varia cu mai mult de o cantă (adică variația digitală să fie sub LSB). Aceasta implică necesitatea ca viteza de variație a semnalului du_i/dt să fie limitată de condiția $\Delta t_d \geq t_c$.

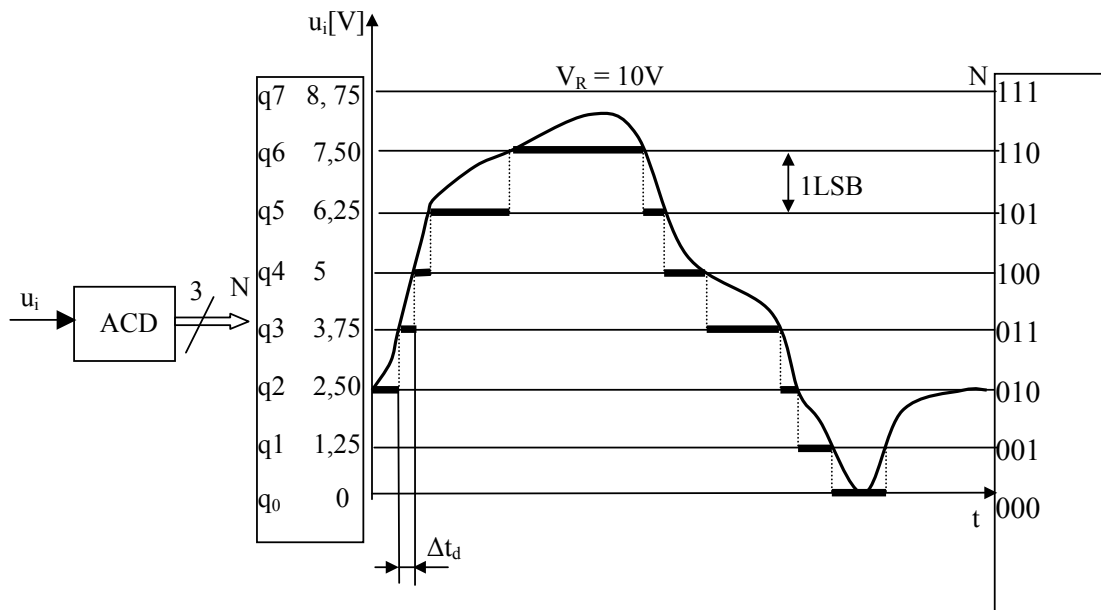


Fig.95 Procesul de cuantizare a unui semnal fără eșantionare.

Pentru o tensiune de intrare cu o variație sinusoidală:

$$u_i = U_M \sin \omega t,$$

viteza de variație maximă este:

$$(du_i / dt)_{\max} = \omega U_M.$$

Punând condiția ca această variație în timpul de conversie t_c să fie mai mică de o cuantă:

$$(du_i/dt)_{\max} t_c \leq q,$$

adică $\omega U_M t_c \leq \frac{V_R}{2^n}$, rezultă frecvența maximă a tensiunii sinusoidale la care se poate aplica metoda de achiziție (cuantizare) directă:

$$f \leq \frac{V_R}{U_M} \cdot \frac{1}{\pi t_c 2^{n+1}}.$$

În cazul când semnalul sinusoidal acoperă toată gama dinamică a convertorului, $U_M = V_R$,

relația devine: $f \leq \frac{1}{\pi t_c 2^{n+1}}.$

Spre exemplu, în cazul unui C.A/D cu aproximări succesive cu $n = 12$ biți și $t_c = 10\mu s$, rezultă frecvența limită de $f = 3,87$ Hz, conform relației anterioare.

Majoritatea fenomenelor supuse achiziției și prelucrării digitale au regimuri dinamice rapide. Pentru a se putea cuantiza un semnal ce nu satisface condiția $(du_i/dt)_{\max} t_c \leq q$, convertorul se asociază cu un circuit de eșantionare-memorare (*sample and hold S-H*), conectat înaintea convertorului, conform figurii 96a.

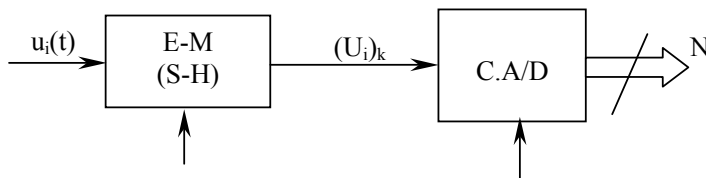


Fig.96a Schema bloc a circuitului de eșantionare-memorare și cuantizare.

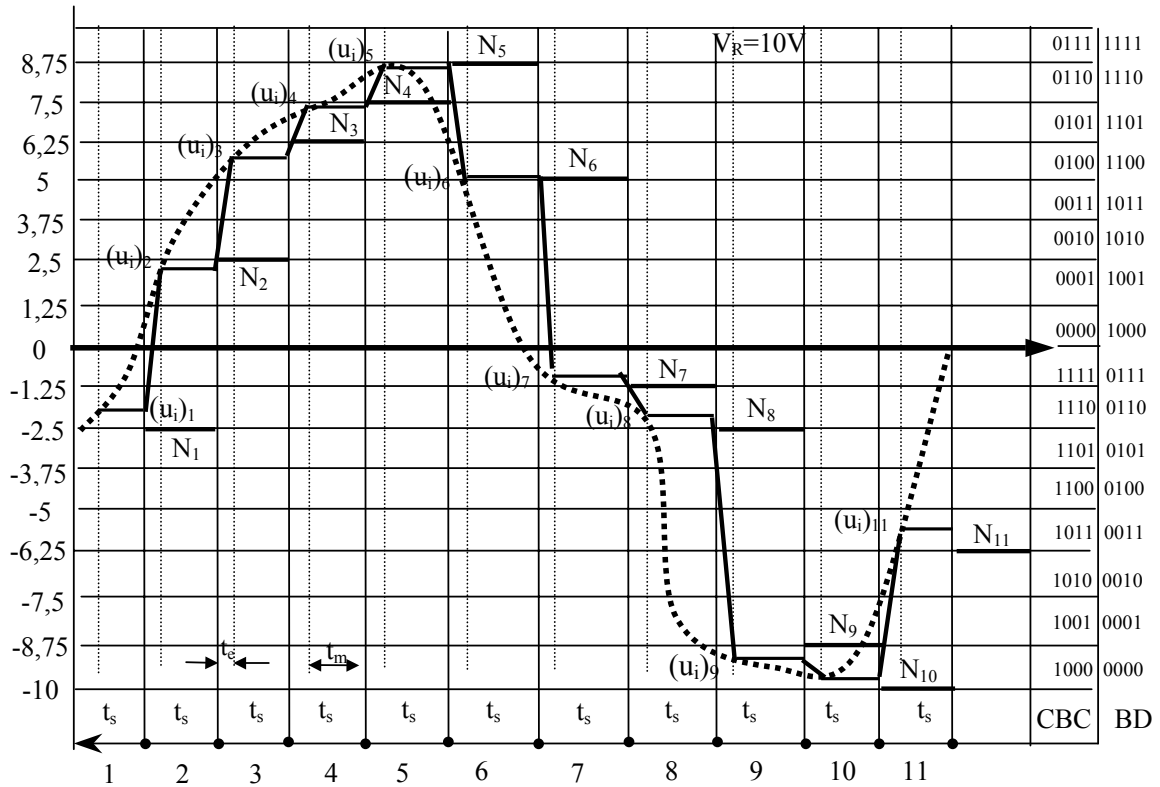


Fig.96b Procesul de eșantionare-memorare și cuantizare.

4.1.5 Codarea semnalelor

Alegerea codurilor binare în reprezentarea eșantioanelor cuantizate este o consecință directă a tehnologiei digitale, care stă la baza sistemelor de prelucrare numerică și care este în mod exclusiv binară.

Un număr întreg zecimal N se exprimă în sistemul *binar natural* printr-un șir de $n+1$ cifre binare ($n+1$ biți):

$$a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0$$

iar valoarea sa (exprimată în sistemul zecimal) este:

$$N = \sum_{i=0}^n a_i 2^i,$$

unde $a_i \in [0,1]$, $\forall i \in [1, \dots, n]$.

Valoarea maximă a numărului zecimal care se poate exprima cu relația anterioară este:

$$N_{\max} = 2^{n+1} - 1.$$

Spre exemplu, numărul binar 101011 reprezintă în sistemul zecimal valoarea:

$$N = 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 43.$$

Un număr fracționar X se poate reprezenta binar prin succesiunea

$$b_1 b_2 \dots b_n, \quad \text{unde } b_i \in [0,1], \quad \forall i \in [1, 2, \dots, n],$$

care are în sistemul zecimal valoarea dată de expresia:

$$X = \sum_{i=1}^n b_i 2^{-i}, \quad \text{cu } X_{\max} = 1 - 2^{-n}.$$

De exemplu, numărul fracționar binar 0,1011 reprezintă în zecimal:

$$X = 1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4} = 0,6875.$$

În majoritatea convertoarelor analog-digitale se folosește forma binară fracționară fără a se mai prezenta și virgula zecimală. Această formă de codificare este convenabilă deoarece valoarea corespunzătoare unui anumit cod este interpretată ca o fracțiune din valoarea maximă, X_{\max} , a domeniului semnalului pe care convertorul îl acceptă la intrarea sa. Dacă toți biții sunt "1", atunci

valoarea corespunzătoare acestui număr este maximă și rezultă ca fiind $(1-2^{-n})X_{\max}$, unde $2^{-n} X_{\max}$ reprezintă mărimea pasului de cuantizare, iar 2^{-n} este bitul cel mai puțin semnificativ (LSB) al codului binar corespunzător.

Este important de subliniat că un cod obținut la ieșirea unui C.A/D nu are nici o semnificație dacă nu este specificat tipul codului și relația de conversie.

Codurile utilizate în conversia numerică sunt unipolare sau bipolare, după cum pot reprezenta semnale care au o singură polaritate sau semnale de ambele polarități. Principalele coduri sunt date în tabelul următor:

Tabelul 4.1

<i>Tipul semnalului</i>	<i>Coduri folosite în CAN</i>	<i>Simbol</i>
Semnal unipolar	Cod binar natural	CBN
	Cod zecimal codificat binar	BCD
	Cod Gray	CG
Semnal bipolar	Cod binar deplasat	CBD
	Cod binar deplasat complementar	CBDC
	Codul complement fata de 2	CCD
	Codul complement fata de 1	CCU
	Cod binar semn-amplitudine	CSA

4.1.5.1 Coduri binare unipolare

Cel mai utilizat cod unipolar este *codul binar natural*, prezentat anterior.

În codul *zecimal codificat binar* (BCD - Binary Coded Decimal) fiecare cifră a numărului zecimal este reprezentată printr-un număr de 4 biți (tetradă). Deoarece numărul de combinații diferite care pot fi realizate cu 4 biți este $2^4 = 16$, iar numărul cifrelor din sistemul zecimal este 10, acest sistem nu folosește 6 din cele 16 combinații posibile ale grupului de 4 cifre binare. Din acest motiv, pentru reprezentarea unui număr în codul BCD este nevoie de mai mulți biți decât în cazul codului binar natural.

Codurile BCD se împart în coduri ponderate și coduri neponderate.

În cazurile *codurilor BCD ponderate*, fiecărei cifre zecimale i se pune în corespondență o tetradă binară în care fiecare rang X are o anumită pondere P_i . Valoarea N a cifrei codificate astfel, se poate calcula cu ajutorul formulei:

$$N = P_3X_3 + P_2X_2 + P_1X_1 + P_0X_0$$

Ponderile P_i pot avea valori pozitive și negative, iar rangurile x_i valorile 0 sau 1.

Cele mai folosite coduri BCD ponderate sunt codurile la care cifrele binare care reprezintă o cifra zecimală au ponderile 8421 și 2421. Primul dintre aceste coduri care se mai numește codul BCD natural, atribuie cifrelor 0-9 codurile binare naturale corespunzătoare, în care ponderea primei cifre binare este 8, a celei de a doua 4, etc. În codul zecimal-binar 2421, numărul zecimal 7, de exemplu, se reprezintă astfel:

$$7 = 2*1+4*1+2*0+1*1, \text{ adică } 1101.$$

Dezavantajul principal al codurilor zecimale codificate binar constă în faptul că ele nu sunt univoce (cu excepția codului 8421), adică unele cifre zecimale se pot exprima prin diferite combinații ale cifrelor binare. De exemplu, în codul 2421, cifra zecimală 7 se poate reprezenta și prin 0111. Pentru înlăturarea ambiguităților în formarea unor coduri se introduc reguli suplimentare (una din reprezentările posibile devine ilegală). Astfel, în codul 2421 pentru cifrele zecimale 2,3,4,5,6,7, se aleg reprezentările care dau o simetrie pentru perechile (9,0),(8,1),(7,2) etc., în sensul că fiecare asemenea pereche a cărei sumă este 9, are cifrele exprimate în coduri complementare unul față de celălalt ($0 \leftrightarrow 0000$, $9 \leftrightarrow 1111$, $2 \leftrightarrow 0010$, $7 \leftrightarrow 1101$). Această proprietate de complementaritate este convenabilă în unele operații aritmetice.

Alte coduri BCD ponderate sunt: 5421, 5311, 3321, 4311, 4321, etc.

Codurile zecimale codificate binare sunt în principal folosite la interfațarea cu sisteme de afișare zecimale. Fiecare grup de 4 biți care formează o cifră zecimală este decodificat separat, decodificatorul comandând afișorul zecimal.

Alături de aceste coduri, în tehnica măsurărilor digitale se utilizează pe scara largă și *codul Gray*. Acesta este un *cod neponderat* - poziția biților nu semnifică o pondere numerică ca în cazul codului binar-natural sau a celor BCD ponderate. Caracteristic pentru acest cod este faptul că la o tranziție de la o valoare la alta, codul schimbă numai un singur bit - *proprietate numită "de adiacență"*. Din acest motiv, codul Gray se utilizează în sistemele de conversie continuă (convertoare analog-digitale rapide de tip paralel, traductoare fotoelectrice de unghi, etc.), pentru a limita la $\pm q$ (pasul de cuantizare) eventualele erori de citire efectuate în momentul schimbării codului.

Cele mai uzuale coduri binar-zecimale

Tabelul 4.2

Număr în baza zece	Coduri binar-zecimale					
	Coduri ponderate				Coduri neponderate	
	NBCD 8421	BCD 2421	BCD 4221	BCD 7421	NBCD XS-3	Gray
0	0000	0000	0000	0000	0011	0000
1	0001	0001	0001	0001	0100	0001
2	0010	0010	0010	0010	0101	0011
3	0011	0011	0011	0011	0110	0010
4	0100	0100	0110	0100	0111	0110
5	0101	1011	1001	0101	1000	0111
6	0110	1100	1100	0110	1001	0101
7	0111	1101	1101	0111	1010	0100
8	1000	1110	1110	1001	1011	1100
9	1001	1111	1111	1010	1100	1101

4.1.5.2 Coduri binare bipolare

Posibilitatea de a lucra cu semnale de ambele polarități, oferită de cele mai multe circuite de conversie A/D și D/A, impune folosirea unor coduri care să permită exprimarea atât a valorii mărimii cu care se operează, cât și a semnului acesteia.

Codul binar semn – amplitudine (sau semn-modul - CSA) este cel mai simplu cod folosit în exprimarea mărimilor bipolare. Astfel, bitul cel mai semnificativ (MSB) al numărului binar, care reprezintă mărimea convertită, indică semnul ("0" pentru o mărime pozitivă și "1" pentru o mărime negativă), iar restul biților reprezintă mărimea modulului numărului exprimată în codul binar natural. Acest cod care nu este utilizat frecvent în prelucrarea numerică a semnalului, permite menținerea unei bune precizii și a unei bune liniarități în jurul nivelului zero, acolo unde toate celelalte coduri bipolare implică schimbarea tuturor biților la trecerea de la nivelul "0" la nivelul "-1". Dezavantajul acestei reprezentări se datorește faptului că valoarea zero are asociate două coduri: 100...0 și 000...0. De aceea, folosirea în calcule a acestuia necesită măsuri suplimentare care să țină seama de această particularitate.

Codul binar deplasat (CBD) este unul dintre cele mai folosite coduri bipolare. Codul binar deplasat este de fapt un cod binar natural construit pentru numere între 0 și $2N_{\max}$ și deplasat pentru numere cuprinse între $-N_{\max}$ și N_{\max} . Valoarea zecimală a unui număr reprezentat în CBD prin succesiunea binară $a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0$ se obține din relația:

$$N_{\text{CBD}} = \sum_{i=0}^n a_i 2^i - 2^n.$$

Avantajele folosirii CBD în convertoarele analog-digitale decurg din simplitatea implementării sale în aceste circuite. Astfel, pentru a transforma un convertor A/D de 12 biți cu un diapazon $0 \div 10$ V și cod binar natural, într-unul capabil să lucreze cu tensiuni bipolare la intrare în codul binar deplasat, trebuie prepolarizat convertorul cu jumătate din valoarea diapazonului (+5V). În acest caz domeniul de variație a mărimii de intrare devine $-5V \dots +5V$.

Exemplu de corespondență între codurile binare de ieșire ale C.A/D și tensiunile de intrare unipolare, respectiv bipolare (cod cu 12 biți):

Tabelul 4.3

Tensiunea de intrare (unipolară) 0-10V	Codul de ieșire	Tensiunea de intrare (bipolară) -5 ÷ +5V
+9,9976V	1111 1111 1111	+4,9976V
+8,7500V	1110 0000 0000	+3,7500V
+7,5000V	1100 0000 0000	+2,5000V
+5,0000V	1000 0000 0000	0,0000V
+2,5000V	0100 0000 0000	-2,5000V
+1,2500V	0010 0000 0000	-3,7500V
+0,0024V	0000 0000 0001	-4,9976V
+0,0000V	0000 0000 0000	-5,0000V

În cazul unui convertor cu un diapazon 0-10V, codul numeric de la ieșire reprezintă fracțiunea din tensiunea maximă care se aplică la intrare. De exemplu codul 1000 0000 0000 reprezintă în zecimal un număr fracționar egal cu:

$$\sum_{i=1}^{12} b_i 2^{-i} = 0,5 .$$

Deci tensiunea de intrare corespunzătoare este $0,5 * 10 = 5V$.

Un avantaj al acestui cod constă în compatibilitatea sa cu sistemele de intrare ale calculatoarelor numerice. CBD poate fi transformat în codul de lucru al calculatoarelor numerice (CCD) prin simpla complementare a bitului celui mai semnificativ MSB.

Dezavantajul CBD constă în schimbarea unui număr mare de biți în jurul valorii zero, ceea ce conduce la efecte nedorite statice și dinamice în funcționarea convertoarelor analog-digitale.

Codul complementar față de 2 (CCD) este un cod cu o largă utilizare în conversia analog-digitală. Codul complementar față de 2 diferă de codul binar deplasat doar prin valoarea bitului de semn, a_{n-1} (pentru reprezentarea cu n biți a numărului cu semn), care în CCD are valoarea complementarea celui din CBD. Valoarea zecimală a numerelor binare scrise în CCD se obține cu relația:

$$N_{\text{CCD}} = \sum_{i=0}^{n-2} a_i 2^i - a_{n-1} 2^{n-1} .$$

Acest cod asociază valorilor pozitive codurile binare naturale corespunzătoare, prezentând 0 ca bit de semn, iar valorilor negative complementul față de 2 ale numerelor pozitive corespunzătoare. Complementul față de 2 al unui număr se obține complementând numărul pozitiv și adunând 1 în poziția bitului de semnificație minimă (LSB).

Avantajul codului constă în faptul că permite o compatibilitate totală cu calculatoarele numerice, permițând o prelucrare directă a informației obținute de la C.A/D.

Convertoarele A/D cu aproximații succesive dau la ieșire un cod binar pur (decalat sau nu, după cum este semnalul de la intrare, bipolar sau unipolar). Ele sunt utilizabile direct în codul complement față de 2 printr-o simplă inversiune a bitului cel mai semnificativ MSB. În general, în structura C.A/D se prevede un circuit inversor pentru a se obține simultan MSB și $\overline{\text{MSB}}$.

Codul complementar față de 1 (CCU) atribuie mărimilor pozitive codurile binare naturale corespunzătoare, iar celor negative complementele acestora. Ca și în cazul CSA, CCU prezintă dezavantajul unei ambiguități în cazul valorii zero, când există două coduri posibile: 00...0 și 11...1. Acest cod este cel mai puțin folosit față de celelalte coduri bipolare în conversia analog-digitală.

4.2 Convertoare analog-digitale

4.2.1 Convertoare A/D - clasificare

Convertoarele A/D transformă un interval în care mărimea analogică poate avea o infinitate de valori, într-o mulțime finită de valori numerice. Procesul constă în compararea tensiunii analogice de intrare U_x cu o tensiune de referință U_R , rezultatul fiind numărul subunitar N , care aproximează raportul U_x/U_R .

O clasificare a convertoarelor A/D se poate face din punct de vedere al modului de prelucrare a semnalului analogic:

- *directe*, care convertesc nemijlocit tensiunea în cod numeric:

- *cu aproximări succesive - cu reacție paralel;*
- *în cascadă;*
- *în serie.*

- *cu tensiune rampă în trepte;*

- *cu conversie continuă (cu urmărire);*

- *de tip paralel.*

- *indirecte*, care convertesc tensiunea analogică în durata sau frecvența unor impulsuri, transformate ulterior în cod numeric:

- *tensiune-timp - cu simplă integrare;*

- *cu dublă integrare.*

- *tensiune-frecvență.*

- *hibride*, care combină cele două tehnici de conversie.

Convertoarele A/D introduc o eroare de metodă intrinsecă (eroarea de cuantizare) și erori instrumentale, datorită elementelor pasive și active analogice din structura dispozitivului. Erorile instrumentale sunt independente de numărul de biți ai codului utilizat. Eroarea totală a convertoarelor A/D se dă fie sub formă de eroare globală, fie ca sumă distinctă a celor două tipuri de erori.

Regimul dinamic al convertoarelor A/D este caracterizat de *timpul de conversie* T_c , definit ca intervalul de timp dintre momentul aplicării semnalului analogic la intrarea convertorului și momentul obținerii rezultatului digital N . Viteza (rata) de conversie este invers proporțională cu timpul de conversie și se exprimă în *număr de conversii pe secundă*.

Mărimea analogică de intrare este întotdeauna tensiune electrică continuă, convertoarele A/D fiind realizate pentru tensiuni nominale de +5V și ±10V. Codurile binare cele mai utilizate sunt *codul binar natural, binar deplasat, complementar și BCD*.

4.2.2 Convertoare A/D directe

4.2.2.1 Convertorul A/D cu aproximări succesive cu reacție paralel

Sunt cele mai răspândite convertoare datorită bunei lor precizii, vitezei de conversie mari și volumului rezonabil de componente.

Schema generală (fig.97) este aceeași pentru oricare cod utilizat (binar natural, BCD, complementar, binar deplasat), iar convertorul D/A va fi compatibil cu respectivul cod. Circuitele basculante bistabile (CBB) tip RS sunt poziționate și repuse în stare zero de circuitul de comandă.

Funcționarea schemei se prezintă pentru codul binar natural, ea fiind identică pentru oricare alt cod. Aproximarea succesivă se bazează pe observația că la un număr în sistem de numerație

ponderat, ca cel binar natural $N = \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k}$, oricare cifră diferită de zero dintr-un rang superior este mai mare decât suma tuturor rangurilor inferioare:

$$2^{-i} > \sum_{k=i+1}^n a_k 2^{-k}.$$

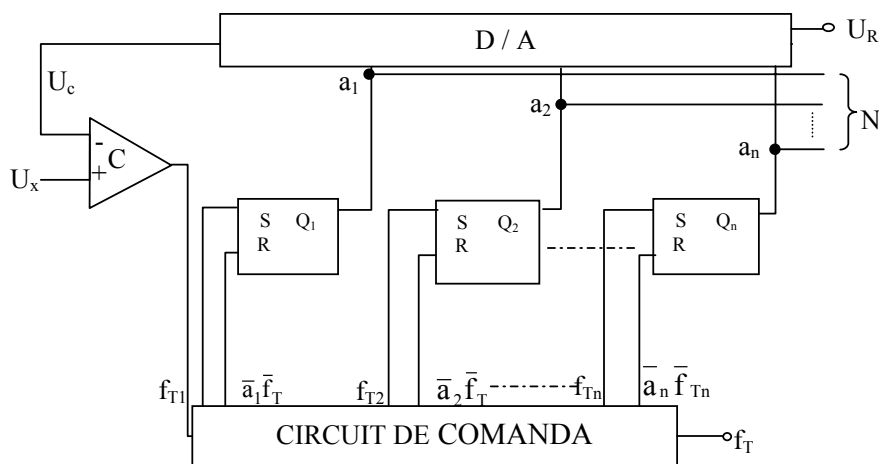


Fig.97 Schema C.A/D cu aproximări succesive cu reacție paralel.

Modul de determinare succesivă a coeficienților binari

Tabelul 4.4

Nr.tact.	Starea CBB(f) Q ₁ Q ₂ Q ₃ ... Q _n	Tensiunea convertorului A/D U _c	U _x - U _c	Decizie pt a _k
1	1 0 0 0	U _R 2 ⁻¹	+	a ₁ = 1
			-	a ₁ = 0
2	a ₁ 0 00	U _R (a ₁ 2 ⁻¹ + 2 ⁻²)	+	a ₂ = 1
			-	a ₂ = 0
3	a ₁ a ₂ 00	U _R (a ₁ 2 ⁻¹ + a ₂ ⁻² + 2 ⁻³)	+	a ₃ = 1
			-	a ₃ = 0
...
n	a ₁ a ₂ a ₃1	U _R (∑ _{k=1} ⁿ⁻¹ a _k 2 ^{-k} + 2 ⁻ⁿ)	+	a _n = 1
			-	a _n = 0

Conversia se produce în ritmul frecvenței de tact f_T. În prima parte a tactelor (f_T) se poziționează succesiv CBB începând cu MSB, iar în a doua parte (f_T), funcție de semnul diferenței U_x-U_c, starea unu a CBB se menține sau se anulează (decizia este impusă de comparatorul C și circuitul de comandă).

Conversia completă se efectuează în n tacte (n – numărul de biți ai codului), după ultimul tact obținându-se aproximarea

$$U_x \cong U_R \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k}.$$

Eroarea de conversie depinde de precizia convertorului D/A și sensibilitatea comparatorului; convertoarele A/D cu aproximări succesive cu 12 biți pot avea precizii de 0,025%.

Timpul de conversie pentru n biți este T_c = n / f_T. Frecvența de tact este limitată de timpul de stabilire al convertorului D/A pentru fiecare bit convertit și de timpul de basculare completă a comparatorului. Convertorul D/A fiind considerat un element de ordinul unu, cu constantă de timp τ, timpul de stabilire a tensiunii U_c cu eroare de 2⁻ⁿ/2 este:

$$T_s = (n + 1) \tau \ln 2,$$

iar frecvența maximă de tact f_{Tmax} = 1 / T_s. Astfel timpul de conversie este:

$$T_c = n(n+1) \tau \ln 2.$$

Ciclul de conversie este mai lung decât timpul de conversie, întrucât în afara lui T_c mai cuprinde timpii necesari transferului rezultatului și aducerii convertorului în starea inițială nulă.

Convertoarele A/D cu aproximări succesive integrate au pentru 12 biți timpi de conversie de 5 - 40 microsecunde. Principalul inconvenient al convertoarelor A/D cu aproximări succesive este slaba rejecție a semnalelor perturbatoare.

4.2.2.2 Convertorul A/D de tip paralel (Flash Converter)

Tehnica de conversie utilizată la acest tip de convertor constă în comparația simultană a semnalului de intrare cu nivele de referință echidistante. Diferența dintre aceste nivele este egală cu pasul de cuantizare. În urma comparării se stabilește numărul intervalului care conține semnalul de intrare. Acest număr exprimat în binar va fi rezultatul conversiei.

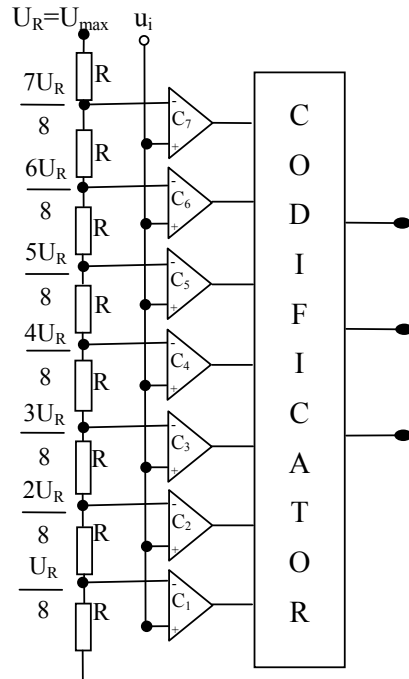


Fig.98 Convertor A/D paralel de 3 biți.

În figura 98 este reprezentată schema de principiu a unui astfel de convertor, având la ieșire un cod numeric de 3 biți. Tensiunea de referință U_R este egală cu limita maximă a tensiunii de intrare U_{max} , și este divizată în $2^3 = 8$ tensiuni egale, cu o rețea de 8 rezistențe R egale înseriate. La intrările celor 7 comparatoare se aplică tensiunea de măsurat u_i și tensiunile de comparație $\frac{U_R}{8}, \frac{2U_R}{8}, \frac{3U_R}{8}, \dots, \frac{7U_R}{8}$.

Toate comparatoarele la care u_i este mai mare decât tensiunea de referință vor avea starea 1 , iar celelalte starea 0 . De exemplu, dacă comparatoarele 1,2,3 au ieșirea pe „1”, celelalte o vor avea pe „0”. Astfel, la ieșirea ansamblului de divizare-comparare se obține un șir de stări logice 0000111 , care reprezintă raportul u_i/U_R .

Un convertor având la ieșire un cod numeric de n biți, va avea 2^n rezistențe înseriate și $2^n - 1$ comparatoare.

Trecerea de la acest cod (numit în unele lucrări de specialitate „cod termometru” datorită asemănării cu scara unui termometru cu mercur) la codul binar natural sau la codul Gray se face cu ajutorul unui codificator, care cuprinde circuite logice combinaționale sau o memorie ROM.

Correspondența dintre codul numeric de la intrarea codificatorului și codul binar natural de la ieșire se dă în tabelul 4.5.

Tabelul 4.5

Codul numeric la intrare	Codul binar natural la ieșire
0000000	000
0000001	001
0000011	010
0000111	011
0001111	100
0011111	101
0111111	110
1111111	111

Astfel, pentru codul 0000111 aplicat la intrare, apare la ieșire 011, care corespunde numărului zecimal 3. Acest număr multiplicat cu pasul de cuantizare ($U_{max}/2^n$) ne dă valoarea tensiunii aplicate la intrare (cu o anumită eroare, definită mai jos).

Unele convertoare de acest tip au la ieșire un registru tampon (latch) pentru memorarea temporară a codului numeric de la ieșire.

Acest tip de convertor este cel mai rapid, toate comparațiile executându-se simultan, astfel încât timpul de conversie este determinat de timpul de răspuns al unui comparator plus întârzierea datorată logicii de codificare binară. Folosirea unor circuite integrate de tip *ECL* sau *TTL Schottky* permite obținerea unor durate de conversie de zeci de nanosecunde.

Principala neajuns al acestor convertoare este volumul mare de elemente componente. O schemă de acest tip, pentru un cod binar la ieșire de $n = 12$ biți, cuprinde $2^n - 1 = 4095$ comparatoare, $2^n = 4096$ rezistențe și un număr foarte mare de porți logice. Ele se realizează sub formă integrată în tehnică *LSI* sau *VLSI*.

Principalele caracteristici funcționale ale convertorului sunt :

- rezoluția;
- caracteristica de transfer;
- timpul de conversie;
- eroarea de cuantizare;
- precizia;
- tensiunea de intrare;
- codul de ieșire.

Prin *rezoluție* se înțelege cea mai mică variație a tensiunii de intrare necesară pentru a schimba două coduri numerice consecutive la ieșire. Rezoluția convertorului este $U_{\max}/2^n$, unde U_{\max} este limita maximă a tensiunii de intrare, iar n – numărul de biți ai codului numeric de la ieșirea convertorului.

Uneori rezoluția se exprimă prin numărul de biți ai codului numeric la ieșirea convertorului. Se spune deci, că rezoluția este de 8 biți, 10 biți, 12 biți, etc.

Caracteristica de transfer reprezintă dependența codului numeric de la ieșire de tensiunea aplicată la intrare. În figura 99a este dată caracteristica de transfer a convertorului A/D cu rezoluția de 3 biți. Se consideră că apare întotdeauna o eroare de cuantizare cuprinsă între 0 și $-\frac{U_{\max}}{2^n}$ (sau între 0 și -1 bit de semnificație minimă $-LSB$). Caracteristica de transfer ideală (dreapta 2) fără eroare de cuantizare, s-ar putea obține numai dacă rezoluția convertorului, exprimată în număr de biți, ar fi infinită. Variația erorii de cuantizare este reprezentată în figura 99b.

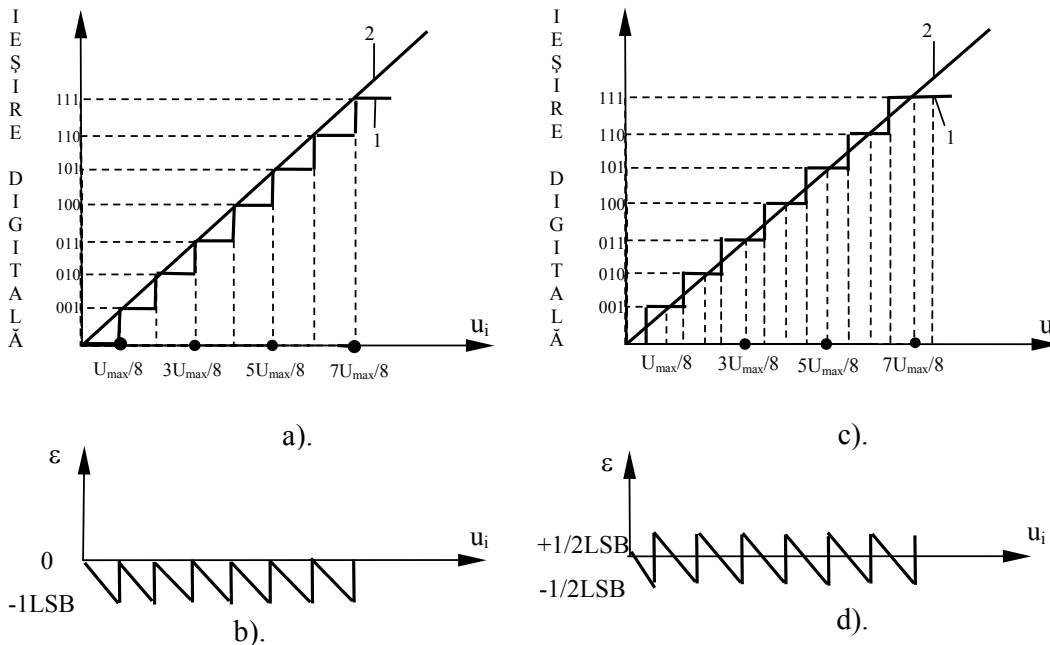


Fig.99 Caracteristicile de transfer și erorile de cuantizare ale convertorului de tip paralel.

Eroarea de cuantizare poate fi exprimată prin relația:

$$\varepsilon = U_{\max} \sum_{i=1}^n b_i 2^{-i} - u_i \text{ [V]},$$

unde b_i sunt biții codului binar la ieșirea convertorului.

Eroarea de cuantizare se poate reduce prin mărirea rezoluției, exprimată în număr de biți.

Dacă tensiunile de prag ale comparatoarelor se micșorează cu $\frac{U_{\max}}{16}$, adică cu $\frac{1}{2}$ din pasul

de cuantizare (modificând ultima rezistență legată la masă a divizorului la $R/2$, iar prima la $3R/2$) caracteristica de transfer capătă aspectul din figura 99c. Eroarea de cuantizare reprezentată în figura 99d, scade la $\pm 1/2$ LSB. Același lucru se obține dacă se înscriează cu u_i o sursă de tensiune pozitivă $\frac{U_{\max}}{16}$.

Prin convenție, *precizia* unui convertor A/D se apreciază de fapt prin valoarea erorii absolute sau relative.

Eroarea absolută a unui convertor A/D reprezintă abaterea maximă a tensiunii de intrare (în tot domeniul de variație a acesteia) față de dreapta conversiei ideale. Deoarece același cod numeric la ieșirea unui convertor poate fi produs de o tensiune într-o bandă de variație restrânsă (vezi eroarea de cuantizare), prin tensiune de intrare se înțelege punctul median al benzii de intrare care produce același cod de ieșire. De exemplu, dacă tensiunea de intrare de 5V ($\pm 1,2$ mV) va produce teoretic la un convertor de 12 biți codul 1000 0000 0000, atunci convertorul care pentru orice tensiune cuprinsă între 4,997 V și 4,999V va genera acest cod, are eroarea absolută

$$\frac{1}{2}(4,997 + 4,999) - 5 = -2mV.$$

Eroarea absolută include totodată erorile sistematice: eroarea de câștig (abaterea valorii tensiunii de intrare față de valoarea ideală care corespunde codului maxim de la ieșire), eroarea de offset (de decalaj sau de zero, reprezentând valoarea tensiunii de intrare care face ieșirea numerică zero), eroarea de neliniaritate (datorită nesatisfacerii condiției de proporționalitate între codul numeric de ieșire și valoarea tensiunii de intrare).

Erorile se datoresc în mare parte tensiunii de offset a comparatoarelor și dispersiei rezistoarelor în jurul valorii lor nominale. Această dispersie determină atât erorile de zero, cât și de câștig și neliniaritate.

În cataloage se indică eroarea absolută exprimată în fracțiuni din bitul de semnificație minimă (ex. 0,5 LSB) sau eroarea relativă exprimată în procente din limita maximă de măsurare.

4.2.3 Convertoare A/D indirecte

4.2.3.1 Convertorul A/D tensiune-timp cu dublă integrare

Funcționarea convertorului (fig.100) are loc în două etape (intervalele de timp t_0 și t_x). În intervalul $t_0 = ct$. se integrează tensiunea analogică de convertit (U_x), iar mărimea intervalului este determinată de capacitatea maximă de numărare a unui circuit logic de tip numărător (CT). Prin circuitul poartă P trec impulsurile de la generatorul G cu frecvența constantă (f_T - frecvența de tact), aplicându-se la numărător. La sfârșitul intervalului numărătorul a ajuns la capacitate maximă, se resetează și starea tuturor ieșirilor devine zero, începând un nou ciclu de numărare. În acest moment se declanșează a doua etapă de funcționare în care tensiunea de referință U_R se aplică la intrarea integratorului, ceea ce provoacă descreșterea tensiunii u_c cu pantă constantă, proporțională cu U_R . Când tensiunea la ieșirea integratorului atinge valoarea zero (finalul intervalului t_x), circuitul de comandă blochează poarta și numărătorul va oferi la ieșire numărul binar N ce reprezintă rezultatul conversiei.

În schema de principiu (fig.100b) sunt reprezentate în detaliu blocurile componente ale schemei funcționale.

Impulsul de pornire anulează numărătorul CT, circuitul basculant monostabil S trece pentru scurt timp în starea unu poziționând CBB2, care deschide comutatorul electronic S_3 ($\overline{Q_2} = 0$).

Circuitul basculant bistabil CBB1 este în stare zero, comutatorul S_1 fiind închis ($\overline{Q_1} = 1$) iar S_2 deschis ($Q_1 = 0$). Din acest moment începe integrarea tensiunii U_x :

$$u_c = -\frac{1}{RC} \int_0^t (-U_x) dt + U_{c0} = \frac{U_x}{RC} t_0, \text{ unde } U_{c0} = 0 \text{ (tensiunea inițială pe condensator zero).}$$

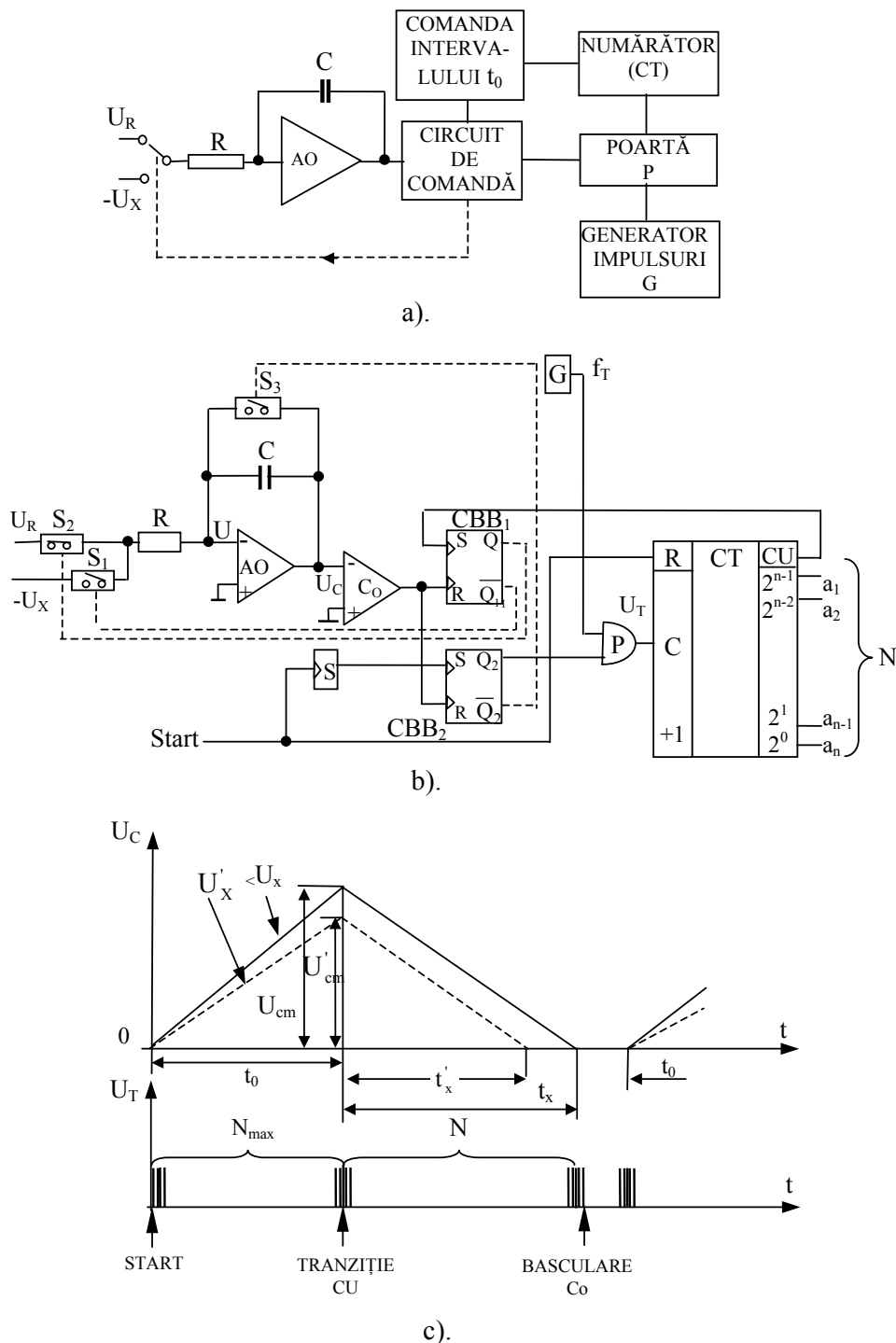


Fig.100 Convertor A/D tensiune-timp cu dublă integrare:
 a - schema funcțională; b - schema de principiu; c - variația tensiunii integratorului și impulsurile la intrarea numărătorului.

Simultan, numărătorul CT începe să numere impulsurile de tact. Dacă CT este un numărător binar cu n biți, după numărarea a 2^n impulsuri (capacitatea sa maximă) starea tuturor ieșirilor devine zero, iar impulsul de tranziție poziționează CBB1. În acest moment se termină intervalul primei integrări $t_0 = N_{\max}/f_T = 2^n/f_T$, iar tensiunea pe condensator este $u_c = U_{cm} = (U_x/RC)t_0$.

Când $Q_1 = 1$ se închide comutatorul S_2 (simultan se deschide S_1) și începe a doua integrare cu pantă inversă:

$$u_c = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_R dt + U_{cm} = -\frac{U_R}{RC} t_x + \frac{U_x}{RC} t_0.$$

La atingerea potențialului zero de către u_c , comparatorul C_0 trece în stare unu, aducând în stare zero ambele CBB. Ca efect se blochează poarta P, se închide comutatorul S_3 , se readuc comutatoarele S_1 și S_2 la stările lor inițiale pregătind schema pentru o nouă conversie.

La momentul $t = t_x$ tensiunea devine $u_c = 0$, CT înregistrează numărul $N = t_x f_T$ de impulsuri. Din relația celei de-a doua integrări (u_c) se obține:

$$\frac{U_x}{RC} t_0 = \frac{U_R}{RC} t_x; \quad U_x \frac{N_{\max}}{f_T} = U_R \frac{N}{f_T}, \quad \text{de unde rezultă}$$

$$N = \frac{N_{\max}}{U_R} U_x.$$

Tensiunea U_x se transformă într-un număr N în codul considerat (în cazul fig.100 codul este binar, însă cel mai des se utilizează codul BCD). În figura 100c s-a considerat și o altă tensiune de intrare $U'_x < U_x$ pentru a arăta că în urma integrării rezultă un interval de timp $t'_x < t_x$.

Rezultatul conversiei nu depinde de constanta de integrare RC, deci se elimină un termen de eroare important. Precizia convertorului A/D cu dublă integrare depinde în esență de tensiunea de decalaj a AO, de instabilitatea pragului de sensibilitate al comparatorului și de eroarea tensiunii de referință. Deoarece frecvența de tact nu intervine în caracteristica de transfer, nu se impun restricții severe în privința preciziei generatorului de impulsuri, însă frecvența trebuie să fie constantă în timpul celor două etape de integrare.

Proprietatea convertoarelor A/D (și a voltmetrelor digitale) de a prezenta erori cât mai mici datorită unei tensiuni alternative suprapuse, se caracterizează prin raportul (factorul) de rejecție serie

$$NMRR = 20 \lg \frac{\text{tensiune alternativa perturbatoare serie}}{\text{tensiune continua echivalenta}} [dB], \quad \text{la numitor fiind o tensiune}$$

continuă echivalentă care ar avea același efect ca perturbația. La convertoarele A/D cu dublă integrare se ating valori ale factorului de rejecție serie de 90-110dB.

Convertoarele de precizie ridicată (erori de până la 0,001%) pot efectua 5-10 conversii pe secundă, iar cele cu precizie mai scăzută (erori până la 0,01-0,1%) până la 300 conversii pe secundă.

Conversia tensiunilor de ambele polarități cu convertoare A/D cu dublă integrare este posibilă prin adoptarea unor anumite soluții, cele mai importante fiind:

- folosirea a două tensiuni de referință cu polarități contrare, selectate în funcție de semnul tensiunii de măsurat;
- folosirea unei singure surse de referință cu posibilitatea conectării sale la integrator cu ambele polarități;
- folosirea unui amplificator suplimentar cu amplificarea $A = -1$, care să inverseze semnul lui U_x pentru tensiuni de măsurat negative;
- aplicarea la intrarea neinversoare a AO integrator a unei tensiuni de referință $U_R/2$.

4.3 Convertoare digital-analogice

4.3.1 Generalități

Un convertor digital-analog (D/A) transformă un cod numeric într-o mărime analogică (tensiune, curent) proporțională cu echivalentul în sistem zecimal al numărului dat. Convertorul are o sursă de referință (U_R, I_R) care asigură suportul analogic al conversiei. Dacă mărimea de ieșire a convertorului D/A este o tensiune U , convertorul efectuează operația matematică $U = N \cdot U_R$, unde N este codul numeric (numărul) de convertit. Relația anterioară reprezintă caracteristica de transfer statică a convertorului D/A.

Dacă numărul de de intrare N este în cod binar natural subunitar, se poate scrie:

$$U = U_R \sum_{i=1}^n a_i 2^{-i} = U_R (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}).$$

Rezoluția convertorului este $1\text{LSB} = 2^{-n}$, cu echivalentul analogic $r = U_R 2^{-n}$.

Erorile care determină precizia convertorului D/A se datorează elementelor constructive (comutatoare electronice, AO, comparatoare, elemente pasive), instabilității în timp a acestora, variației temperaturii, variației parametrilor surselor de alimentare, etc. Erorile se manifestă ca erori de zero, de proporționalitate, de liniaritate, de histerezis și de derivă (vezi fig.9).

Viteza de conversie a convertorului D/A este caracterizată de timpul de stabilire T_s , care este intervalul de timp dintre momentul aplicării codului digital la intrare și stabilirea cu precizie determinată a semnalului pe ieșire. Timpul T_s depinde de calitățile dinamice ale elementelor componente (comutatoare, AO), de numărul de biți ai codului și de precizia conversiei.

Convertoarele A/D se clasifică în convertoare A/D *directe* și *indirecte*, care la rândul lor pot fi de tip *paralel*, *serie* și *serie-paralel*. Convertoarele D/A sunt realizate sub formă integrată, performanțele atinse fiind remarcabile: coduri numerice pe intrare de până la 16 biți, precizii ridicate ($\epsilon_u \geq 0,0015\%$), timp de stabilire $T_s \geq 50\mu\text{s}$.

4.3.2 Convertoare D/A directe

Codul numeric se aplică la intrarea convertorului cu toți biții simultan (*D/A paralel*) sau succesiv (*D/A serie*), care comandă o serie de comutatoare electronice realizând combinații de curenți și tensiuni care însumate dau mărimea de ieșire analogică ce satisface relația menționată anterior.

4.3.2.1 Convertoare D/A cu rețea R-2R

Blocul de rezistențe BR cuprinde numai valorile nominale R și $2R$ ($R = 10 - 50k\Omega$). Schema (fig.101) prezintă particularitatea că în orice nod k al rețelei se întâlnesc trei brațe cu rezistențele echivalente egale cu $2R$. Pentru $a_k = 1$ comutatorul S_k face legătura cu tensiunea de referință U_{R1} , iar pentru $a_k = 0$ cu U_{R2} . Astfel curentul din ramura k este:

$$I_k = \frac{a_k U_{R1} + \bar{a}_k U_{R2}}{3R}.$$

Curenții din ramuri se divid cu doi în fiecare nod, contribuția ramurilor 1, 2, ..., n la curentul din punctul de însumare al AO este $I_1/2, I_2/2^2, \dots, I_n/2^n$. Rezultă că tensiunea la ieșirea convertorului este:

$$U_0 = -R_r \sum_{k=1}^n I_k = -\frac{R_r}{3R} \sum_{k=1}^n \frac{a_k U_{R1} + \bar{a}_k U_{R2}}{2^k}.$$

Alegând în mod convenabil tensiunile de referință, convertorul admite la intrare diferite coduri binare uni- sau bipolare:

a) Pentru codul binar natural $U_{R1} = -U_R, U_{R2} = 0$, rezultând:

$$U_0 = \frac{U_R R_r}{3R} \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k} = \frac{U_R R_r}{3R} \cdot N.$$

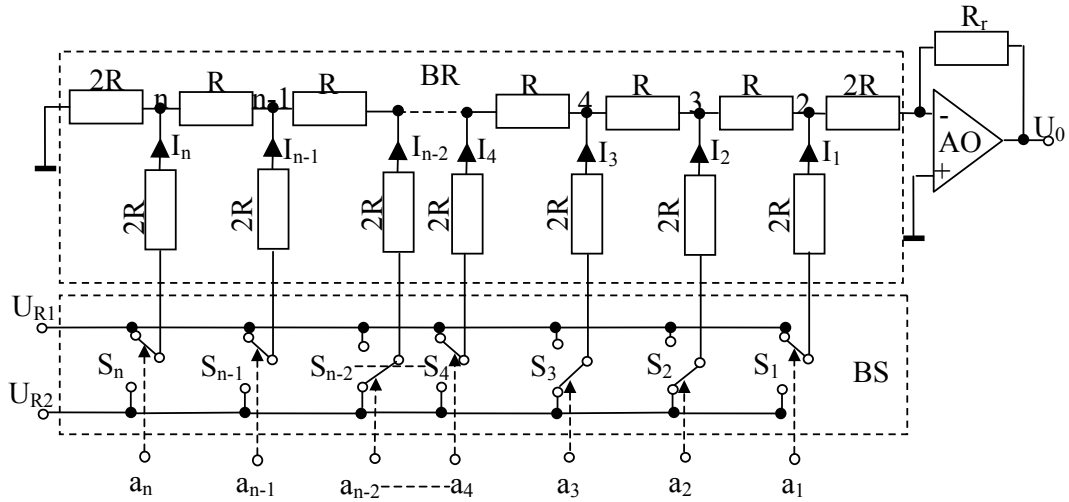


Fig.101 Convertor D/A cu rețea R - 2R.

b) În cod binar cu semn și amplitudine $U_{R2} = 0$. Pentru bitul de semn 1 se conectează $U_{R1} = -U_R$ și pentru bitul de semn 0, $U_{R1} = +U_R$, rezultând aceeași relație.

c) În cod binar invers, pentru bitul de semn 0 se procedează la fel ca mai înainte ($U_{R2}=0$, $U_{R1} = -U_R$), pentru bitul de semn 1 (numere negative), se stabilește $U_{R1} = 0$, $U_{R2} = U_R$, obținându-se pentru numere pozitive relația anterioară, iar pentru cele negative:

$$U_0 = -\frac{U_R R_r}{3R} \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k} .$$

Analiza convertorului D/A cu rețea R-2R conduce la concluzia că viteza de conversie este limitată de procesele tranzitorii în capacitățile parazite ale comutatoarelor la saltul de potențial de la U_{R1} la U_{R2} și invers.

Viteza de conversie se poate mări utilizând convertitoare D/A cu rețea R-2R inversă (fig. 100). Tensiunea de referință este aplicată rețelei de rezistențe cu rezistența echivalentă R, sursa de referință debitând curentul $I = U_R/R$. În fiecare nod curenții se divid cu doi:

$$I_1 = I/2, I_2 = I/2^2, \dots, I_n = I/2^n .$$

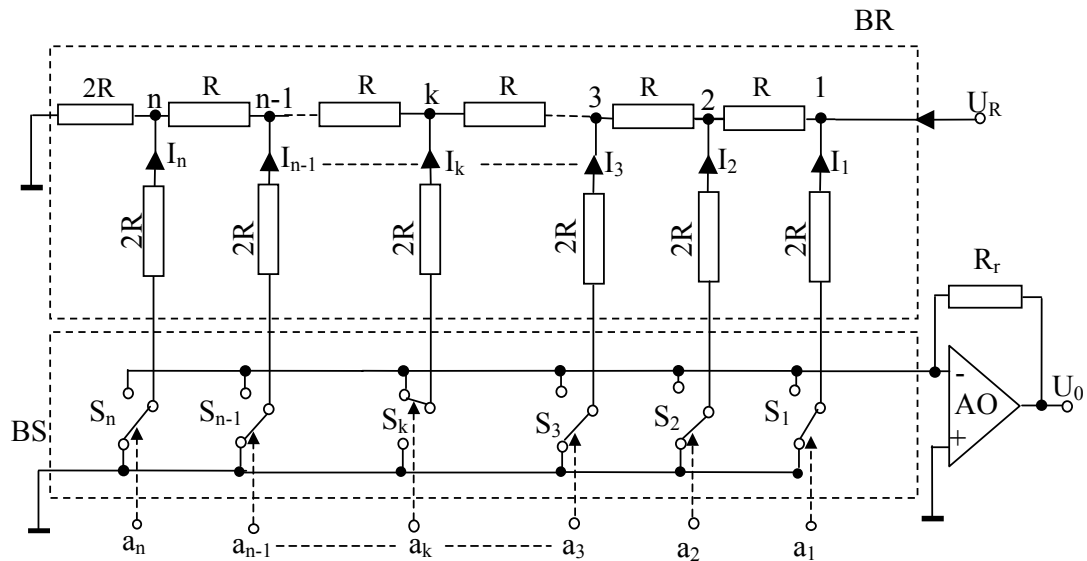


Fig.102 Convertor D/A cu rețea R - 2R inversă pentru cod binar natural.

Comutatoarele conectează curenții I_k fie la punctul de însumare al AO ($a_k = 1$), fie la masă

($a_k = 0$). Comutatoarele comută curenți constanți, motiv pentru care scade durata proceselor tranzitorii.

Tensiunea de ieșire a convertorului D/A este:

$$U_0 = -R_r \sum_{k=1}^n a_k I_K = -\frac{U_R R_r}{R} \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k},$$

relație valabilă dacă numărul este introdus în cod binar natural. Cu unele modificări convertorul poate accepta și coduri bipolare.

4.3.2.2 Convertoare D/A serie

Convertoarele D/A serie au mult mai puține componente decât cele paralele. La baza funcționării stă conversia succesivă a biților (începând cu LSB) în tensiune și memorarea rezultatului, conversia desfășurându-se în ritmul impus de un generator de tact. În general în prima parte a tactului are loc adunarea tensiunilor (conversia precedentă cu cea actuală) aplicate la intrarea unui sumator și divizarea acestei sume cu doi. În a doua parte a tactului tensiunea rezultată se memorează, în scopul utilizării sale la următorul tact de conversie.

Cele mai răspândite sunt convertoarele serie cu eșantionare-memorare și convertoarele D/A ciclice. Complexitatea schemei este independentă de numărul de biți ai codului aplicat. Viteza de conversie este mult mai mică decât la convertoarele D/A paralel, deoarece conversia are loc în $(n+1)$ tacte.

Convertorul cu eșantionare-memorare (fig.103) conține două unități de memorare cu condensator, AO (SH) și comutatoare electronice analogice. La semnal de comandă logic *unu* comutatoarele sunt închise, iar la logic *zero* – deschise.

În prima parte a tactului T_k ($f_T = 1$) unitatea $SH1$ însumează tensiunea $a_{n-k+1} U_R$ cu tensiunea de ieșire U_2 a lui $SH2$, egală cu tensiunea rezultată după conversia a $(k-1)$ biți precedenți, se împarte la doi și se memorează în condensatorul C_1 .

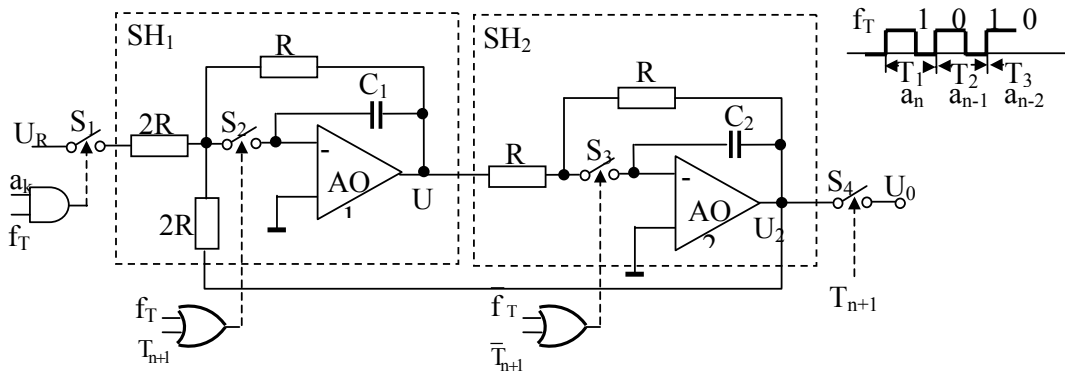


Fig.103 Schema convertorului D/A serie cu eșantionare - memorare.

În partea a doua a tactului ($\overline{f_T} = 1$) prin închiderea comutatorului S_3 tensiunea condensatorului C_1 se transferă la C_2 în care se memorează tensiunea:

$$U_{2k} = \frac{1}{2} (U_{2(k-1)} + a_{n-k+1} U_R).$$

La sfârșitul celor n tacte ale conversiei, tensiunea finală se obține prin aplicarea relației anterioare de n ori, știind că $U_{20} = 0$:

$$U_{2n} = U_R \sum_{k=1}^n a_k 2^{-k} = U_R N,$$

relație valabilă pentru codul binar natural.

În prima parte a tactului $n+1$ ($T_{n+1} = 1$) prin comutatorul S_4 rezultatul conversiei se transferă la ieșire, iar în partea a doua a aceluiași tact ($\overline{T_{n+1}} = 1$) prin închiderea simultană a lui S_2 și S_3 , condensatoarele de memorare se descarcă, fiind pregătite pentru o nouă conversie.

Convertorul D/A ciclic are principiul de funcționare similar celui precedent.

Eroarea limită de conversie se poate exprima prin relația:

$$\varepsilon_{U_0} = \varepsilon_{U_R} + 4\varepsilon_d + 2\varepsilon_{din} + \frac{V_{D1} + I_{D1}R/2}{U_R},$$

unde ε_{UR} și ε_d sunt eroarea de stabilitate a sursei de tensiune de referință, respectiv a factorului de divizare al divizorului rezistiv de la intrarea AO1, iar ε_{din} – eroarea dinamică admisibilă a convertorului D/A.

Precizia convertoarelor D/A serie ajunge chiar la 0,05%, iar timpul de stabilire este de ordinul a 100-200μs.

4.3.3 Convertoare D/A indirecte

Codul digital de la intrare se convertește într-o mărime intermediară care se va transforma în mărimea analogică dorită. Timpul de stabilire este mult mai mare decât la convertoarele D/A directe. Avantajul schemelor indirecte este volumul redus de componente analogice.

Mărimea intermediară analogică este un șir de impulsuri cu lățimea sau densitatea, pe un interval constant, proporționale cu numărul aplicat la intrare. Valoarea medie a șirului de impulsuri, care constituie rezultatul conversiei D/A, se pune în evidență cu un filtru trece-jos.

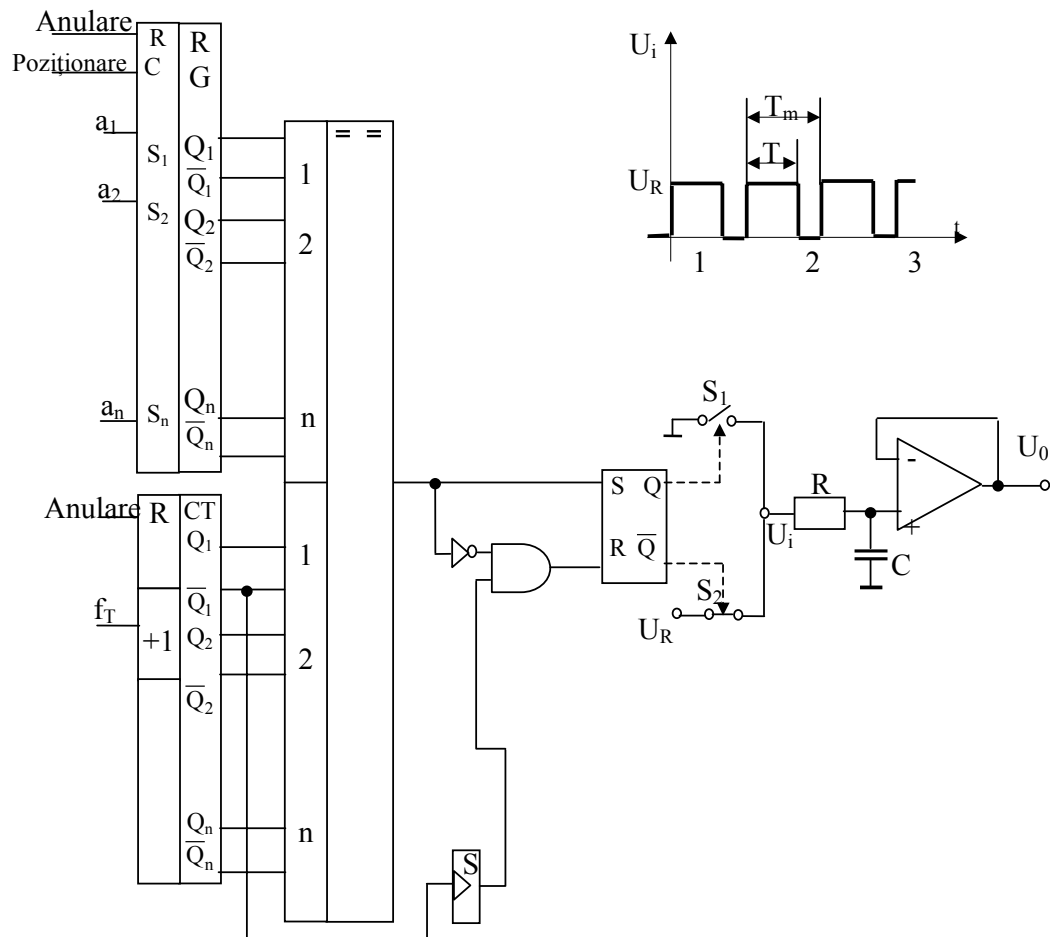


Fig.104 Convertor D/A indirect cu modularea lățimii impulsurilor.

În figura 104 se prezintă un convertor D/A la care mărimea intermediară este un șir de impulsuri de tensiune cu lățime variabilă. Registrul RG se încarcă cu codul paralel de n biți, în urma cărui fapt ieșirile Q_k vor fi la același nivel logic ca și coeficienții a_k respectivi.

La intrarea număratorului direct CT se aplică impulsuri cu frecvența de tact f_T , conținutul număratorului crescând cu o unitate la fiecare impuls. Când toate rangurile Q_k ale număratorului ajung la valoarea maximă, la primul impuls de tact se anulează conținutul și Q_1 trece de la valoarea 0 la 1, care poziționează circuitul basculant monostabil S. Până când numărul din CT este mai mic

decât cel al registrului, ieșirea comparatorului digital este în stare logică *zero* și astfel circuitul basculant RS este menținut cu ieșirea în stare *zero* ($\bar{Q}=1$). Prin comutatorul închis S_2 se aplică la filtru tensiunea de referință U_R .

În momentul coincidenței conținuturilor RG și CT , comparatorul digital basculează în stare *unu* poziționând bistabilul, prin care comutatorul S_1 se închide și cuplează la intrarea filtrului potențialul zero al masei. Momentul acestei treceri delimitează intervalul de timp T , raportul T/T_m fiind proporțional cu numărul N de la intrare (daca N este în cod binar natural cu n biți, atunci $T_m = 2^n/f_T$). După trecerea intervalului T_m conținutul număratorului CT este iarăși maxim și ciclul de conversie al numărului în interval de timp se reia identic.

Eroarea de conversie statică se datorează sursei de referință (ε_{UR}), AO repetor de tensiune și pulsației tensiunii de ieșire din filtrul trece-jos și este dată de relația:

$$\varepsilon_{U_0} = \varepsilon_{U_R} + \frac{V_{D1}}{U_R} + \frac{2^n}{8\tau f_t},$$

unde $\tau = RC$ este constanta de timp a filtrului. Eroarea de pulsație (ultimul termen) se poate micșora prin creșterea lui τ sau a frecvenței de tact, însă prima soluție duce la creșterea gabaritului filtrului, iar a doua este limitată de viteza de lucru a numărătorului și a comutatoarelor.

Precizia convertorului D/A prezentat poate atinge 0,05%, iar timpul de stabilire câteva milisecunde.

4.4 Microprocesorul în aparatele de măsurare digitale

4.4.1 Generalități

În a doua jumătate a anilor '60 cercetările în domeniul circuitelor integrate pe scară largă (LSI) au fost stimulate în industria americană cu precădere de contractele din sectoarele aerospațiale și militare, în care prin natura lor se ținea mai puțin cont de prețul de cost. Sistarea acestor contracte spre sfârșitul anilor '60, a determinat îndreptarea atenției producătorilor de LSI-uri în domeniile civile și industriale. În aceste domenii producerea de echipamente cu circuite LSI la cererea clientului ("custom design") nu era o soluție din punct de vedere al prețului de cost (mai ales la serii mici și mijlocii). Se impunea deci, înlocuirea circuitelor LSI realizate la cererea clientului, cu circuite standard ieftine care să poată fi utilizate în orice aplicație. Astfel, în noiembrie 1971, inginerul M.E.Hoff a materializat o idee prin lansarea pe piață a primului microprocesor din lume - 4004. Ideea inginerului Hoff răspundea tendinței de înlocuire a unor circuite proiectate la cerere, solicitate firmei INTEL de către firma japoneză BUSICOM, necesare pentru realizarea unor calculatoare de birou (desk-top computer). Această idee se baza pe modul de funcționare al calculatoarelor mari la care unitatea centrală de procesare (CPU), în fapt un circuit secvențial, este dirijată în funcționare de către un set de instrucțiuni înscrise într-o memorie externă. Realizând unitatea centrală de procesare (procesorul) sub forma unui LSI, deci microprocesorul (μP), la care s-a atașat un LSI ca memorie (există deja RAM de 1Kbit) în care utilizatorul înscrie programul, s-a obținut o structură de microsystem pe bază de microprocesor. Această structură a substituit logica de funcționare cablată (hardware) cu o logică de funcționare programată (software), reflectată în programul înscris în memoria de programe.

Sistemele pe bază de microprocesor necesită existența unei memorii, iar procesarea informației se face la nivel de cuvânt binar. Cuvintele binare pot fi: cuvinte de adresare (a informației) și cuvinte adresate (ce exprimă informația). Cuvintele adresate pot exprima o instrucțiune pentru procesor sau o dată pentru procesare. În fiecare locație a memoriei este stocat un cuvânt (adresat) cu o lungime de n biți (fig.105). Pentru un microprocesor lungimea n a cuvântului este o caracteristică principală, existând microprocesoare care lucrează pe 8,16,32,..., biți. Fiecare locație a memoriei este adresată cu un cuvânt de adresare cu lungimea de m biți, așadar pot fi selectate în total 2^m locații ale memoriei.

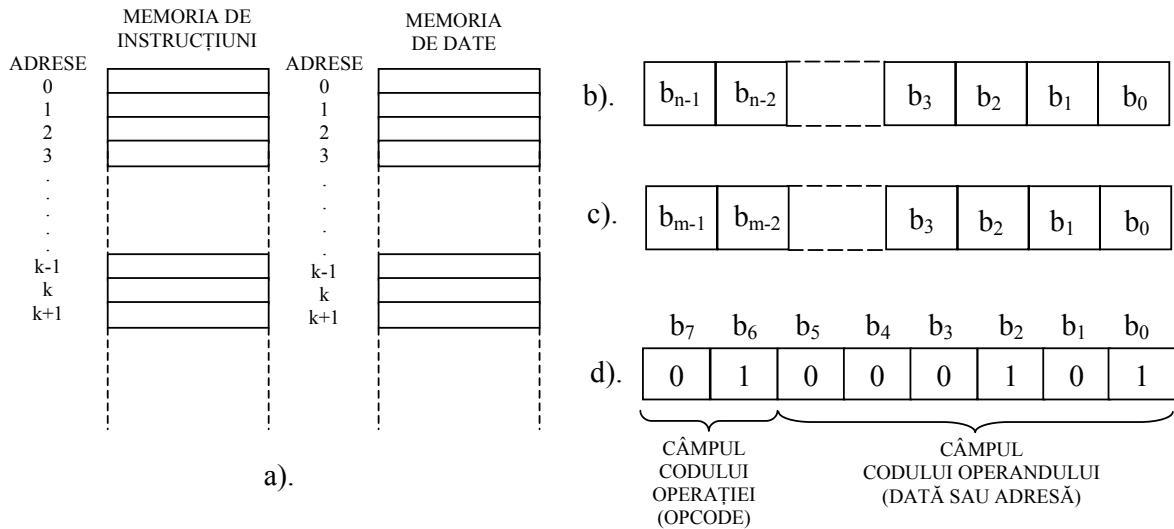


Fig.105 a - Structurarea memoriei externe a unui sistem pe bază de μP (memorie de date și memorie de programe); b,c - formatul cuvântului din program (instrucțiune sau dată) și a celui de adresare; d - exemplu de instrucțiune pe un cuvânt de 8 biți.

Pe lângă distincția între cuvintele de adresare și cele adresate, mai trebuie făcută o altă distincție privind natura informației furnizate de către un cuvânt binar.

- *Adresele* și *datele* sunt simple numere binare care exprimă o locație de memorie, respectiv un număr care trebuie procesat (operand) sau care este rezultatul unei procesări.

- *Instrucțiunile* reprezintă coduri numerice ale operațiilor ce trebuie să le efectueze procesorul (aritmetice sau logice). Uneori, o instrucțiune poate furniza simultan mai multe indicații, de exemplu: codul operației de efectuat sau codul operandului (de procesat). În această variantă cuvântul instrucțiune conține un număr de biți ce exprimă câmpul codului operației (OPCODE) și un câmp corespunzător codului (valorii) sau adresei operandului (fig.105).

4.4.2 Structura unui microsistem pe bază de microprocesor

Microprocesorul este un circuit integrat pe scară largă (LSI) sau foarte largă (VLSI), care realizează operații aritmetice (adunare, scădere), logice (ȘI, SAU, SUA EXCLUSIV etc.) și de transfer, sub controlul unui program. Implementarea lui ca simplu circuit în aparatura de măsurare și control, este, cu rare excepții, exclusă. De regulă, microprocesorul se utilizează interconectat cu elemente de memorie și circuite de interfață, ansamblul astfel realizat purtând denumirea de *microsistem de calcul* sau *microcalculator*.

Schema funcțională a unui microsistem de calcul este reprezentată în fig.106. Se disting aici *microprocesorul* (CPU) împreună cu circuitele auxiliare aferente (pentru generarea semnalului de tact, amplificarea semnalelor de pe magistrale, etc.), *unitățile de memorie* (RAM și ROM) și *circuitele de interfață* care asigură comunicarea cu echipamentele de intrare/ieșire. Informația în interiorul microsistemului este vehiculată unidirecțional sau bidirecțional prin intermediul magistrelor. Schimbul de date între microprocesor și memorie, respectiv între microprocesor și circuitele de interfață se realizează pe *magistrala de date*, bidirecțională. Pentru transmiterea biților de adresă de la microprocesor spre circuitele microsistemului, se utilizează *magistrala de adrese*, unidirecțională. Cel de-al treilea tip de magistrală, *magistrala de control*, servește la vehicularea semnalelor de sincronizare și control între microprocesor și celelalte elemente din microsistem.

Dintre elementele reprezentate în fig.106, *microprocesorul* este componenta cea mai complexă și ale cărei caracteristici determină în esență structura și performanțele microsistemului.

Memoriile utilizate în structura unui microsistem sunt de două tipuri:

- *RAM* (Random Access Memory), memorii cu posibilități de înscriere și citire utilizate în special pentru stocarea datelor;

- *ROM* (Read Only Memory), memorii cu posibilități exclusiv de citire utilizate în special

pentru păstrarea programelor (succesiunilor de instrucțiuni ale microprocesorului).

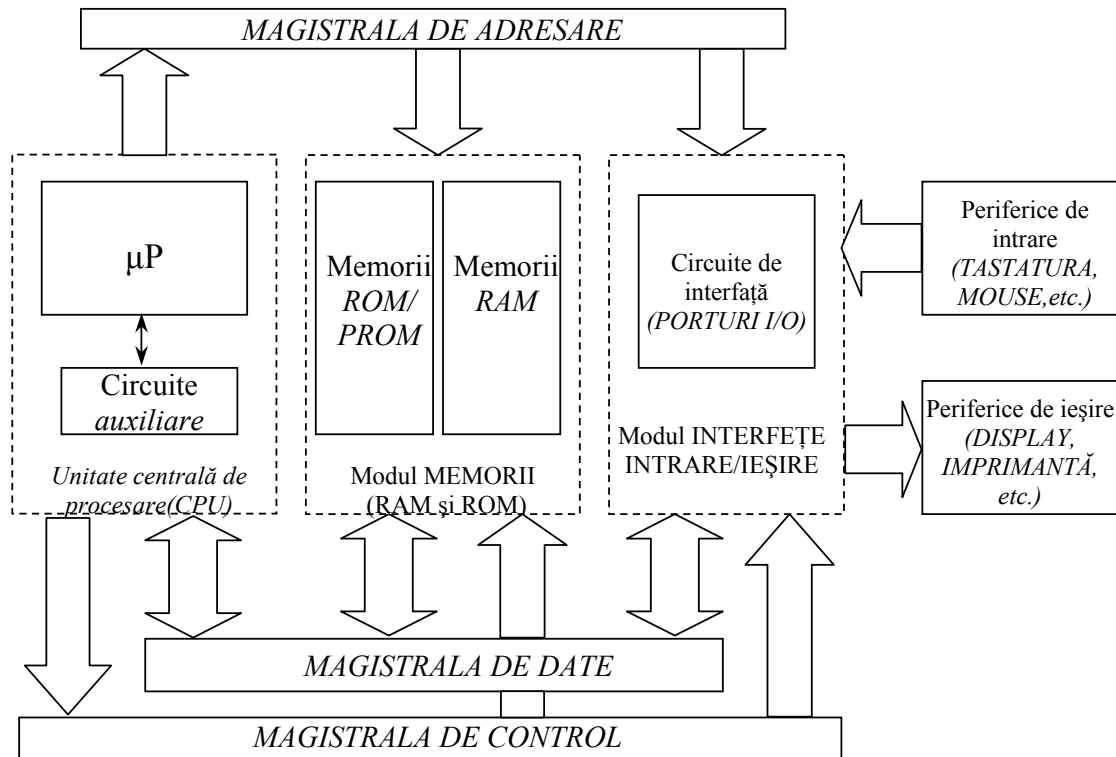


Fig.106 Structura unui microsistem pe bază de microprocesor (microcalculator).

Spre deosebire de sistemele de calcul propriu-zise, la care programul este rezident (în timpul funcționării) în memoria RAM și poate fi ușor modificat funcție de aplicația tratată, microsistemele destinate *aparaturilor de măsurare și control* (AEMC) execută programe fixe, ce nu sunt modificate decât odată cu eventualele perfecționări aduse aparatului. În consecință, programele fixe sunt conținute în memoriile de tip ROM, iar datele rezultate în timpul procesului secvențial de funcționare a microsistemului sunt păstrate temporar în memoriile de tip RAM.

Dacă timpul de acces al memoriei este ridicat, microprocesorul trebuie să-și întrerupă activitatea până când procesul de citire, respectiv de înscriere a informației este încheiat. În acest scop el poate fi comandat cu un semnal (READY) care determină inactivitatea sa temporară. Când memoria recepționează o comandă de citire sau înscriere, semnalul READY trece microprocesorul în stare de așteptare (WAIT). După ce memoria a fost capabilă să răspundă cererii, semnalul READY își modifică valoarea logică și prin aceasta microprocesorul poate să-și continue activitatea.

O caracteristică importantă a unui sistem o reprezintă modul în care se realizează dialogul cu perifericele. Una dintre posibilitățile de executare a unui transfer de date constă în includerea în program a secvenței de instrucțiuni care asigură efectuarea operației de intrare/ieșire (I/O) dorite. Această procedură prezintă dezavantajul că microprocesorul va fi sustras de la execuția programului principal pe întreaga durată cât are loc transferul de date, deci un timp relativ îndelungat, perifericele fiind, în general, dispozitive lente.

Pentru creșterea eficienței utilizării în timp a microsistemului, microprocesoarele actuale sunt prevăzute cu posibilitatea executării operațiilor de intrare/ieșire prin întrerupere. Dacă, spre exemplu, este necesară extragerea unei date, microprocesorul depune cuvântul respectiv într-un registru tampon al circuitului interfață, după care revine la programul întrerupt fără a aștepta îndeplinirea sarcinii de către perifericul apelat. Când perifericul a încheiat operația de extragere, acesta cere o întrerupere. Microprocesorul recunoaște întreruperea și își suspendă activitatea în programul principal, după care execută automat un program de serviciu (subrutină), care încarcă

noua dată care urmează a fi extrasă. Operațiile de mai sus se repetă până când a fost transferată întreaga informație.

O altă caracteristică care sporește eficiența unui microsistem este accesul direct la memorie DMA (*Direct Memory Acces*). Transferul de tip DMA între un periferic și memoria microsistemului se execută fără intervenția programului, utilizând doar partea de hard și este deci, cel mai rapid. Utilizarea lui se impune în cazul deservirii unor periferice cu viteză mare de acces, când sunt transferate blocuri de date. Pe durata unui transfer DMA, microprocesorul își suspendă propria activitate și eliberează magistralele de date și adrese, trecându-și ieșirile conectate la aceste magistrale într-o stare specială, corespunzătoare unei impedanțe ridicate. Transferul este efectuat pe magistrala de date a microsistemului și este gestionat de partea de comandă și control a circuitului de interfață interconectat cu perifericul deservit.

4.4.3 Structura generală a unui microprocesor

Elementele structurale ale unui microprocesor sunt de fapt elementele hardware (resursele) care intră în componența lui. Noțiunea de *arhitectură* se referă mai mult la aspectul logic, informatic, al unei structuri de control, în special din punct de vedere al utilizatorului. Deci, din punct de vedere semantic, structura microprocesorului/microsistemului diferă de arhitectura acestuia. Arhitectura unei structuri poate fi definită ca un set de resurse hardware care sunt programate pentru a se obține o structură informatică particulară.

Componentele structurii unui microprocesor sunt: unitatea aritmetică și logică (UAL), blocul de control logic și grupul de registre. Aceste componente sunt conectate între ele și înspre/dinspre exterior prin intermediul magistralelor de date și de adresare. Accesul la magistrale este autorizat de semnalele generate de unitatea de control.

Unitatea aritmetică și logică. UAL este circuitul din structura microprocesorului care procesează informația realizând operații aritmetice și logice (adunare, scădere, ȘI, SAU, SAU EXCLUSIV, complementare, decrementare, incrementare, deplasare stânga, deplasare dreapta). Fiind un circuit combinațional, ce prezintă o ieșire și două intrări, necesită atât pentru cuvintele de intrare cât și pentru cele de ieșire registre de memorare temporară. Unul din cuvintele de intrare este aplicat pe una din intrări de pe magistrala internă de date a microprocesorului unde a fost depus de către un alt registru sau a fost adus din memoria externă. Celălalt cuvânt de procesare (primul operand) aplicat la intrarea UAL se află deja într-un registru denumit registru acumulator. Cuvântul rezultat în urma procesării va fi încărcat tot în registrul acumulator, așadar registrul acumulator conține unul din operanzi înainte de procesare precum și rezultatul în urma procesării. Comenzile necesare procesării cum ar fi: încărcarea celor doi operanzi, executarea operației și încărcarea acumulatorului cu rezultatul procesării sunt primite de blocul de control logic.

Grupul de registre. Tipurile de registre care trebuie să se găsească în structura oricărui tip de microprocesor sunt: registrul acumulator, registrul numărător de adrese al programului, registrul indicatorilor de condiții, registrul de instrucțiuni, registrul de adresare a memoriei și registrul de intrare/ieșire.

1. *Numărătorul de adresare al programului, PC (Program Counter).* Succesiunea de instrucțiuni ce trebuie executată de microprocesor este înscrisă în locații de adrese succesive ale unei memorii externe. Adresa locației ce conține instrucțiunea, care trebuie adusă din memoria externă, este înscrisă în registrul numărător de adrese al programului, denumit numărător de adrese. Numărătorul de adrese conține m biți, conținut care va fi mărit automat cu o unitate după ce instrucțiunea a fost citită din memorie, astfel pregătindu-se adresa pentru instrucțiunea următoare. Prin prescrierea în PC se pot introduce și alte valori decât cele ale numărării în ordine naturală, deci salturi în citirea locațiilor memoriei.

2. *Registrul de adresare al memoriei.* Acest registru tampon de adresare cu ieșire tip TSL, este denumit și buffer de adresare și este conectat la magistrala de adresare a memoriei sau a porturilor de intrare/ieșire. În bufferul de ieșire va fi transferat conținutul PC care va aplica pe magistrala externă de adresare un cuvânt binar de m biți. Există și alte componente în structura microprocesorului care pot asigura încărcarea bufferului de adresare, așadar pe magistrala externă se pot aplica și cuvinte adresă diferite de conținutul registrului PC.

3. *Registrul de intrare/ieșire (buffer I/O)*. Prin acesta se realizează legătura între magistrala de date interioară și magistrala de date exterioară microprocesorului.

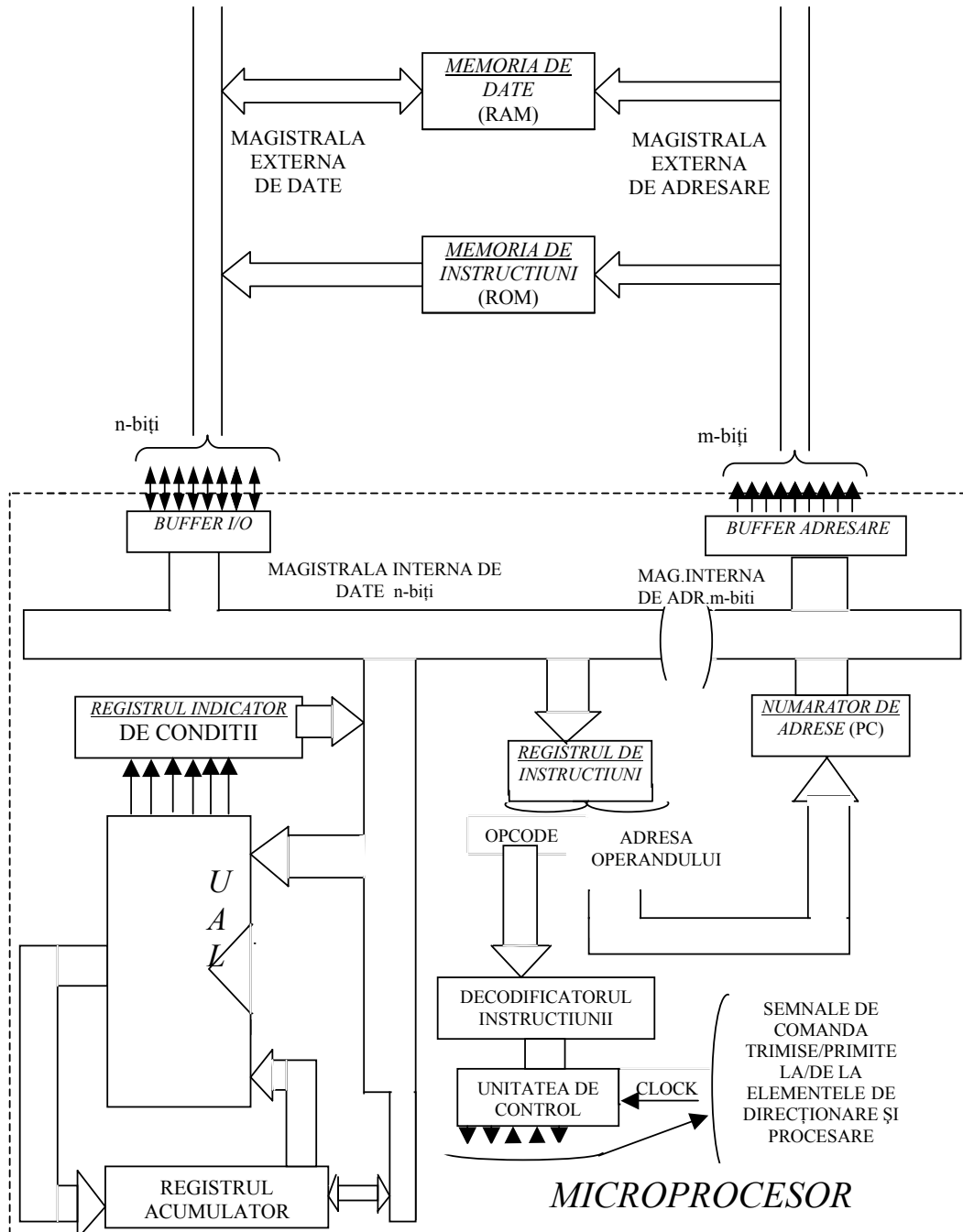


Fig.107 Structura fundamentală a unui microprocesor cu o magistrală de date și un singur acumulator.

4. *Registrul de instrucțiuni, RI*. Registrul RI păstrează o copie a cuvântului instrucțiune după ce acesta a fost în prealabil adus din memorie prin bufferul de I/O pe magistrala internă a μP . După copierea acestei instrucțiuni în RI, conținutul număratorului de adrese va fi automat incrementat cu o unitate ($PC+1$). Instrucțiunea poate fi divizată în două câmpuri: *câmpul codului operației*, OPCODE și *câmpul operandului* (adresei operandului). Biții din codul operației se aplică decodificatorului instrucțiunii care, prin unitatea de control, va genera toate semnalele de control necesare execuției instrucțiunii reprezentate. Câmpul adresa operandului se aplică bufferului de

adresare pentru a forma adresa din memorie unde se află operandul necesar operației specificate de OPCODE.

5. *Registrul acumulator, A.* Este registrul din structura microprocesorului cu cea mai frecventă utilizare. Acest registru este conectat la magistrala internă de date și la UAL. La procesarea a două cuvinte A și B, la început cuvântul A se află în acumulator, iar după procesare rezultatul dintre A și B este trecut din UAL tot în acumulator.

Registrul acumulator participă la transferul informației între o sursă (locație de memorie, port I/O) și o destinație (locație de memorie, port I/O). Transferul are loc în două etape: în prima etapă cuvântul de la sursă este deplasat în acumulator, iar în cea de-a doua, din acumulator este deplasat la destinație.

Există operații (cu un singur operand) care pot fi efectuate folosind numai acumulatorul. Acestea sunt: ștergerea acumulatorului, înscrierea tuturor biților la valoarea 1, deplasarea dreapta, stânga, complementarea conținutului, etc.

Numărul de celule ale acumulatorului este egal cu lungimea cuvântului procesat de microprocesor. Există structuri care sunt înzestrate cu mai multe acumuloare, avantajul acestora rezultând din posibilitatea lucrului *acumulator-la-acumulator*. Spre exemplu, cu un acumulator se lucrează normal și cu celălalt se păstrează cuvântul inițial sau se păstrează rezultatele. În cazul unui singur acumulator facilitățile care ar fi introduse de existența unui al doilea acumulator trebuie substituite de locații de memorie sau de alte registre de utilitate generală.

6. *Registrul indicatorilor de condiții.* Această denumire desemnează un grup de bistabile (flag-uri, fanioane); acestea asamblate sub forma unui registru și citite simultan, vor genera, împreună cu conținutul acumulatorului, cuvântul de stare al programului PSW (Program Status Word). Biții cuvântului de stare sunt înscriși la valoarea 1 în urma unor teste din timpul execuției operațiilor aritmetice și logice ale programului. Existența unui cuvânt de stare (al programului) poate duce la un salt calitativ în facilitățile oferite de microprocesor. Dacă există biți de stare, setul de instrucțiuni conține și instrucțiuni condiționate (instrucțiunea se execută numai dacă fanionul respectiv este pus - înscris) ce sunt utilizate pentru realizarea unor ramificații (salturi) în program, prin încărcarea PC cu anumite adrese. Biții de stare sunt înscriși în urma unor teste asupra cuvântului din acumulator, deoarece în acumulator se află cuvântul procesat. Se mai pot înscrie biți de stare și în urma unor teste asupra cuvintelor din anumite registre de uz general.

O înzestrare standard presupune existența următorilor trei biți de stare cu semnificațiile: transport/împrumut (carry/borrow), zero, semn.

a) CARRY/BORROW. Acest fanion este pus când operația efectuată a cauzat fie un transport, fie un împrumut. În urma unei adunări, când rezultatul depășește capacitatea registrului, apare transportul, iar în urma unei scăderi, când scăzătorul este mai mare decât descăzutul, apare împrumutul.

b) ZERO. Dacă în urma operației executate rezultă un cuvânt care are toți biții la valoarea zero, se pune fanionul de zero.

c) SEMN (SIGN). Acest fanion este pus când cel mai semnificativ bit al registrului (MSB) rezultă cu valoarea 1, deoarece în reprezentarea prin complement față de 2 un număr negativ are acest bit egal cu 1.

Pentru a se vedea dacă anumite funcțiuni sau stări hardware ale microprocesorului sunt îndeplinite sau nu, se pot adăuga și alți biți de condiție (non-standard). Cuvântul de stare al programului din registrul indicatorilor de condiții se poate citi și aplica pe magistrala de date, dar nu întotdeauna poate fi înscris în registru ca un cuvânt de pe magistrala de date.

Unitatea de control. Este partea componentă care supervizează funcționarea corectă a ansamblului de elemente unite în structura de microprocesor în corelație cu restul microsistemului. Comenzile generate de unitatea de control rezultă în urma decodificării instrucțiunii, a cererilor de întrerupere (primite de la elementele microsistemului) și a impulsurilor de tact (clock). În general, unitatea de control este implementată prin microprogramare, adică algoritmul de funcționare este înscris ca o succesiune de cuvinte pe o memorie ROM sau PLA.

4.4.4 Funcționarea unui microprocesor

Modul în care se înlănțuie execuția instrucțiunilor unui program se poate explica cu ajutorul elementelor componente ale microprocesorului prezentate anterior.

Timpul de execuție al unei instrucțiuni (*ciclu instrucțiune*) poate fi descompus în:

- *ciclu* (etapa) *de aducere a instrucțiunii* (fetch) identic ca procedură pentru orice instrucțiune, care se reduce la citirea instrucțiunii din memorie;
- *ciclu de execuție al instrucțiunii* care necesită un timp mai lung sau mai scurt, în funcție de complexitatea instrucțiunii. Pentru cazul când instrucțiunea adusă are un câmp al adresei operandului ca cea prezentată în fig.105, atunci ciclul de execuție începe cu aducerea operandului din memoria de date.

În executarea unei instrucțiuni unitatea de control primește, pe lângă ieșirile decodificatorului, la aplicarea câmpului OPCODE, și impulsuri de ceas. Acestea sunt generate de un circuit special care poate fi inclus în structura microprocesorului sau se atașează în exterior sub forma unui circuit integrat (clock driver). În ambele cazuri formarea semnalelor de timp pornește de la oscilațiile generate de un oscilator de ordinul MHz sau zeci de MHz. Se vor obține două (uneori patru) semnale de tact, destinate unității de control. Ele sunt nesuprapuse în timp pe interval de o perioadă și marchează patru momente de timp, prin fronturile de creștere și descreștere. Ansamblul format din aceste două semnale este echivalent cu un *tact elementar*, a cărui perioadă este *timpul elementar* din microprocesor. Timpul elementar are o realitate fizică în microprocesor, în sensul că fiecare impuls poate valida o operație elementară. O operație se compune dintr-o înlănțuire de *operații elementare (microoperații)*.

Cele două etape ale realizării instrucțiunii sunt delimitate și dirijate în timp de un semnal generat de microprocesor pe baza semnalului de timp elementar. Acest semnal poartă denumirea de *semnal de sincronizare* (SYNCRO), deoarece permite sincronizarea exteriorului microprocesorului cu etapele succesive în execuția unei instrucțiuni. Fiecare perioadă a acestui semnal este denumită *fază* sau *stare*.

În general, ciclul instrucțiune se măsoară prin numărul de stări necesar executării unei instrucțiuni, dar se pot observa cum sunt definite aceste stări fie ca perioadă a impulsurilor de tact, fie ca perioadă a impulsului generat SYNCRO.

Durata unui ciclu (instrucțiune) poate avea un număr fix sau variabil de stări. Dacă are un număr fix de stări pot exista și instrucțiuni mai complexe care să necesite pentru realizare mai multe stări decât într-un ciclu. Situația aceasta nu există când ciclul instrucțiune nu este fix, ci conține un număr variabil de stări, câte sunt necesare pentru realizarea instrucțiunii.

Se exemplifică funcționarea microprocesorului cu structura din fig.107 pentru rularea unui program simplu - adunarea a două numere. Cele două numere pentru adunat A și B sunt stocate în memoria de date la adresele 0 și 1, iar rezultatul va fi înscris la adresa 2. Realizarea acestei operații se face cu următoarea succesiune de instrucțiuni

```
LOAD    0
ADD     1
STORE   2
END
```

Acest program este înscris în memoria de programe de la adresa 0 până la adresa 3, semnificația instrucțiunilor fiind următoarea:

- LOAD 0 – se încarcă acumulatorul cu conținutul locației de memorie de la adresa 0;
- ADD 1 – se adună la conținutul acumulatorului conținutul locației de memorie de la adresa 1, rezultatul adunării se obține tot în acumulator;
- STORE 2 – se stochează (înscris) conținutul acumulatorului în locația de memorie de la adresa 2;
- END – informează microprocesorul de sfârșit de program.

Se presupune că microprocesorul are un ciclu fix pentru fiecare instrucțiune, format din patru faze succesive: primele două T_1 și T_2 sunt afectate pentru aducerea instrucțiunii (FETCH), iar următoarele două T_3 și T_4 pentru execuția instrucțiunii (fig.108).

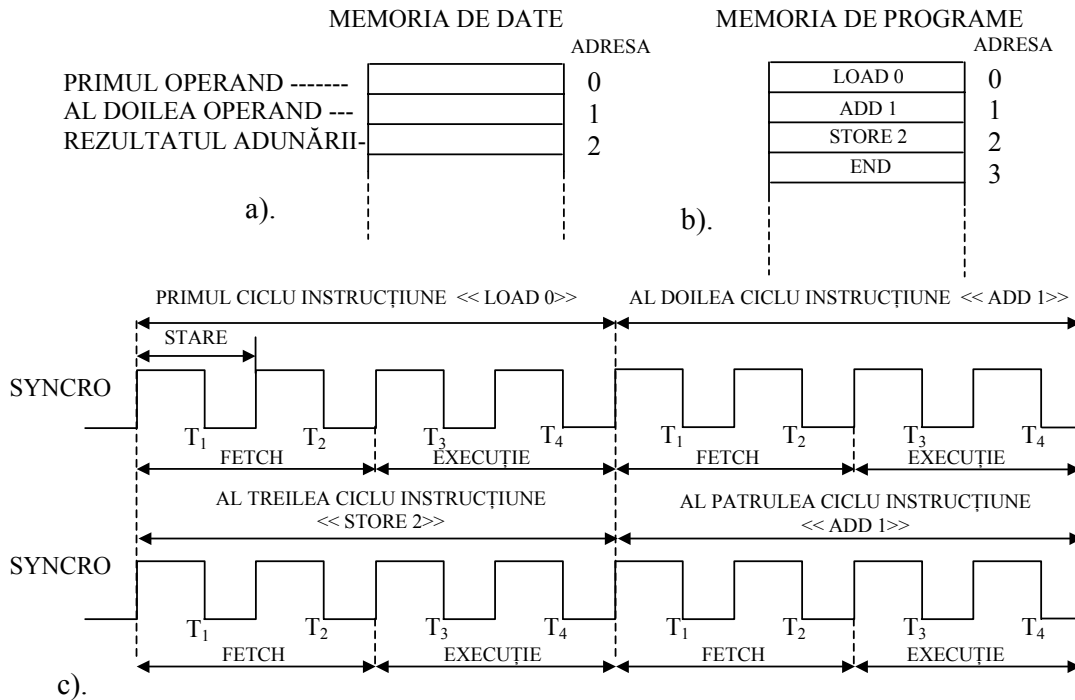


Fig.108 Explicativă la programul de adunare a două numere:

a - conținutul memoriei de date; b - conținutul memoriei de instrucțiuni; c - etapele de realizare a instrucțiunilor.

Se disting două tipuri de citiri ale memoriei: citirea unei instrucțiuni (adresată de către numărătorul de adrese, PC) în etapa FETCH, compusă din fazele T₁ și T₂ și citirea unei date în starea T₃ din etapa de execuție a instrucțiunii. Evident că microprocesorul trebuie să facă distincție între o adresă de date și una de instrucțiune; aceasta implică o memorie de date și una de instrucțiuni. Fizic aceste două tipuri de memorie pot fi realizate de o singură memorie în care sunt stocate atât datele cât și adresele. Revine în responsabilitatea programatorului ca la adresele de unde se citesc date să se găsească cuvinte de date, respectiv la adresele de unde se citesc instrucțiuni să se găsească cuvinte de instrucțiune.

Desfășurarea în timp a unei instrucțiuni pe intervalul de un ciclu instrucțiune este condusă de semnalul SYNCRO generat de microprocesor. Dar semnalul SYNCRO se obține dintr-o succesiune de impulsuri mult mai rapidă a orologiului elementar, care determină un timp elementar. În fiecare timp elementar un impuls de orologiu elementar validează o operație elementară (microoperație).

4.4.5 Efectele implementării microprocesoarelor în aparatura de măsurare

Încorporarea microprocesoarelor în aparatura electronică constituie în prezent o tendință din ce în ce mai accentuată. Acest proces este facilitat de dimensiunile reduse ale microprocesoarelor, de performanțele remarcabile pe care acestea le pot asigura, precum și de costul lor în continuă scădere. Apariția microprocesoarelor a determinat mutații profunde în concepția, proiectarea și realizarea aparatelor electronice în general și a AEMC (Aparate Electronice pentru Măsurare și Control) în particular. Consecința cea mai importantă o reprezintă înlocuirea logicii fixe, bazate pe circuite integrate - așa numita logică cablată, prin *logica programată*, care constă dintr-o secvență de instrucțiuni program. Această mutație a determinat și o convertire în modul de gândire al inginerilor electroniști: trecerea de la operarea în *hardware* la modul de operare în *software*.

Aparatura de măsurat este până în momentul de față, unul din principalele domenii în care microprocesoarele și-au găsit aplicații. În aparatura de măsurare, prezența microprocesoarelor asigură:

- preluarea funcțiilor de comandă ale aparatului (selectarea automată a intervalului de măsurare, comanda regimului de funcționare, comanda afișajului, autotestarea, realizarea funcției de interfață);

- prelucrarea numerică a rezultatelor măsurării (calculul valorilor medii, maxime și efective, liniarizarea caracteristicilor, efectuarea de calcule statistice, etc.);
- autoetalonarea aparatului și compensarea automată a influenței factorilor externi asupra rezultatelor măsurării.

Efectele favorabile ale introducerii microprocesorului în aparatura de măsurare pot fi rezumate, pe scurt, la următoarele:

- *sporirea gradului de automatizare* în utilizarea aparatului și *creșterea versatilității acestuia*, prin programarea corespunzătoare a microprocesorului încorporat.
- *mărirea preciziei măsurătorilor* prin autoetalonare, corecția erorilor determinate de deriva nulului, eliminarea erorilor aleatoare și a influenței zgomotelor prin mediere, eliminarea erorilor sistematice, etc.;
- *avantajele specifice oricărui echipament în care circuitele convenționale au fost înlocuite cu sistem cu microprocesor*, adică:
 - reducerea numărului de componente utilizate, care are drept urmare micșorarea dimensiunilor echipamentului și a consumului de putere, scăderea numărului de conexiuni cu creșterea corespunzătoare a fiabilității, precum și o substanțială reducere a costului;
 - creșterea flexibilității, datorită faptului că funcționarea sistemului are loc conform unui program memorat.

Principalele tipuri de aparate de măsurare realizate în prezent cu microprocesoare sunt următoarele: voltmetrele și multimetrele numerice, punțile numerice, numărătoarele universale, sintetizoarele numerice de frecvență, osciloscoapele cu afișare numerică, aparatele pentru măsurări de mărimi neelectrice, sistemele de achiziții de date.

4.4.6 Structura aparatelor de măsurare cu microprocesor

Aparatele de măsurare controlate de microprocesor au evoluat de la aparatura numerică de măsurare. În varianta cu microprocesor, schema structurală a unui aparat de măsurare se prezintă ca în fig.109.

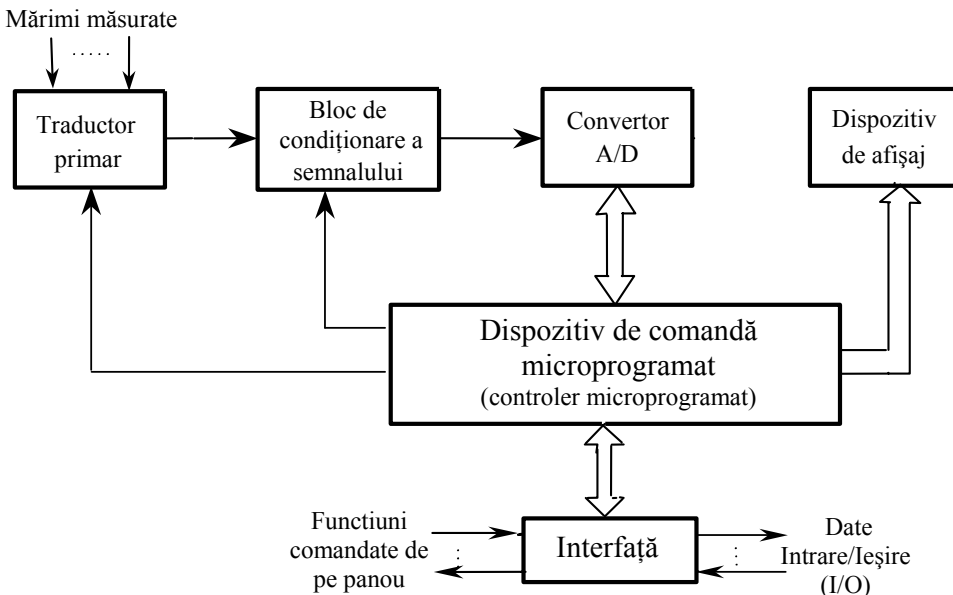


Fig.109 Schema structurală a unui aparat de măsurare cu microprocesor.

Partea analogică a aparatului cuprinde traductorul primar și circuitele de condiționare a semnalului înainte ca acesta să fie aplicat la intrarea convertorului A/D. În această nouă structură, *microprocesorul* devine elementul central, cu rol de dispozitiv de comandă microprogramat, adică dispozitiv care coordonează toate operațiile de prelucrare și transfer de informație din aparat, pe baza unui program înscris în memoria ROM a microsistemului.

Trăsătura caracteristică a aparatelor de măsurare cu microprocesor, care le deosebește fundamental de aparatura de măsurare cu dispozitivul de comandă realizat cu logică cablată, constă în existența unui “nod” de comunicație pentru semnalele numerice. Acest nod este microprocesorul

sau unul dintre microprocesoarele implementate.

Dependent de sarcinile impuse, ca volum de date prelucrate și timp de calcul afectat, dispozitivul de comandă microprogramat poate fi echipat cu unul sau mai multe procesoare. Rezultă astfel structuri uniprocessor, respectiv multiprocessor.

Structura uniprocessor. Deși mai ieftine, structurile uniprocessor prezintă dezavantajul unui timp de prelucrare mai mare și permit – în consecință – o frecvență de repetiție a măsurărilor mai redusă. O structură uniprocessor tipică este cea a multimetrului având schema bloc reprezentată în fig.110.

Bornele de intrare, ambele izolate față de masa generală a aparatului, sunt conectate printr-o magistrală analogică unidirecțională MA_1 la intrarea blocului de condiționare a semnalului, respectiv la intrările convertoarelor pentru tensiuni alternative, rezistențe și curenți. Mărimea de măsurat, indiferent de natura ei fizică, este transformată în prealabil într-o tensiune continuă de valoare proporțională. Această tensiune este aplicată prin magistrala analogică MA_2 la intrarea convertorului A/D. La intrarea convertorului poate fi conectat, totodată, prin intermediul unui circuit de multiplexare analogică, unul dintre cele trei filtre active. Magistrala numerică MN_1 , bidirecțională, servește la vehicularea semnalelor logice de la dispozitivul de comandă cu microprocesor spre circuitele analogice și la transmiterea, în sens invers, a informației privind starea acestor circuite, către dispozitivul de comandă.

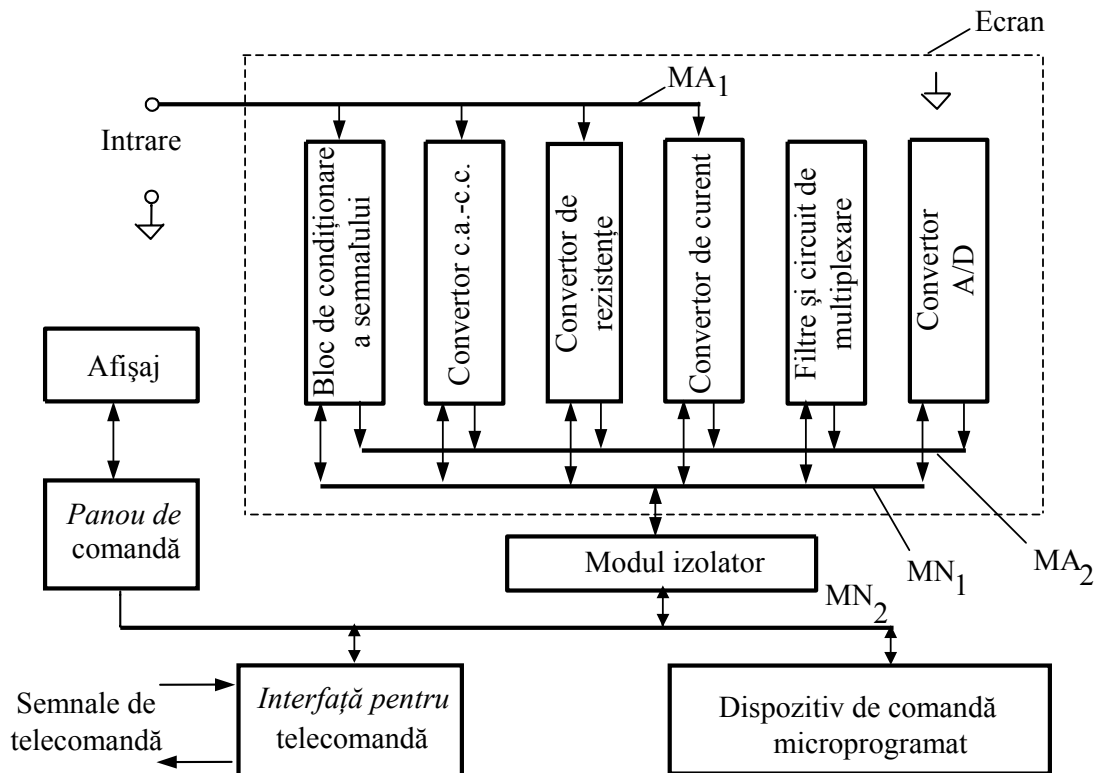


Fig.110 Schema bloc a unui multimetru numeric cu structură uniprocessor.

Circuitele analogice, convertorul A/D și magistralele aferente sunt introduse într-o incintă ecranată, în scopul diminuării influenței perturbațiilor externe asupra preciziei măsurării. Totodată, aceste circuite sunt realizate cu masa izolată de masa generală a aparatului, legat la pământ, pentru ca multimetrul să poată fi conectat între puncte care prezintă tensiuni de mod comun față de pământ. Interconectarea circuitelor având masa izolată cu dispozitivul de comandă și celelalte circuite numerice aferente acestuia, cu masa neizolată, se realizează prin intermediul unui modul izolator (optocuplor).

Cea de-a doua magistrală numerică, bidirecțională MN_2 , asigură legătura între dispozitivul de comandă cu microprocesor și elementele voltmetrului dispuse în exteriorul ecranului: organele

de reglare de pe panoul de comandă, dispozitivul de afișaj și o interfață pentru telecomenzi. Circuitul de interfață facilitează comanda de la distanță, cu semnale logice, a aparatului, respectiv permite conectarea într-un sistem complex de măsurare, coordonat de calculator. În ultimul caz există posibilitatea apelării prin program a oricărei funcții ce poate fi stabilită prin intermediul organelor de reglare, programând în mod corespunzător calculatorul.

Structura multiprocesor. Un exemplu de aparat cu structură multiprocesor îl constituie voltmetrul având schema bloc reprezentată în fig.111 (HP 3455 A).

Aparatul include două microprocesoare, unul pentru controlul și comanda circuitelor analogice din interiorul incintei ecranate iar celălalt pentru conversația cu operatorul uman prin intermediul unui dispozitiv de afișare și al unei tastaturi. Cel de-al doilea microprocesor facilitează, totodată, conectarea voltmetrului la o magistrală externă, prin intermediul unui circuit de interfață.

Microprocesorul din exteriorul incintei ecranate, cu rol de dispozitiv de comandă principal, stabilește - pe baza informației primite de la tastatură - sarcinile ce trebuie îndeplinite, după care transferă informațiile de comandă necesare microprocesorului din incinta ecranată (dispozitivul de comandă secundar). Dispozitivul de comandă secundar determină regimul de funcționare al blocului de condiționare a semnalului și declanșează ciclul de conversie analog-numerică. După efectuarea măsurării, rezultatul este transmis dispozitivului de comandă principal, în vederea unor eventuale prelucrări numerice ulterioare și a afișării rezultatului final.

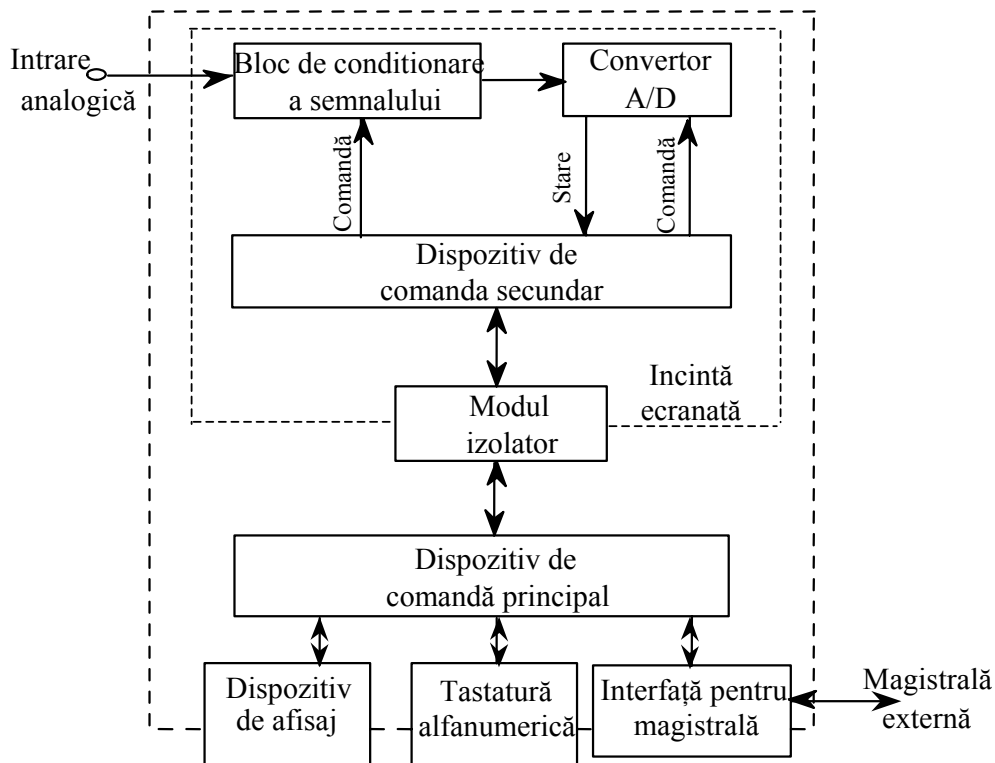


Fig.111 Schema bloc a unui voltmetru cu structură multiprocesor.

4.4.7 Funcțiile microprocesorului în aparatura de măsurare și control

Principalele funcții ce pot fi preluate de microsistemele implementate în aparatura de măsurare, pot fi clasificate în:

- funcții legate de utilizarea microprocesorului ca dispozitiv de comandă microprogramat:
 - generarea semnalelor de comandă a blocurilor componente;
 - comanda comunicației între blocuri;
 - controlul comunicației cu panoul de comandă și sistemul de afișaj.
- funcții care asigură corecția erorilor introduse de diferitele blocuri componente ale aparatului de măsurare;
- funcții care permit crearea blocurilor analogice virtuale prin module soft;
- funcția de testare a blocurilor componente defecte.

4.5 Voltmetre și ampermetre numerice (digitale)

4.5.1 Voltmetrul numeric de tensiune continuă

Aparatele numerice (digitale) de măsurare au revoluționat prin apariția lor tehnica măsurărilor electrice, în principal prin două aspecte:

- au devenit posibile măsurările de mare precizie accesibile unui cerc larg de utilizatori;
- forma digitală a informației de măsurare a ușurat transmisia, stocarea și procesarea datelor, fiind posibilă introducerea calculatoarelor de proces și a microprocesoarelor în instalațiile automatizate.

Toate voltmetrele și multimetrele digitale au la bază voltmetrele digitale de tensiune continuă, celelalte funcții fiind realizate prin atașarea de convertoare adecvate.

Schema funcțională generală a unui voltmetru digital de tensiune continuă (fig.112), cuprinde blocul de intrare (B.I.), convertorul analog-digital (C.A/D), registrul de memorie (RG), unitatea de afișare zecimală (UAZ - cuprinde decodificatorul și afișajul) și un bloc de comandă care coordonează funcționarea întregului aparat (la aparate complexe, comanda este preluată de microprocesor).

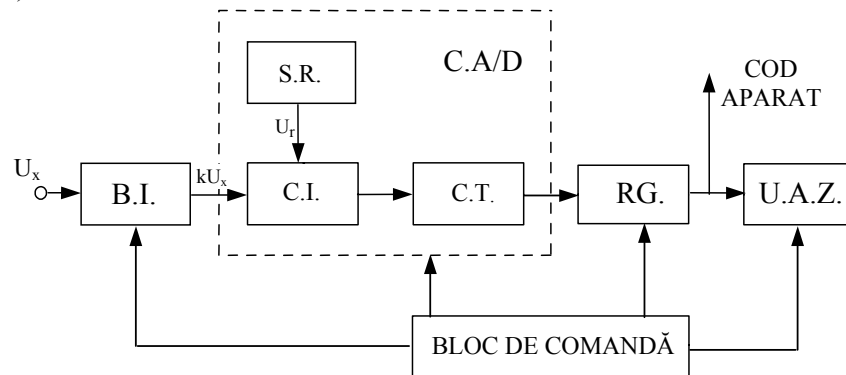


Fig.112 Schema funcțională generală a voltmetrului digital de tensiune continuă.

Blocul de intrare conține un amplificator cu rezistență de intrare mare, divizor de tensiune pentru gamele de măsurare și dispozitive suplimentare (filtre, comutator automat de game, s.a.).

Gamele de măsurare ale voltmetrelor digitale se realizează în rapoartele 1:10:100:1000, etc (ex: 0,1V; 1V; 10V; 100V; 1000V). De regulă se prevede o depășire a limitei superioare cu 10%, 20%, 50% sau 100%, numărul maxim afișat pe fiecare gamă fiind de forma 10999, 11999, 14999 și 19999. Rezultă că afișajul se face de obicei cu $n/2$ cifre, adică n decade complete și o decadă incompletă (numai cifra 1).

Dacă convertorul A/D este indirect, acesta cuprinde circuitul de integrare (CI), numărătorul (CT) și sursa de referință (SR). Această structură este cea mai răspândită, căci convertoarele A/D directe sunt folosite mai ales în sisteme de măsurare și control automate care nu formează voltmetre propriu-zise.

Principalele caracteristici ale voltmetrelor digitale sunt precizia, rezoluția, rejecția perturbațiilor, viteza de măsurare.

Precizia depinde în cea mai mare măsură de convertorul A/D. Precizia convertorului impune și numărul minim de cifre ale afișajului. Eroarea de numărare sau de conversie este de ± 1 cifre a celei mai puțin semnificative decade, deci eroarea relativă de numărare este $\pm 100/N(\%)$; aceasta trebuie să fie cu cel puțin un ordin de mărime mai mică decât eroarea convertorului A/D. De exemplu, dacă convertorul A/D are eroarea $\xi_c = 0,01\%$, numărul decadelor afișajului trebuie să fie:

$$n_{\text{dec}} \geq \lg \frac{100}{\varepsilon_r} = 4,$$

deci afișarea se va face cu cel puțin $4 \frac{1}{2}$ cifre.

Rezoluția reprezintă cea mai mică variație a tensiunii de intrare care provoacă modificarea cu o cifră a celei mai puțin semnificative decade. Valoric, rezoluția este egală cu cuanta: $r = q$.

În privința rejecției perturbațiilor serie, voltmetrele digitale integratoare sunt avantajoase, raportul NMRR fiind de 50-110dB. Acest raport se poate îmbunătăți și la voltmetrele cu convertoare A/D neintegratoare prin plasarea la intrarea aparatului de filtre trece-jos, măsură ce atrage după sine însă, micșorarea considerabilă a vitezei de măsurare.

Viteza de măsurare este inversa duratei ciclului de măsurare, care cuprinde timpul de conversie și timpul de restabilire a circuitelor componente. Viteza de măsurare este de obicei de 1-20 măsurări pe secundă.

4.5.2 Tipuri de voltmetre numerice

Convertorul A/D utilizat determină tipul voltmetrului. Există voltmetre cu convertoare A/D directe cu aproximări succesive cu viteză de conversie ridicată (până la 1000) și precizii suficient de ridicate (până la $0,01\% \pm 1$ digit).

Rejecția perturbațiilor serie este slabă. Voltmetrele integratoare cu convertoare A/D, tensiune-frecvență se întâlnesc fie ca aparate de sine stătătoare (cele mai bune precizii de $0,01\% \pm 1$ digit), fie ca sertare interschimbabile atașate numărătoarelor digitale universale. Viteza de măsurare este redusă, de cel mult 0,5 - 5 măsurări pe secundă.

Cele mai răspândite sunt voltmetrele digitale cu convertor A/D cu dublă integrare, deoarece întrunește cele mai multe calități pentru măsurări curente: precizii mari ($0,01-0,02\%$ cu afișaj $4 \frac{1}{2}$ cifre, $0,1\%$ cu afișaj $3 \frac{1}{2}$ cifre, cele mai precise aparate atingând chiar $0,001\%$), viteze de măsurare convenabile (5 - 20 măsurări pe secundă), factor NMRR foarte bun (90 - 110dB).

Voltmetrele digitale cu convertor A/D hibrid sunt mai puțin răspândite, având precizii deosebit de mari (ordinul a $0,001\%$), comparabile cu metodele de compensație clasice.

Prin atașarea unor convertoare de prelucrare tensiune alternativă - tensiune continuă (de valori medii, de vârf și efective), aria de utilizare a voltmetrelor digitale se extinde și asupra tensiunii alternative. Voltmetrele digitale de tensiune alternativă au de regulă precizia cu un ordin de mărime mai mică decât a aparatului de bază.

4.5.3 Ampermetre numerice

Aceste aparate se realizează utilizând funcția de ampermetru cu care sunt prevăzute, de regulă, multimetrele digitale (fig.113).

Ampermetrele digitale au ca principală bază constructivă un voltmetru digital, de obicei de tipul cu C.A/D tensiune - timp, în varianta cu integrare cu dublă pantă.

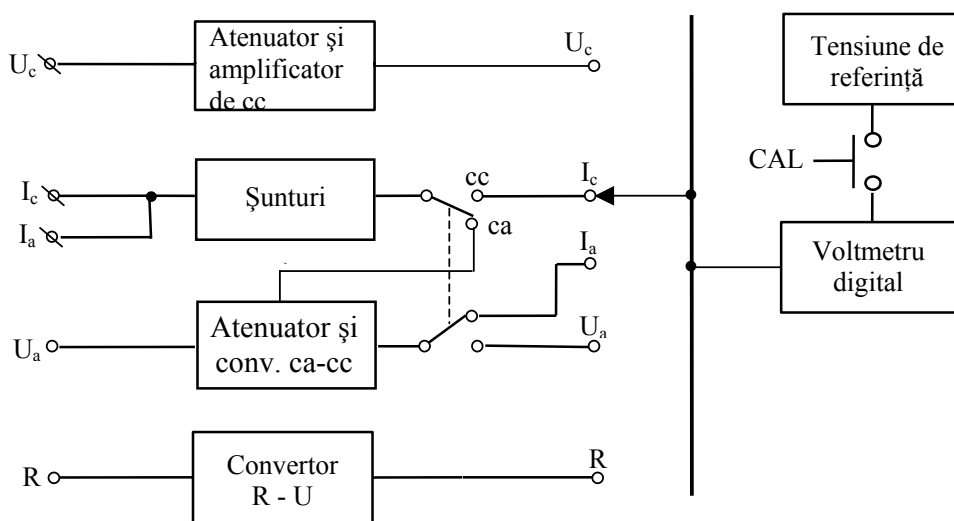


Fig.113 Schema funcțională a unui multimetru digital.

Funcția de ampermetru (miliampermetru) se realizează prin trecerea curentului continuu sau alternativ de măsurat printr-o rezistență calibrată, de regulă cu mai multe trepte (șunt multiplu), corespunzătoare curenților nominali, și măsurarea căderii de tensiune produsă de curent cu ajutorul voltmetrului digital. În figura 114 se observă că la trecerea curentului nominal, șuntul multiplu asigură la ieșire pentru oricare gamă de măsurare o cădere de tensiune de 0,1V.

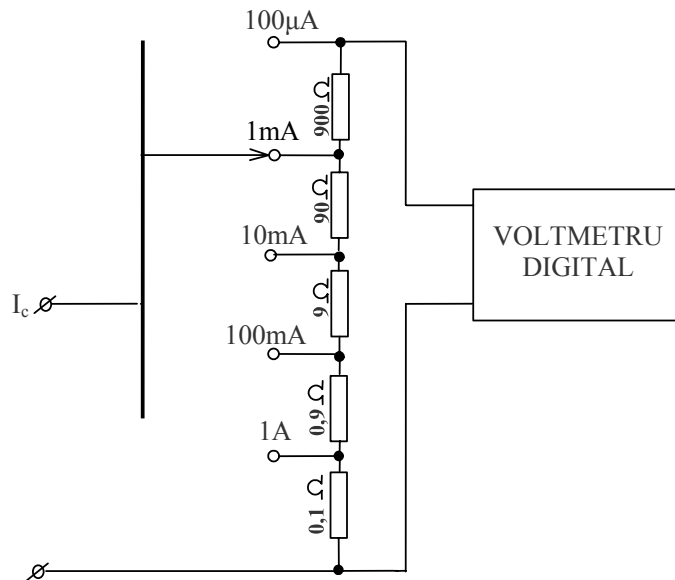


Fig.114 Șunt multiplu pentru funcția de ampermetru digital.

Cu ajutorul unui amplificator de curent continuu, căderea de tensiune aplicată la intrarea voltmetrului digital poate fi ridicată până la valoarea de 1V. Măsurarea curenților alternativi se realizează prin intermediul unui convertor alternativ - continuu de valori medii, fiind preferată varianta în care redresorul este conectat în bucla de reacție a unui amplificator (pentru liniarizarea scării gradate).

Avantajul utilizării voltmetrelor digitale pentru măsurarea curenților prin intermediul căderii de tensiune produsă pe rezistențe calibrate îl constituie simplitatea realizării și utilizarea de voltmetre digitale simple.

În afara ampermetrelor digitale din cadrul multimetrelor, literatura de specialitate prezintă și aparate specializate pentru măsurarea digitală a curentului electric care sunt, în fond, tot voltmetre digitale adaptate însă în mod corespunzător.

Mai jos se prezintă spre exemplu, un ampermetru digital pentru măsurarea curentului prin aproximări succesive (fig.115). Funcționarea acestui aparat este similară cu cea a voltmetrului cu aproximații succesive.

În principiu, curentul de măsurat I_x se compară succesiv cu curenți etalon ponderați binar, cărora li se dau valori din ce în ce mai apropiate de valoarea curentului necunoscut. Ca urmare, schema electrică cuprinde pe lângă un sistem de curenți etalon (obținuți prin intermediul unui convertor digital - analog cu rezistențe ponderate) și un comparator care furnizează semnale logice distincte atunci când curentul de măsurat este mai mare sau mai mic decât curentul etalon.

Funcție de semnalul furnizat de comparatorul C, un dispozitiv de comandă (DC) conectează sau deconectează intreruptoarele k_1, \dots, k_n în mod corespunzător, astfel încât să micșoreze succesiv diferența dintre curentul de măsurat și curentul etalon, până la anularea diferenței. În acest moment starea finală a intreruptoarelor k exprimă în cod binar valoarea curentului de măsurat. După convertirea în cod zecimal, valoarea curentului I_x se citește direct pe sistemul de afișare al ampermetrului.

Alte ampermetre digitale utilizează principiul comparării cantităților de electricitate cu care se încarcă un condensator într-un timp determinat.

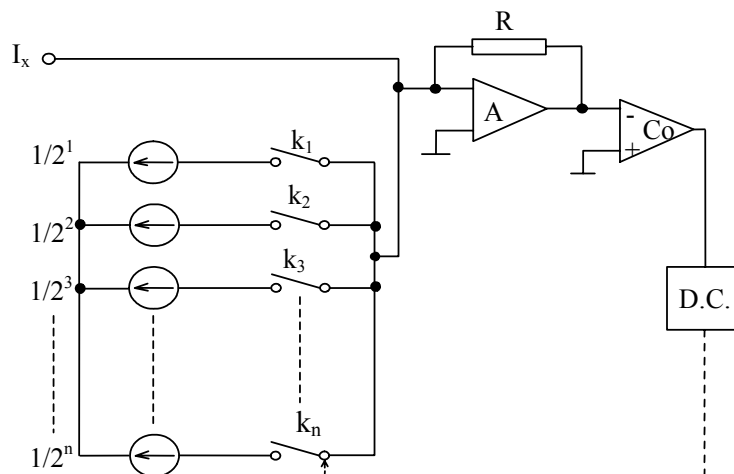


Fig.115 Schema de principiu a unui ampermetru digital cu aproximări succesive.

Multimetrele digitale moderne se prevăd cu o serie de automatizări privind operațiile de calibrare, compensarea unor erori, alegerea gamei optime de măsurare, indicarea polarității, etc.

4.6 Aparate digitale pentru măsurarea mărimilor temporale

4.6.1 Numărătorul universal

Deoarece frecvența și timpul sunt două mărimi fizice care prin natura lor sunt strâns legate între ele, majoritatea aparatelor digitale destinate măsurării frecvenței permit și măsurarea unor mărimi temporale (timpul, perioada, intervalele de timp, defazajele, etc.). Măsurarea digitală a frecvenței se realizează cu mare precizie folosindu-se numărătoarele universale și frecvențmetrele digitale. Ambele tipuri de aparate au elemente componente similare, diferind între ele doar prin modul de interconectare a blocurilor funcționale.

Schema funcțională generală a numărătoarelor universale, implicit și a frecvențmetrelor, se compune din următoarele blocuri funcționale (fig.116): circuitul de intrare CI; poarta principală PP; baza de timp formată dintr-un oscilator cu cuarț OC și un divizor de frecvență DF, unitatea de numărare zecimală UNZ și afișajul DP. Toate elementele aparatului care asigură declanșarea, sincronizarea sau oprirea unor secvențe de lucru sunt reunite în blocul de comandă (unitatea de control logic).

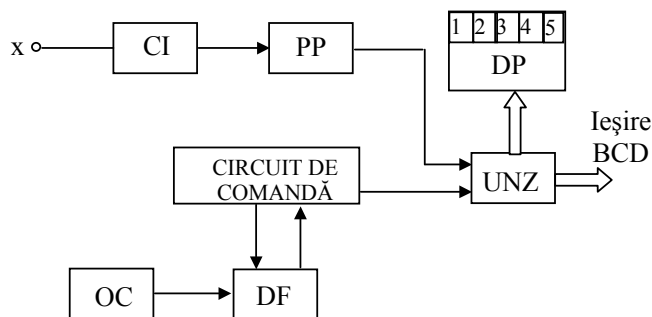


Fig.116 Schema funcțională a unui numărător universal.

Circuitul de intrare are rolul de a converti semnalele de intrare (alternative, impulsuri) într-o formă compatibilă cu logica internă a aparatului, și într-o succesiune de impulsuri de nivel logic „0” și „1”. Circuitul de intrare este alcătuit dintr-un atenuator de intrare, un etaj de limitare a tensiunii cu diode Zener pentru protejarea circuitului, un amplificator de intrare realizat cu tranzistoare cu efect de câmp ce conferă canalului o impedanță de intrare mare și o impedanță de ieșire mică, având

în același timp un reglaj de nivel pentru alegerea punctului de basculare, precum și un trigger Schmitt care transformă semnalul în impulsuri de nivele logice „0” și „1”.

Numărătoarele universale au de obicei două circuite de intrare, pentru a permite accesul și prelucrarea simultană a două semnale.

Poarta principală este în general un circuit logic combinațional cu două intrări. Pe una se aplică semnalul purtător de informație prelucrat în circuitul de intrare, iar pe cealaltă se aplică semnalul de comandă provenit de la baza de timp a aparatului. Când poarta este comandată (semnalul de comandă având nivelul logic „1”), impulsurile de date se pot propaga către numărător.

Oscilatorul cu cuarț produce oscilații cu frecvența de 1 sau 10 MHz, cu erori de bază de 10^{-6} - 10^{-9} , determinând precizia numărătorului universal. Deoarece frecvența de rezonanță a unui cristal de cuarț depinde de temperatură, la aparatele de precizie oscilatorul cu cuarț este termostatat asigurându-se stabilitatea termică necesară.

Baza de timp conține un lanț de divizoare decadice. La ieșirea divizorului de frecvențe se obțin impulsuri la intervale de timp extrem de precise (0,1μs, 1μs, 10μs, ..., 1s, 10s), în funcție de numărul de divizoare conectate în circuit.

Unitatea de numărare zecimală cuprinde numărătoarele decadice, registrele de memorie, decodificatoarele și comanda afișajului. Aici are loc numărarea impulsurilor ce trec prin poartă în timp ce ea este deschisă; după închiderea porții principale numărarea impulsurilor încetează, iar rezultatul măsurării urmează să fie afișat. Pentru a putea transfera la nevoie, informația unui înregistrator sau unui sistem de achiziție de date, ieșirile din elementele de memorie sunt legate și la un conector la care se obține un semnal codificat în BCD.

Circuitul de comandă (unitatea de control logic) este un bloc de interfațare a părților componente ale numărătorului. Acesta poate fi programat manual prin intermediul comutatoarelor de pe panoul aparatului, automat intern de către un microprocesor în conformitate cu instrucțiunile din memoria de tip ROM, sau automat extern când aparatul este conectat la un sistem automat de măsurare (achiziție și prelucrare de date), de către controlerul acestui sistem, de obicei tot un microprocesor. Dintre funcțiunile îndeplinite de acest bloc se enumeră:

- alegerea modului de operare a aparatului: numărarea (totalizarea) impulsurilor, măsurarea frecvenței, măsurarea perioadei, măsurarea unui raport de frecvențe, măsurarea unui interval de timp, măsurarea defazajului dintre două semnale, etc.

- comanda porții principale;
- generarea impulsurilor de ștergere a numărătoarelor decadice și de comandă a transferului informației din memorie către afișaj;
- controlul timpului de afișare;
- comanda transferului informației către un dispozitiv conectat la ieșirea BCD a aparatului;
- comanda diverselor indicatoare optoelectronice (unitatea de măsură, depășirea limitei de măsurare, punctul zecimal, semnalizarea stării porții principale, etc.).

4.6.2 Principiul măsurării digitale a frecvenței

Frecvența fiind definită ca numărul de perioade într-o unitate de timp, măsurarea frecvenței se reduce la măsurarea perioadelor într-un interval de timp.

Mărimea măsurată se consideră a fi tensiunea $u(f_x)$ periodică, sinusoidală sau nesinusoidală. Circuitul de intrare (CI) dispune de un reglaj al nivelului de basculare al triggerului Schmitt, rezultând impulsuri logice - câte un impuls pe perioadă. Baza de timp OC+DF asigură impulsuri la intervale de timp foarte exacte, de $T = 10^{-n}$ s ($n = 6, 5, \dots, 0, -1$), dacă oscilatorul cu cuarț (OC) generează oscilații de 1 sau 10MHz, sau intervale de timp $10^k T_e$ ($k = 0, 1, \dots, 7$), dacă referința este asigurată de un generator etalon extern cu frecvența $f_e = 1/T_e$.

Poarta principală (PP) va fi deschisă un interval de timp T dintre două impulsuri consecutive. În acest interval de timp impulsurile cu frecvența de măsurat f_x sunt numărate în unitatea de numărare zecimală (UNZ), rezultatul fiind afișat până când operatorul sau circuitul de comandă automată declanșează o nouă măsurare.

Între intervalul de timp de numărare T , numărul de impulsuri înregistrate N și frecvență, există următoarea relație:

$$N = T f_x$$

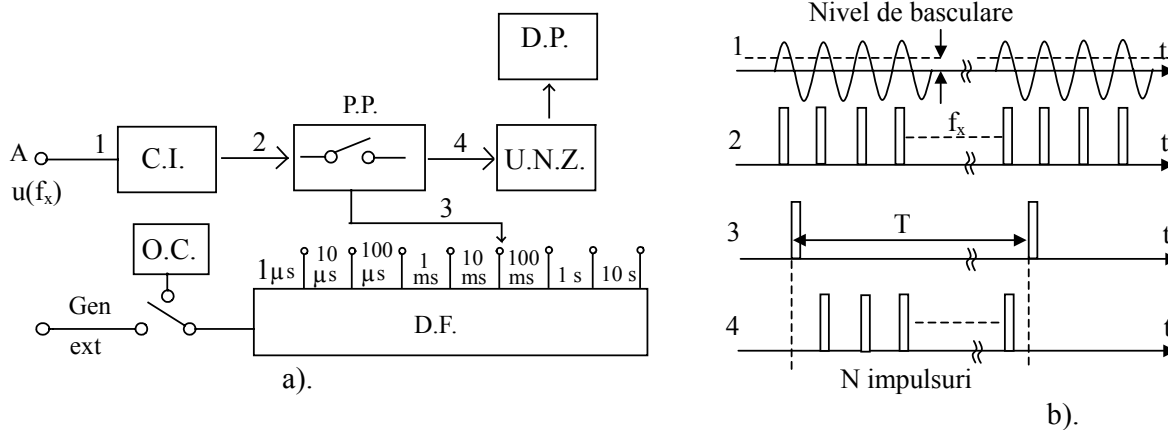


Fig.117 Principiul măsurării digitale a frecvenței:

a - schema funcțională a frecvențmetrului digital; b - diagrama impulsurilor.

Aparatul afișează direct frecvența măsurată în Hz, kHz sau MHz, în funcție de poziția selectorului bazei de timp, iar punctul zecimal se deplasează pe afișaj în mod corespunzător.

4.6.3 Principiul măsurării raportului a două frecvențe

Cu numărătorul universal se pot compara ușor două frecvențe. Rolul oscilatorului cu cuarț (OC) este luat de semnalul de frecvență mai mică ce se aplică la intrarea B a aparatului, în rest aparatul funcționând ca și frecvențmetrul.

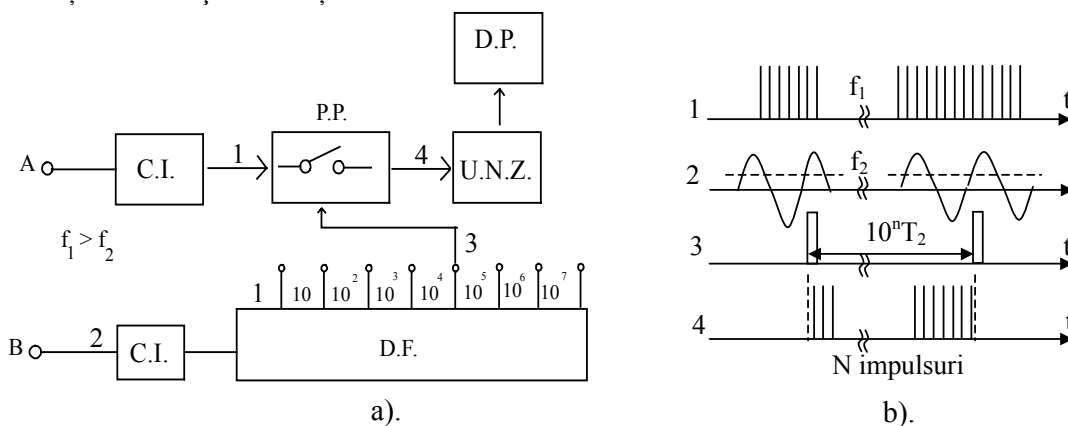


Fig.118 Măsurarea raportului a două frecvențe:

a - schema funcțională; b - diagrama impulsurilor.

Aparatul are două intrări, cu circuitele aferente. Semnalul de la intrarea B, de frecvență \$f_2 < f_1\$ și perioadă \$T_2\$, după formare este aplicat divizorului decadic de frecvență (DF), obținându-se impulsuri la intervale de timp \$\tau = 10^n T_2\$ (\$n = 0, 1, 2, \dots, 6\$). Din două impulsuri consecutive, unul se utilizează pentru deschiderea porții principale (PP), celălalt pentru închiderea acesteia. Unitatea de numărare zecimală va număra \$N\$ impulsuri, fiind valabilă relația:

$$N = \tau f_1 = 10^n T_2 f_1 = 10^n \frac{f_1}{f_2}, \text{ sau } \frac{f_1}{f_2} = 10^{-n} N.$$

Raportul celor două frecvențe este afișat, punctul zecimal fiind deplasat spre stânga celei mai puțin semnificative cifre cu \$n\$ poziții, operație controlată de circuitul de comandă (nu apare în fig.118).

4.6.4 Principiul măsurării perioadei

În modul de lucru ca frecvențmetru se pot obține precizii ridicate la frecvențe relativ mari, când în intervalul de timp dat de baza de timp trece un număr suficient de mare de impulsuri încât să fie utilizate toate cifrele afișajului.

Pentru a putea fi asigurată o precizie înaltă și la măsurarea frecvențelor mici, s-a prevăzut posibilitatea de măsurare a perioadei unui semnal.

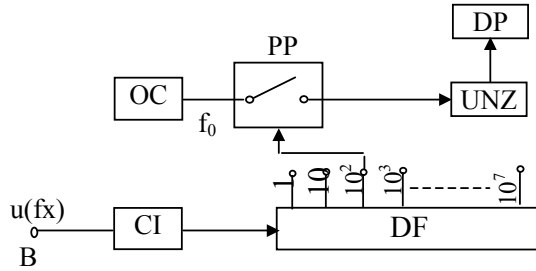


Fig.119 Măsurarea perioadei unui semnal.

Frecvența necunoscută se divizează decadic în divizorul de frecvență. În intervalul $\tau = 10^n T_x$ dintre două impulsuri consecutive ale bazei de timp, se înregistrează N impulsuri de frecvență f_0 ale oscilatorului (OC). În acest mod de lucru este valabilă relația:

$$N = f_0 10^n T_x = \frac{f_0}{f_x} 10^n; \quad T_x = \frac{N}{f_0} 10^{-n}.$$

Măsurarea se face pe 10^n perioade pentru obținerea unei precizii cât mai ridicate, afișându-se valoarea medie a lui T_x pe 10^n perioade.

Acest mod de lucru prezintă inconvenientul efectuării unui calcul pentru obținerea frecvenței semnalului de măsurat în funcție de perioada afișată.

4.6.5 Principiul măsurării intervalelor de timp

Pentru măsurarea intervalului de timp dintre două puncte diferite de pe aceeași curbă sau dintre două puncte de pe două curbe diferite, de aceeași frecvență, se utilizează schema din fig.120, care permite atât măsurarea unui interval de timp, cât și medierea a 10^n intervale consecutive.

Aparatul utilizează cele două intrări dacă intervalul de timp se măsoară între două puncte aparținând unor tensiuni separate (comutatorul k pe poziția deschis), respectiv o singură intrare dacă se măsoară un interval de timp dintre două puncte aparținând aceleiași tensiuni (comutatorul k pe poziția închis). Circuitele de intrare (CI) prevăzute cu controlul nivelului, pot da la ieșirile (1) sau (2) impulsuri dreptunghiulare care încep și se termină practic în oricare punct al curbei de variație a tensiunii. Comutatoarele de pantă au rolul de a activa circuitele de comandă a pornirii și opririi (CP, CO) pe frontul pozitiv sau negativ al curbelor. Poarta principală (PP) este deschisă între impulsurile *Start* și *Stop*, prin ea trecând către unitatea de numărare zecimală (UNZ) impulsurile de la oscilatorul de cuarț (OC), de frecvență f_0 . Impulsurile *Stop* se aplică și divizorului decadic al bazei de timp; UNZ totalizează impulsurile primite în cele 10^n intervale consecutive, numărarea fiind oprită de impulsul emis de DF, după numărarea a 10^n impulsuri *Stop*. Simultan se comandă ștergerea numărătorului din UNZ și transferul informației la registru. Afișarea se va face astfel încât punctul zecimal să țină cont de numărul de perioade pe care s-a mediat intervalul de timp.

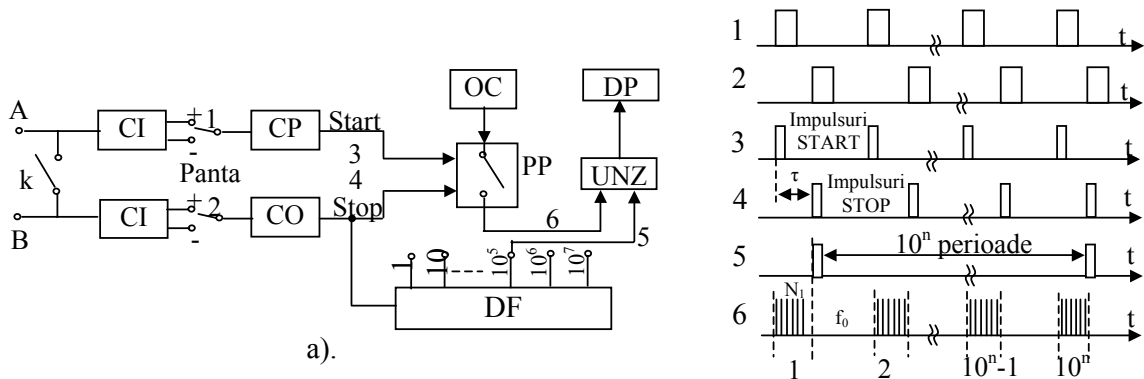


Fig.120 Măsurarea intervalelor de timp:
a - schema funcțională; b - diagrama impulsurilor.

Numărul mediu de impulsuri într-un singur interval de timp este $N_1 = N/10^n = 10^{-n}N$, iar valoarea timpului este $\tau = 10^{-n}N/f_0 = NT_010^{-n}$ (μs , ms , s).

Pe lângă modurile de lucru ale numărătorului universal menționate, se prevăd și alte funcțiuni care permit exploatarea unor subansambluri ale acestuia. Conectând la intrare semnale periodice sau aleatoare care trebuie totalizate, din schema bloc se utilizează doar circuitul de intrare, numărătorul din UNZ și afișajul. Aparatul va funcționa ca *totalizator* de impulsuri.

Deoarece oscilatorul cu cuarț este foarte precis, aparatul se utilizează și în calitate de *cronometru*. În acest scop se folosește circuitul de intrare, oscilatorul cu cuarț, poarta principală, UNZ și DP.

Unele numărătoare universale se pot utiliza ca *divizoare de frecvență*. Pentru aceasta circuitul de intrare (CI) se conectează în serie cu divizorul de frecvență (DF). La intrare se aplică tensiunea cu frecvența de divizat, iar cu comutatorul bazei de timp se selectează factorul de divizare. Semnalul de frecvență divizată cu 10^n se obține la o bornă de ieșire situată de obicei pe panoul din spatele aparatului. În acest caz nu se afișează nimic, așa încât UNZ și DP nu funcționează.

5. MĂSURAREA ELECTRICĂ A MĂRIMILOR

5.1 Măsurarea rezistenței electrice

5.1.1 Generalități

Rezistența este mărimea fizică a cărei măsurare se realizează într-un larg interval valoric, de la $10^{-8} \Omega$ (rezistențe de contact, rezistențele unor conductoare masive) și până la $10^{18} \Omega$ (rezistențele unor izolanți de bună calitate) în gama frecvențelor de la 0 (c.c.) până la sute de MHz. Rezistența se poate măsura fie în c.c., fie în c.a. În consecință s-a dezvoltat o mare varietate de metode de măsurare în funcție de intervalul valoric, frecvență, eroare admisibilă, cerințe impuse modului de afișare (analogic sau digital).

Alegerea unei anumite metode este condiționată în principal de ordinul de mărime prezumat pentru rezistență și de precizia impusă măsurării.

În c.c., rezistența unui receptor pasiv este definită ca raportul dintre tensiunea la bornele sale și curentul care-l străbate:

$$R = \frac{U}{I}, \text{ fiind constantă.}$$

Metodele de măsurare a rezistențelor în c.c. sunt:

1. *metoda directă*, în care se citește valoarea rezistenței pe scara gradată sau pe panoul de afișare al Ω -metrului sau $M\Omega$ -metrului (analogic sau digital), folosite în funcție de ordinul de mărime ale rezistențelor;

2. *metoda directă cu substituție*, în care precizia măsurării este determinată de precizia rezistenței de comparație utilizată și de stabilitatea sursei de tensiune continuă de alimentare.

Metoda directă și metoda directă cu substituție sunt utilizate în măsurări de precizie medie, cu aparatele analogice obținându-se precizii de 4-5%, iar cu aparatele digitale precizia crescând la 0,05-0,5 %.

3. *metoda indirectă a A-metrului și V-metrului*, care folosind 2 aparate, realizează o precizie de măsurare mai redusă. Precizia în metoda indirectă este funcție de precizia aparatelor folosite și de montajul adoptat (amonte sau aval).

4. *metodele de punte*, la care precizia măsurării este funcție de clasa de precizie a punții. Rezistențele mici ($10^{-6}\Omega - 1\Omega$) se măsoară cu puntea Thomson; rezistențele medii ($1\Omega - 10^6\Omega$) se măsoară cu puntea Wheatstone; rezistențele mari (peste $10^6 \Omega$) se măsoară cu puntea Megohm.

5. *metode de punte cu substituție*, la care precizia măsurării depinde numai de precizia cu care este cunoscută rezistența etalon care se substituie mărimii de măsurat.

Această metodă este indicată pentru măsurările de foarte mare precizie, atingându-se precizii de 0,005 – 0,001%.

În c.a., rezistența unui receptor pasiv este definită ca raportul dintre puterea activă consumată de receptor și pătratul valorii efective a curentului alternativ care-l străbate:

$$R = \frac{P}{I^2}.$$

În c.a. rezistența variază în funcție de frecvența tensiunii de alimentare, ca o consecință a efectului pelicular, a efectului de proximitate, a pierderilor prin curenți turbionari și prin histerezis.

Măsurarea rezistenței în c.a. se face printr-o metodă indirectă: se determină puterea consumată de receptor cu un wattmetru, iar cu un ampermetru valoarea efectivă a curentului ce-l străbate. Limita superioară a intervalului de frecvență al aparatelor folosite trebuie să fie mai mare decât frecvența la care se măsoară rezistența.

5.1.2 Metode directe de măsurare a rezistenței

Aparatele care permit măsurarea directă a rezistențelor se numesc ohmmetre (intervalul de măsurare este sub 10^4 - $10^6\Omega$) și megohmmetre (intervalul de măsurare este mai mare decât 10^4 - $10^6\Omega$).

Având în vedere relația de definiție $R = \frac{U}{I}$, rezultă că pentru a se măsura o rezistență se

pot adopta următoarele variante:

a) să se mențină constantă tensiunea la bornele rezistenței și să se măsoare curentul prin rezistență;

b) să se mențină constant curentul și să se măsoare tensiunea la bornele rezistenței.

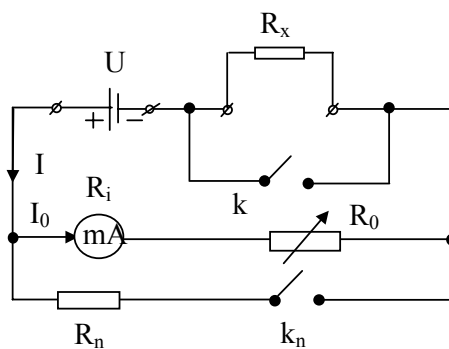
Prima variantă este utilizată la Ω -metrele analogice, iar cea de-a doua la Ω -metrele digitale.

5.1.2.1 Ω -metre și $M\Omega$ -metre magnetoelectrice analogice

Un aparat destinat măsurării unei rezistențe este alcătuit din:

- sursă de tensiune continuă (electrochimică sau electronică);
- instrumentul indicator (mA sau logometru megnetoelectric);
- elemente de reglaj pentru curentul de deviație maximă și rezistențe pentru schimbarea gamei de măsurare.

5.1.2.1.1 *Ohmmetrul cu schemă serie*, este utilizat pentru măsurarea rezistențelor cu valori cuprinse între $10^4 - 10^6 \Omega$.



U – baterie uscată de $1,5 \div 30V$;
 R_0 – rezistență de reglaj ;
 K_n – comutator de schimbare a gamei de măsurare .

Fig.121 Ohmmetrul cu schemă serie.

Deoarece tensiunea sursei de alimentare nu este constantă în timp, modificându-se între limitele U_{max} și U_{min} (datorită descărcării bateriei), în schemă a fost necesar să se conecteze rezistorul de reglaj R_0 .

Dacă k – închis ($R_x = 0$) și k_n – deschis, rezultă expresia curentului prin instrument:

$$I_0 = \frac{U}{R_0 + R_i} .$$

Scurtcircuitându-se bornele de intrare (k – închis), deviația acului indicator trebuie să fie maximă (α_{max}), ceea ce se obține prin modificarea rezistenței R_0 .

Presupunând închis unul din întrerupătoarele k_n , curentul prin miliampermetru este:

$$I_0 = \frac{U \cdot R_n}{R_x (R_0 + R_i + R_n) - R_n (R_0 + R_i)} , \text{ care va determina deviația } \alpha \text{ a acului}$$

indicator ($\alpha = I / C_i$).

R_n ($n = 1, 2, 3, 4, \dots$) au rolul de a schimba gama de măsurare a aparatului.

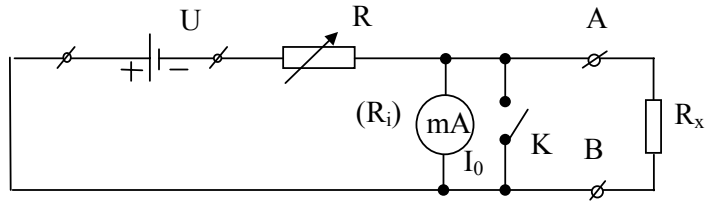
Observații:

- Caracteristica statică de transfer $\alpha = f(R_x)$ are caracter hiperbolic. Scara este gradată neuniform, cu o densitate mai mare a gradațiilor către valoarea $R_x = \infty$.

- Scara este gradată invers, deviația $\alpha = 0$ corespunzând la $R_x = \infty$ și deviația $\alpha = \alpha_{max}$, corespunzând la $R_x = 0$.

- Rezistența R_n corespunzătoare unui anumit domeniu de măsurare se dimensionează din condiția ca $\alpha = \frac{\alpha_{max}}{2}$ să corespundă unei valori impuse pentru rezistența de măsurat.

5.1.2.1.2 Ohmmetrul cu schemă paralel, se utilizează la măsurarea rezistențelor mici (sub $10^2 \Omega$).



R – rezistență pentru reglajul de infinit al ohmmetrului

Fig.122 Ohmmetrul cu schemă paralel.

Curentul prin miliampermetru este:

$$I_0 = \frac{U}{\frac{R_x \cdot R_i}{R_x + R_i} + R} \cdot \frac{R_x}{R_x + R_i}$$

Observații:

- Caracteristica statică de transfer $\alpha = f(R_x)$ este neliniară, deci scara este neuniformă.
- Scara este gradată în sens normal, crescător. Pentru $R_x = 0, \alpha = 0$ iar pentru $R_x = \infty, \alpha = \alpha_{\max}$.
- Pentru $R_x = \infty$ (rezistența R_x neconectată, sau bornele libere) se face reglajul de maxim, $\alpha = \infty$, când

$$I_0 = I_{\max} = \frac{U}{R + R_i}$$

Precizia ohmmetrelor, în zona mijlocie a scării este de 2...5%, exprimată în procente din lungimea totală a scării gradate.

5.1.2.1.3 Megohmmetrul logometric, este realizat asemănător cu ohmmetrul cu schemă serie însă are ca sursă internă un generator (inductor) care furnizează o tensiune ridicată, de 500, 1000 sau 2500V, corespunzătoare cu cerințele circuitului în care se măsoară rezistența (de exemplu, rezistența de izolație a unei instalații electrice). Ca instrument indicator se folosește un logometru magnetoelectric (realizat din două bobine decalate la 90° , cuplate pe același ax, fără resorturi). La echilibru, momentele celor două cupluri care acționează asupra bobinelor devin egale, iar deviația este o funcție de raportul curenților ce parcurg cele două bobine:

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$$

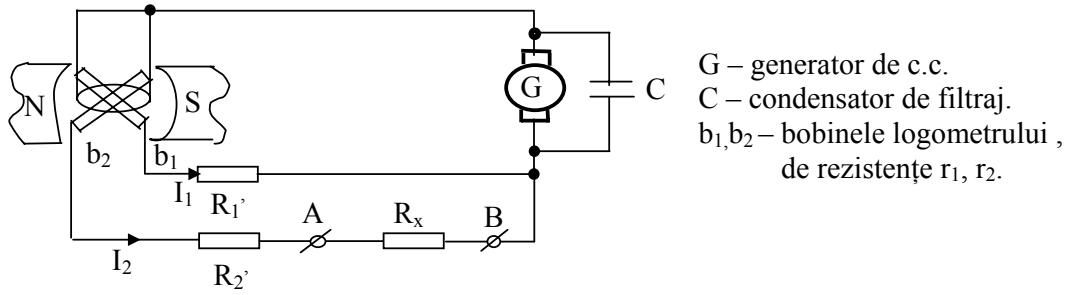
Înlocuind curenții cu expresiile :

$$I_1 = \frac{U}{R_1}, \quad \text{unde} \quad R_1 = R_1' + r_1$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2 + R_x}, \quad R_2 = R_2' + r_2$$

se obține :

$$\alpha = f\left(\frac{R_2 + R_x}{R_1}\right)$$



G – generator de c.c.
 C – condensator de filtraj.
 b₁, b₂ – bobinele logometrului ,
 de rezistențe r₁, r₂.

Fig.123 Megohmmetrul magnetoelectric.

Observații:

- Caracteristica statică de transfer a megohmmetrului logometric este liniară.
- Indicația α este independentă de tensiunea sursei, adică de viteză de rotație a indusului generatorului.
- Intervalul de măsurare: (0,02 – 0,2)MΩ până la (50- 500)MΩ , în unele cazuri ajungându-se până la valoarea de 10000MΩ. Precizia maximă nu depășește clasa 1.

5.1.2.2 Ohmmetre electronice analogice și digitale

Pentru realizarea ohmmetrelor electronice se utilizează două principii:

- prin măsurarea căderii de tensiune pe rezistența de măsurat (R_x);
- prin conectarea rezistenței de măsurat (R_x) în bucla de reacție a unui amplificator operațional.

Se folosește deci, conversia rezistență – tensiune, obținându-se o tensiune funcție de rezistența de măsurat care este măsurată analogic sau digital.

În prima variantă de conversie (fig.124.a.) se utilizează o sursă de curent constant care debitează pe rezistența de măsurat (R_x). Căderea de tensiune la bornele R_x este amplificată de amplificatorul operațional A, a cărui tensiune de ieșire este măsurată de un voltmetru (analogic sau digital). Gamele de măsurare sunt obținute prin comutarea rezistențelor de reacție ale amplificatorului A și prin modificarea curentului generat de sursă.

A doua variantă de conversie este prezentată în fig.124.b. Intrarea inversoare a amplificatorului A fiind practic la potențialul masei, rezultă:

$$\frac{U_2}{U_{ref}} = \frac{R_x}{R_{ref}}, \quad \text{și} \quad R_x = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} U_2.$$

Tensiunea U₂ măsurată de voltmetru este proporțională cu R_x.

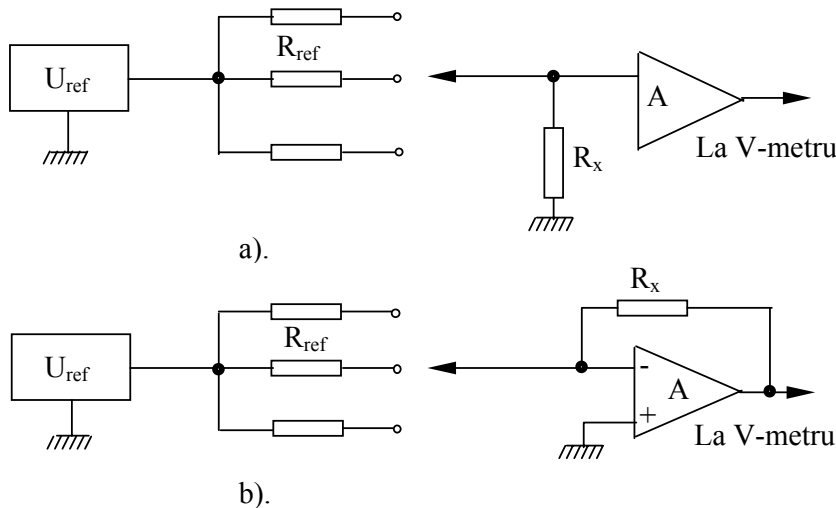


Fig.124
 Ohmmetru electronic:
 a - varianta 1;
 b - varianta 2.

5.1.3 Metoda directă cu substituție pentru măsurarea rezistenței

În metoda directă cu substituție, este folosit un singur aparat indicator: ampermetru, voltmetru sau logometru magnetoelectric. Precizia de măsurare a rezistenței R_x este independentă de clasa de precizie a aparatului folosit. În schemele din figura 125, a și b, rezistența necunoscută R_x se montează în paralel cu o rezistență de precizie R_c reglabilă, de valoare cunoscută.

Metoda implică două măsurări succesive, rezistența de măsurat R_x fiind înlocuită cu rezistența R_c , care se reglează până când se obține aceeași indicație a aparatului indicator, pentru ambele poziții ale comutatorului k .

Valoarea mărimii de măsurat R_x este egală cu valoarea mărimii reglate R_c .

În schema din figura 125, c, R_x este conectată în serie cu una din bobinele mobile ale logometrului magnetoelectric, iar R_c în serie cu cealaltă. Se variază rezistența de precizie R_c , până când logometrul magnetoelectric indică valoarea zero.

Precizia de măsurare depinde de precizia cu care se cunoaște rezistența R_c și de stabilitatea sursei de tensiune.

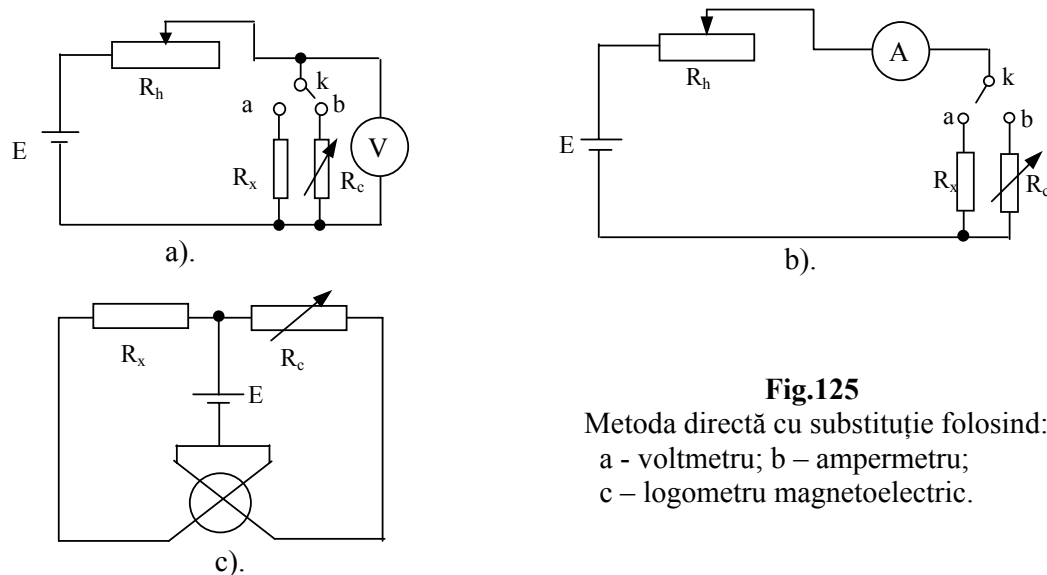


Fig.125

Metoda directă cu substituție folosind:
a - voltmetru; b – ampermetru;
c – logometru magnetoelectric.

5.1.4 Metoda indirectă (a ampermetrului și voltmetrului) de măsurare a rezistenței

Metoda indirectă se utilizează la măsurarea rezistențelor a căror valoare depinde de tensiunea aplicată.

Pentru măsurarea rezistenței în c.c. prin metoda indirectă se utilizează două aparate de precizie: un ampermetru și un voltmetru. După modul de montare a voltmetrului față de ampermetru se disting: *montajul amonte* (fig. 126 a) și *montajul aval* (fig. 126 b).

Notând cu U și I indicațiile voltmetrului și ampermetrului, dacă se calculează rezistența cu relația:

$$(R_x)_{\text{măsurat}} = \frac{U}{I},$$

se obține o eroare sistematică de metodă ce trebuie corectată.

Cunoscându-se rezistențele interne ale aparatelor (R_A și R_V), expresiile corecte ale rezistenței se stabilesc ținând seama de consumurile acestora :

- în *montaj amonte*, ținând cont de căderea de tensiune pe rezistența internă a ampermetrului, rezultă :

$$R_x = \frac{U_R}{I} = \frac{U - R_A I}{I} = \frac{U}{I} - R_A.$$

Eroarea absolută sistematică de metodă este:

$$\Delta R_x = (R_x)_{\text{măsurat}} - R_x = R_A,$$

iar eroarea relativă rezultă $\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_A}{R_x}$.

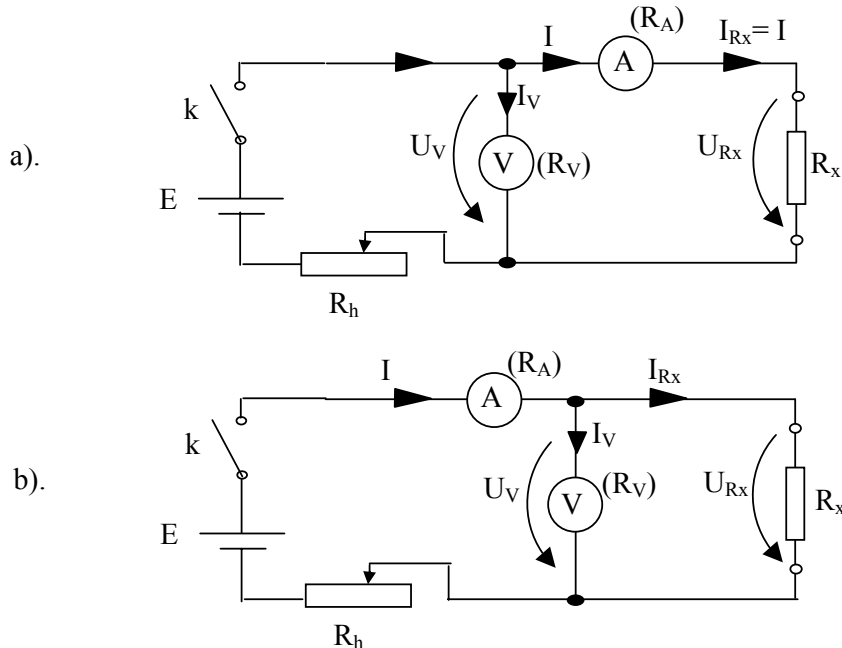


Fig.126 Metoda indirectă de măsurare a rezistenței:
a – montajul amonte; b – montajul aval.

- în *montaj aval*, ținând seama de curentul ce trece prin voltmetru, rezultă:

$$R_x = \frac{U}{I_R} = \frac{U}{I - I_V} = \frac{U}{I - \frac{U}{R_V}}$$

Eroarea absolută sistematică de metodă se determină cu relația:

$$\Delta R_x = (R_x)_{\text{masurat}} - R_x = \frac{R_x R_V}{R_x + R_V} - R_x = -\frac{R_x^2}{R_x + R_V},$$

iar eroarea relativă este:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = -\frac{R_x}{R_x + R_V} = -\frac{1}{1 + \frac{R_V}{R_x}}$$

Observații :

- Eroarea relativă de metodă în montaj amonte este pozitivă și cu atât mai mică, cu cât rezistența \$R_x\$ de măsurat este mai mare decât rezistența internă \$R_A\$ a ampermetrului.
- Eroarea relativă de metodă în montaj aval este negativă și cu atât mai mică cu cât rezistența \$R_x\$ de măsurat este mai mică decât rezistența \$R_V\$ a voltmetrului.
- Pentru măsurarea unei rezistențe mici se va adopta montajul *aval*, iar pentru o rezistență mare montajul *amonte*.
- Pentru ca erorile relative limită să fie minime, la măsurarea unei rezistențe \$R_x\$ cu un ampermetru având rezistența \$R_A\$ și cu un voltmetru având rezistența \$R_V\$, se va alege montajul:

- *aval* dacă $R < \sqrt{R_A R_V}$;
- *amonte* dacă $R > \sqrt{R_A R_V}$.

5.1.5 Metode de punte pentru măsurarea rezistenței

În funcție de valoarea rezistenței se utilizează: puntea Thomson, puntea Wheatstone și puntea Megohm.

5.1.5.1. *Metoda de punte cu substituție.* Utilizând o punte Wheatstone, cu ajutorul acestei metode se pot realiza măsurări de precizie ridicată a rezistențelor (0,005%).

Într-o metodă de punte cu substituție se fac două măsurări succesive, rezistența de măsurat fiind înlocuită cu o rezistență de precizie, de valoare foarte apropiată. Deci măsurarea comportă două etape: a) se măsoară cu puntea Wheatstone rezistența necunoscută R_x , obținându-se:

$$R_x = \frac{a}{b}; R_1 = kR.$$

b) se înlocuiește rezistența R_x cu o rezistență de precizie, cunoscută, R_e , care se măsoară cu același raport $\frac{a}{b}$: $R_e = \frac{a}{b}; R_2 = kR.$

(R_1 și R_2 sunt valorile rezistenței reglabile a punții, pentru care se obține echilibrul în prima, respectiv în a doua etapă a măsurării).

Rezultă :

$$R_x = R_e \left(1 + \frac{R_1 - R_2}{R_2} \right).$$

Deoarece R_e este foarte apropiat de R_x și termenul $\frac{R_1 - R_2}{R_2}$ poate fi făcut suficient de mic, rezultă că eroarea cu care se determină R_x depinde de precizia cu care este cunoscută R_e , fiind independentă de precizia punții utilizate.

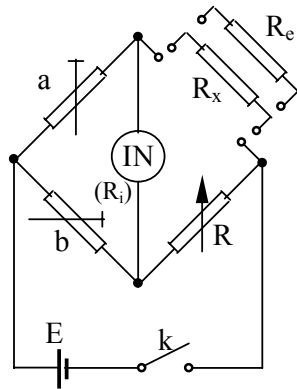


Fig.127
Metoda de punte cu substituție.

5.2 Măsurarea capacității

5.2.1 Generalități

Capacitatea, ca și impedanța în general, se poate măsura prin una din următoarele metode: metoda directă, metoda indirectă și metoda de punte.

Metoda directă folosește aparate electronice numite *capacimetre* și se poate utiliza pentru măsurarea capacităților cu valori cuprinse între miimi de picofarazi și zeci de nanofarazi, cu precizie de 0,2% până la 4%, în funcție de indicatorul folosit (analogic sau digital).

Metoda indirectă utilizează ampermetrul și voltmetrul în cele două tipuri de montaje: aval și amonte, cu o precizie de măsurare între 1% și 2%.

Metodele de punte sunt cele mai utilizate și precise (0,1% până la 0,5%), folosindu-se punți simple în c.a., punți cu transformatoare, punți de rezonanță, punți cu circuite de măsurare în dublu T și punți digitale automate.

5.2.2 Metoda directă de măsurare a capacității. Capacimetre

În general, capacimetrele funcționează după principiul obținerii unei tensiuni sau a unui curent proporțional cu capacitatea de măsurat și al măsurării tensiunii sau curentului cu un aparat analogic sau digital.

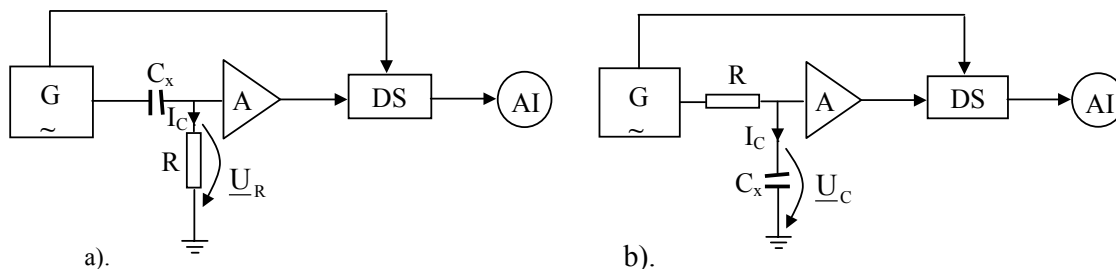


Fig.128 Capacimetre: a - capacimetru pentru capacități mici; b - capacimetru pentru capacități mari; G - generator de semnal; R - rezistență etalon; DS - detector sincron; AI - aparat indicator.

Pentru măsurarea unei capacități mici se folosește schema din fig.128a. Se măsoară căderea de tensiune la bornele unei rezistențe etalon R, produsă de curentul I_c care parcurge capacitatea necunoscută C_x , la aplicarea unei tensiuni alternative cunoscute \underline{U} . Rezistența R are o valoare foarte mică în comparație cu reactanța capacitivă $X_c = \frac{1}{\omega C_x}$, și

$$U_R = RI = R\omega UC_x,$$

unde: U este tensiunea de frecvență f furnizată de generator și $\omega = 2\pi f$.

Pe baza relației de mai sus rezultă:

$$C_x = \frac{U_R}{R\omega U} = KU_R.$$

Capacitatea C_x este proporțională cu tensiunea U_R , care se măsoară, după amplificare și detecție sincronă, cu un voltmetru.

Schema este adecvată pentru măsurarea unor capacități mici de la pF până la zeci de nF. Pentru măsurarea unei capacități mari, se folosește schema din fig.128b.

Rezistența R are o valoare foarte mare în comparație cu reactanța capacitivă $X_c = \frac{1}{\omega C_x}$.

Tensiunea la bornele condensatorului C_x va fi:

$$U_c = \frac{I_c}{\omega C_x} = \frac{U}{\omega RC_x}.$$

$$\text{Rezultă: } C_x = \frac{U}{\omega R U_c} = \frac{K_2}{U_c}.$$

Capacitatea C_x este invers proporțională cu tensiunea la bornele ei; tensiunea se măsoară, după amplificare și detecție sincronă, cu un voltmetru.

Schema este folosită pentru măsurarea unor capacități între $0,1\mu\text{F} \div 1\text{F}$.

5.2.3 Metoda indirectă (a ampermetrului și voltmetrului) pentru măsurarea capacității

Această metodă folosește voltmetrul și ampermetrul în montajele amonte și aval, precizia de măsurare fiind între 1 și 2%. În montaj (fig.129) sunt conectate aparate analogice (ampermetru și voltmetru) de clasă 0,2 sau 0,5.

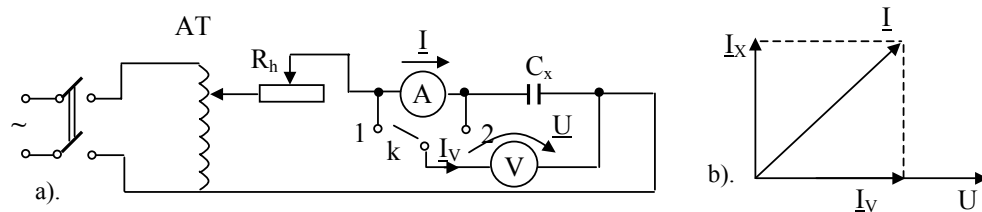


Fig.129 Metoda indirectă a ampermetrului și voltmetrului pentru măsurarea capacității: a - schema de montaj; b - diagrama fazorului la montaj aval.

AT-autotransformator; F-frecvențmetru; R_h -reostat de reglaj.

Notându-se indicațiile aparatelor cu U și I , iar rezistențele interne ale voltmetrului și ampermetrului cu R_V și R_A , relațiile de calcul pentru capacitate în cele două cazuri vor fi:

a) *Montaj amonte* (comutatorul k pe poziția 1). Deoarece $I_x = I$, tensiunea \underline{U} va fi:

$$\underline{U} = \left(R_A - \frac{j}{\omega C_x} \right) \underline{I}$$

deci:

$$U = \sqrt{R_A^2 + \frac{1}{\omega^2 C_x^2}} \cdot I, \text{ de unde } \frac{U}{I} = \sqrt{R_A^2 + \frac{1}{\omega^2 C_x^2}}.$$

Rezultă:

$$C_x = \frac{1}{\omega \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R_A^2}}, \text{ și montajul amonte se utilizează pentru măsurarea}$$

capacităților de valoare mică.

b) *Montaj aval* (comutatorul k pe poziția 2). Deoarece $\underline{U}_x = \underline{U}$ și $Z_x = \frac{U}{I_x} = \frac{1}{\omega C_x}$, iar

$$\underline{I} = \underline{I}_x + \underline{I}_v, \quad I_x^2 = I^2 - I_v^2, \text{ rezultă:}$$

$$C_x = \frac{1}{\omega U} I_x = \frac{1}{\omega U} \sqrt{I^2 - \left(\frac{U}{R_v}\right)^2}.$$

Montajul aval se folosește pentru măsurarea capacităților mari.

Observații:

- Deoarece în relațiile de calcul ale capacității necunoscute intervine pulsația $\omega = 2\pi f$, rezultă că este necesară măsurarea frecvenței cu frecvențmetrul F.

- Metoda industrială se aplică pentru măsurarea capacităților mai mari de $0,5\mu\text{F}$.

5.2.4 Metode de punte pentru măsurarea capacității

5.2.4.1 *Puntea Sauty cu schemă echivalentă serie*. În fig.130a, este reprezentată puntea Sauty cu schemă echivalentă serie pentru măsurarea capacității condensatoarelor.

Condensatorul de măsurat, conectat în latura BD, este reprezentat printr-o schemă echivalentă serie (C_x, R_x). În latura BC se conectează un condensator etalon, reprezentat prin

schema echivalentă serie (C_e, R_e). În punte se mai află R_1 și R_2 , rezistențe decadice reglabile, iar R_2 este o rezistență braț de punte.

Impedanțele din punte sunt:

$$\underline{Z}_1 = R_1;$$

$$\underline{Z}_2 = R_2;$$

$$\underline{Z}_3 = R + R_e + \frac{1}{j\omega C_e};$$

$$\underline{Z}_4 = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}.$$

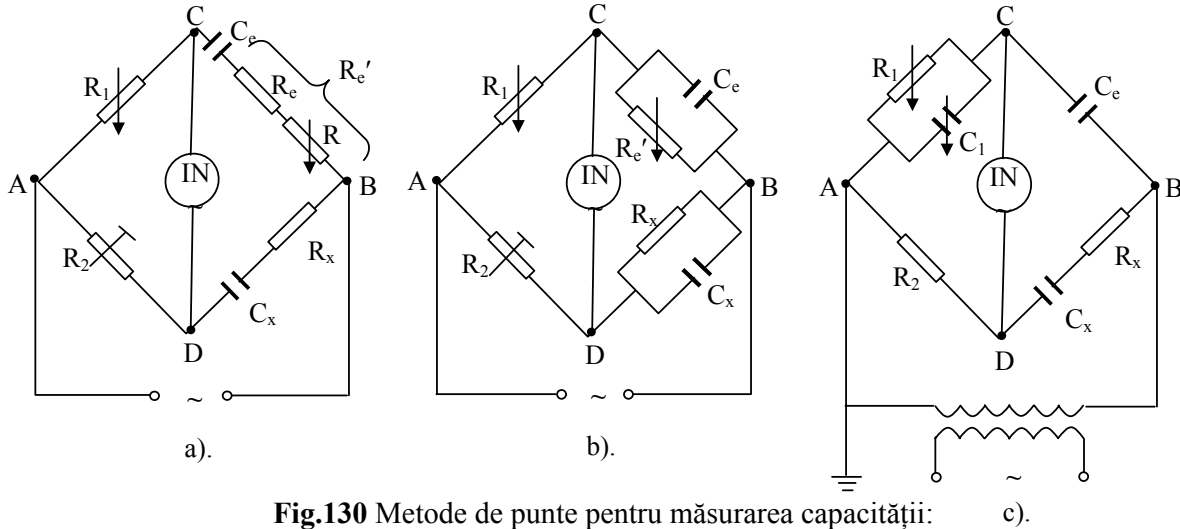


Fig.130 Metode de punte pentru măsurarea capacității:
 a - puntea Sauty serie; b - puntea Sauty (Nernst) derivație;
 c - puntea Schering.

Condiția de echilibru $\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$ devine:

$$R_1 \left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x} \right) = R_2 \left(R + R_e + \frac{1}{j\omega C_e} \right).$$

Din egalarea părților reale și imaginare rezultă:

$$R_1 R_x = R_2 (R + R_e) \Rightarrow$$

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} (R + R_e) \text{ și}$$

$$\begin{cases} \frac{R_1}{C_x} = \frac{R_2}{C_e} \\ C_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot C_e \end{cases}$$

Observații:

- Relațiile de echilibru sunt independente de frecvență, deci puntea poate fi alimentată și cu o tensiune nesinusoidală, iar ca detector de nul să se folosească o cască telefonică.
- Echilibrarea punții se realizează prin modificarea rezistențelor R_1 și R_2 .
- Tangenta unghiului de pierderi $\text{tg } \delta_x$ a condensatorului de măsurat este $D = \omega R_x C_x = \omega R C_e + \text{tg } \delta_e$.

Se constată că pierderile condensatorului de măsurat sunt mai mari decât pierderile condensatorului etalon.

5.2.4.2 Puntea Sauty (Nernst) derivație cu schemă echivalentă paralel pentru condensatoare

Condensatorul de măsurat, ca și condensatorul etalon, sunt reprezentate prin schema echivalentă paralel (fig.130b).

Impedanțele din punte sunt:

$$\underline{Z}_1 = R_1;$$

$$\underline{Z}_2 = R_2;$$

$$\underline{Z}_3 = \frac{R_e \cdot \frac{1}{j\omega C_e}}{R_e + \frac{1}{j\omega C_e}} = \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e};$$

$$\underline{Z}_4 = \frac{R_x \cdot \frac{1}{j\omega C_x}}{R_x + \frac{1}{j\omega C_x}} = \frac{R_x}{1 + j\omega R_x C_x}.$$

Din condiția de echilibru se obține:

$$R_1 \cdot \frac{R_x}{1 + j\omega R_x C_x} = R_2 \cdot \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e}.$$

Din egalarea părților reale și imaginare, se obțin următoarele condiții de echilibru:

$$R_x = R_e \frac{R_2}{R_1};$$

$$C_x = \frac{R_1}{R_2} C_e.$$

Observații:

- Pentru echilibrarea punții se variază rezistențele R_1 și R_e .

- Tangenta unghiului de pierderi $\text{tg } \delta_x$ a condensatorului de măsurat este

$$D = 1/\omega R_x C_x = 1/\omega C_e R_e.$$

- Metoda este adecvată pentru măsurarea condensatoarelor cu pierderi mari în dielectric.

5.2.4.3 Puntea Schering pentru măsurarea capacității condensatoarelor de înaltă tensiune

Acest tip de punte (fig.130c) se folosește pentru măsurarea capacităților și factorului de disipație D al condensatoarelor de înaltă tensiune, al izolatoarelor, cablurilor și materialelor izolante.

Puntea se alimentează prin intermediul unui transformator T în înaltă tensiune.

În punte se conectează rezistențele R_1 și R_2 și condensatorul etalon de înaltă tensiune, de valoare fixă C_e .

Valorile impedanțelor din brațele punții sunt:

$$\underline{Z}_1 = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1};$$

$$\underline{Z}_2 = R_2;$$

$$\underline{Z}_3 = \frac{1}{j\omega C_e};$$

$$\underline{Z}_4 = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}.$$

Din condiția de echilibru rezultă:

$$\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x} \right) = \frac{R_2}{j\omega C_e}.$$

Din egalarea părților reale și imaginare se obțin următoarele condiții de echilibru:

$$C_x = C_e \cdot \frac{R_1}{R_2}; \quad R_x = R_2 \cdot \frac{C_1}{C_e}.$$

Observații:

- Factorul de disipație (tangenta unghiului de pierderi) este:

$$D = \operatorname{tg} \delta_x = \omega R_x C_x = \omega R_2 \frac{C_1}{C_e} C_e \frac{R_1}{R_2} = \omega C_1 R_1.$$

- Pentru echilibrarea punții se variază rezistența R_1 și capacitatea C_1 .

5.3 Măsurarea inductivității

5.3.1 Măsurarea inductivității proprii

Pentru măsurarea inductivității proprii se pot folosi: metoda directă, metoda indirectă și metode de punte.

Metoda directă folosește aparate electronice numite inductanțmetre cu interval de măsurare cuprins între $10\mu\text{H}$ și 100H și precizie $0,5\dots 3\%$, iar *metoda indirectă* utilizează ampermetrul și voltmetrul în montaje amonte și aval, cu precizia variind între 1 și 2% .

Metodele de punte sunt cele mai răspândite și cele mai precise (precizie $0,1\dots 0,5\%$). Pentru măsurarea inductivităților proprii se utilizează punți simple de c.a., punți cu transformatoare și punți cu circuite de măsurare în dublu T. Dacă bobina de măsurat are miez feromagnetic, inductivitatea proprie L trebuie măsurată în condițiile de funcționare, avînd în vedere neliniaritatea dependenței inductivității L de tensiunea alternativă aplicată și de frecvența tensiunii de alimentare.

5.3.1.1 Metoda directă de măsurare a inductivității proprii. Inductanțmetre.

Mai puțin folosite, inductanțmetrele cu citire directă funcționează pe principiul măsurării tensiunii la bornele bobinei a cărei inductivitate proprie se măsoară; bobina este alimentată de la o sursă de curent alternativ prin intermediul unei rezistențe serie de valoare foarte mare (fig.131).

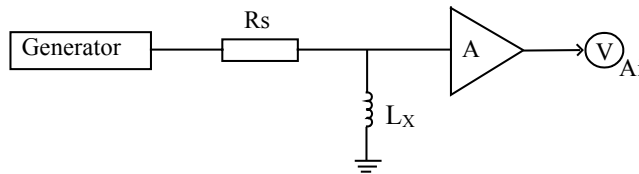


Fig.131 Inductanțmetru.

Deoarece $\frac{U}{R_s} = \frac{U_L}{\omega L_x}$, se determină:

$$L_x = \frac{U_L}{U} \frac{R_s}{\omega} = k U_L, \text{ unde } k - \text{constantă a aparatului.}$$

Inductanțmetrele se realizează ca aparate independente sau combinate cu capacimetre (LC - metre).

5.3.1.2 Metoda indirectă (a A-metrului și V-metrului) pentru măsurarea inductivității proprii. În montaj (fig.132) sunt conectate aparate analogice de clasă $0,2$ sau $0,5$. Notînd indicațiile aparatelor cu V și I și rezistențele interne: a voltmetrului cu R_V și a ampermetrului cu R_A , se vor stabili relațiile exacte de calcul pentru inductivitatea proprie în două cazuri: montaj amonte (k pe poziția 1) și montaj aval (k pe poziția 2).

a. Montaj amonte. Tensiunea măsurată de voltmetru este:

$$\underline{U} = (R_A + R_x + j\omega L_x) \underline{I}, \text{ deci:}$$

$$U = I \sqrt{(R_A + R_x)^2 + (\omega L_x)^2},$$

de unde:

$$\frac{U}{I} = \sqrt{(R_A + R_x)^2 + (\omega L_x)^2}.$$

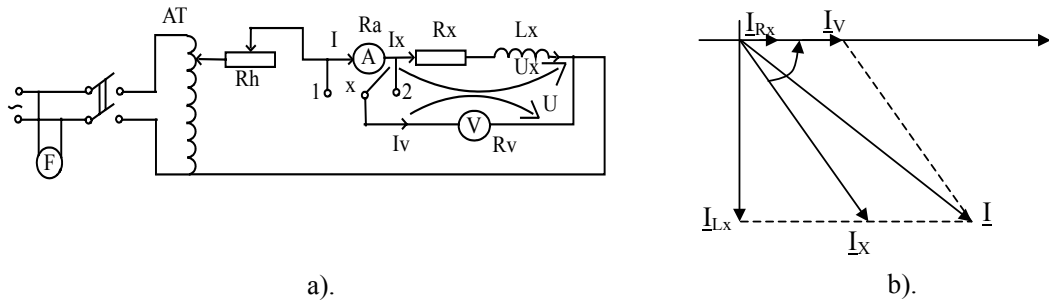


Fig.132 Metoda indirectă a ampermetrului și voltmetrului pentru măsurarea inductivității proprii L:
a - schema de montaj; b - diagrama fazorială (montaj aval).

Rezultă:

$$L_x = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - (R_A + R_X)^2}.$$

b. Montaj aval. Inductivitatea proprie este:

$$L_x = \frac{1}{\omega} \sqrt{Z_x^2 - R_x^2},$$

iar impedanța Z_x se calculează cu: $Z_x = \frac{U}{I_x}$. Din diagrama fazorială (fig.132b) rezultă curentul prin ampermetru :

$$I^2 = I_x^2 + I_V^2 + 2I_x I_V \cos \varphi, \text{ iar } \cos \varphi = \frac{R_x}{Z_x} \text{ și } I_x = \frac{U}{Z_x}. \text{ Deci:}$$

$$I^2 = \frac{U^2}{Z_x^2} + I_V^2 + 2 \frac{U}{Z_x} I_V \frac{R_x}{Z_x} = \frac{U}{Z_x^2} (U + 2R_x I_V) + I_V^2.$$

$$\text{Impedanța rezultă: } Z_x^2 = \frac{U(U + 2R_x I_V)}{I^2 - I_V^2},$$

unde $I_V = \frac{U}{R_V}$.

Observații:

- În relațiile anterioare se observă că la calculul inductivității L_x este necesară valoarea R_x a rezistenței bobinei.
- La o bobină fără miez de fier, rezistența R_x se determină prin alimentarea montajului de la o sursă de c.c.
- La o bobină cu miez de fier, pentru calculul rezistenței R_x trebuie folosit un wattmetru, cu care să se măsoare puterea consumată de bobină; cunoscându-se curentul, rezultă R_x .
- În practică se folosește montajul aval, bobinele având impedanțe de valori mici (sub 100Ω).

5.3.1.3 Metode de punte pentru măsurarea inductivității proprii

5.3.1.3.1 *Puntea Maxwell-Wien pentru măsurarea unei inductivități proprii cu schemă echivalentă serie.* Puntea Maxwell-Wien (fig.133a) este cea mai răspândită punte pentru măsurarea inductivităților L la frecvențe joase, admitînd schema echivalentă serie pentru bobină.

Impedanțele din schemă sunt :

$$\underline{Z}_1 = \frac{R_1 \frac{1}{\omega j C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R}{1 + j\omega R_1 C_1};$$

$$\underline{Z}_2 = R_2;$$

$$\underline{Z}_3 = R_3;$$

$$\underline{Z}_4 = R_x + j\omega L_x.$$

Din condiția de echilibru $\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$ rezultă:

$$\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} (R_x + j\omega L_x) = R_2 R_3.$$

Din egalarea părților reală și imaginară rezultă:

$$R_1 R_x = R_2 R_3,$$

$$R_1 L_x = R_1 R_3 R_2 C_1;$$

deci:

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1};$$

$$L_x = R_2 R_3 C_1.$$

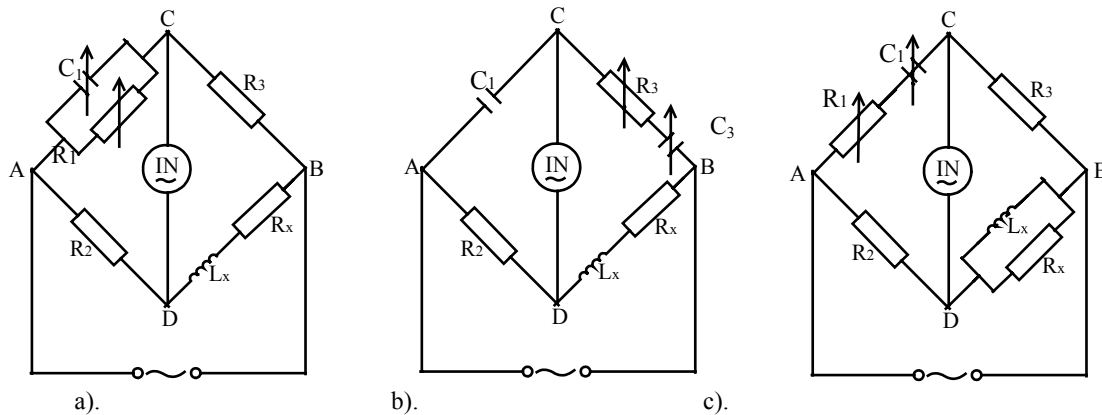


Fig.133 Metode de punte pentru măsurarea inductivității proprii L_x :
a - puntea Maxwell–Wien; b - puntea Owen; c - puntea Hay.

Factorul de calitate Q_x al bobinei este:

$$Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{\omega R_2 R_3 C_1}{\frac{R_2 R_3}{R_1}} = \omega R_1 C_1.$$

5.3.1.3.2 Puntea Owen pentru măsurarea unei inductivități cu schemă echivalentă serie.

Puntea Owen este prezentă în fig.131b. Într-una din laturile sale se conectează bobina ai cărei parametri (R_x și L_x) se măsoară, iar în latura adiacentă o rezistență decadică cu bună rezoluție, R_3 .

Valorile impedanțelor sunt:

$$\underline{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C_1};$$

$$\underline{Z}_2 = R_2;$$

$$\underline{Z}_3 = R_3 + \frac{1}{j\omega C_3};$$

$$\underline{Z}_4 = R_x + j\omega L_x.$$

Din condiția de echilibru, rezultă:

$$\frac{1}{j\omega C_1}(R_x + j\omega L_x) = R_2\left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}\right).$$

Din egalarea părților reală și imaginară, se obțin relațiile:

$$\frac{R_x}{C_1} = \frac{R_3}{C_3}; R_x = R_2 \frac{C_1}{C_3}; L_x = R_2 R_3 C_1.$$

5.3.1.3.3 Puntea Hay pentru măsurarea unei inductivități cu schemă echivalentă paralel.

Puntea Hay se folosește pentru măsurarea bobinelor (fig.133c) cu factor de calitate Q_x ridicat. Impedanțele din laturi sunt:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1};$$

$$\underline{Z}_2 = R_2;$$

$$\underline{Z}_3 = R_3;$$

$$\underline{Z}_4 = \frac{R_x j\omega L_x}{R_x + j\omega L_x}.$$

Din condiția de echilibru rezultă:

$$\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\left(\frac{R_x j\omega L_x}{R_x + j\omega L_x}\right) = R_2 R_3.$$

Din egalitatea părților reală și imaginară rezultă:

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} R_3; L_x = C_1 R_2 R_x.$$

Factorul de calitate:

$$Q_x = \frac{R_x}{\omega L_x} = \frac{\frac{R_2}{R_1} R_3}{\omega C_1 R_2 R_3} = \frac{1}{\omega R_1 C_1}.$$

5.3.2 Măsurarea inductivității mutuale

Pentru măsurarea unei inductivități mutuale se folosesc: metoda indirectă, metoda comparației cu o inductivitate mutuală etalon și metoda de punte.

- *Metoda indirectă* a ampermetrului și voltmetrului este folosită în două variante:

- măsurarea t.e.m. indusă în una dintre cele două bobine la trecerea unui current alternativ de intensitate și frecvență cunoscute prin cealaltă bobină, urmată de calculul inductivității mutuale;

- măsurarea inductivității proprii ale bobinelor montate în serie, apoi în opoziție, și calculul inductivității mutuale.

Precizia metodei indirecte este de 1-2%; se utilizează aparate de clasă 0,2 sau 0,5.

- *Metoda de comparație* (Felici) presupune utilizarea unei inductivități mutuale etalon variabile M_e și folosirea unui indicator de nul. Precizia metodei este funcție de precizia etalonului de inductivitate mutuală folosit.

- *Metodele de punte* conferă o precizie ridicată măsurărilor. Sunt folosite punțile Carey-Foster și Maxwell-Campbell.

5.3.2.1 Măsurarea inductivității mutuale prin metoda indirectă a A-metrului și V-metrului

a) Pentru prima variantă, care presupune măsurarea t.e.m. indusă, schema de montaj este prezentată în fig.134.

Se notează indicațiile aparatelor cu U și I . La trecerea curentului i prin înfășurarea primară A_1B_1 a inductivității mutuale M_x , la bornele înfășurării secundare A_2B_2 apare o t.e.m. indusă e_2 , dată de relația :

$$e_2 = -M_x \frac{di}{dt} = (R_2 + R_v)i_v + L_2 \frac{di_v}{dt},$$

în care R_2, L_2 sunt rezistența și inductivitatea proprie a înfășurării secundare A_2B_2 , iar i_v curentul secundar (prin voltmetru).

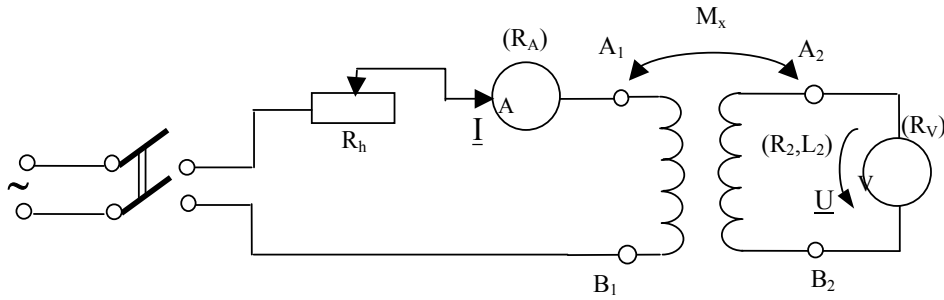


Fig.134 Metoda indirectă de măsurare a inductivității mutuale M :

M_x – inductivitatea mutuală de măsurat; R_h – reostat de reglaj al curentului din circuitul înfășurării primare; A – ampermetru (de rezistență internă R_A); V – voltmetru (de rezistență internă R_v).

Scriind relația de mai sus în complex, se obține:

$$-j\omega L M_x \underline{I} = [(R_2 + R_v) + j\omega L_2] \underline{I}_v, \text{ sau}$$

$$\omega M_x I = \sqrt{(R_2 + R_v)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot I_v = \sqrt{(R_2 + R_v)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot \frac{U}{R_v}$$

și:

$$M_x = \frac{U}{\omega I} \cdot \frac{\sqrt{(R_2 + R_v)^2 + (\omega L_2)^2}}{R_v}.$$

Se observă că pentru determinarea inductivității mutuale este necesar să se cunoască frecvența $f(\omega = 2\pi f)$ și parametrii înfășurării secundare (rezistența R_2 și inductivitatea L_2).

b) Măsurarea inductivității mutuale prin metoda determinării inductivităților proprii a înfășurărilor în serie și în opoziție presupune realizarea montajelor din fig.135.

Se determină mai întâi inductivitatea proprie L_s , a înfășurărilor A_1B_1 și A_2B_2 conectate în serie. Apoi se determină inductivitatea proprie L_0 a înfășurărilor A_1B_1 și A_2B_2 conectate în opoziție. În funcție de L_1, L_2 (inductivitățile proprii ale înfășurărilor A_1B_1 și A_2B_2) și de inductivitatea mutuală M_x , se scriu inductivitățile serie și opoziție:

$L_1 = L_1 + L_2 + 2M_x$; $L_1 = L_1 + L_2 - 2M_x$ (când înfășurărilor sunt legate în serie, fluxurile se însumează; când sunt legate în opoziție, fluxurile se scad).

Rezultă inductivitatea mutuală:

$$M_x = \frac{L_s - L_0}{4}.$$

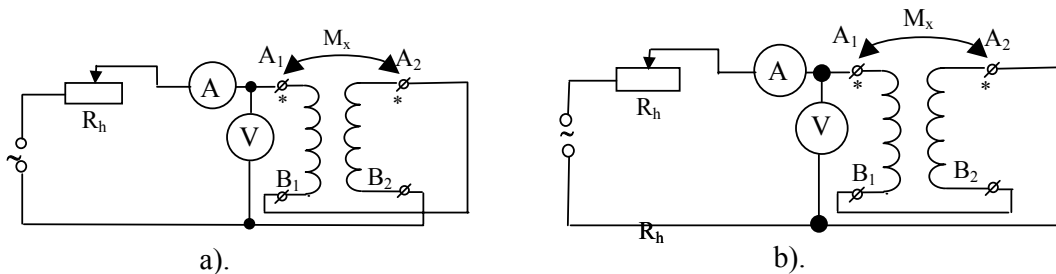


Fig.135 Măsurarea inductivității mutuale M prin determinarea inductivităților proprii: a – serie; b – opoziție.

5.3.2.2 Măsurarea inductivității mutuale prin metoda “FELICI”

Inductivitatea mutuală de măsurat M_x se compară cu o inductivitate mutuală etalon, cunoscută cu precizie și variabilă M_e (fig.134).

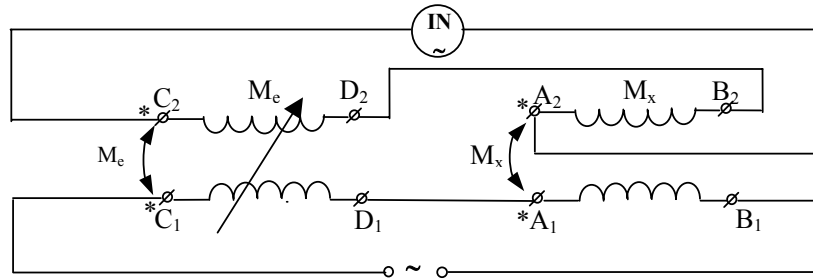


Fig.136 Măsurarea inductivității mutuale M prin metoda comparației (*Felici*).

Asupra montajului trebuie făcută observația că înfășurările primare ale inductivităților mutuale se conectează în serie, iar cele secundare – în opoziție.

Se variază inductivitatea mutuală etalon M_e până când indicatorul de nul rămâne zero, adică tensiunile electromotoare induse în înfășurările secundare ale celor două bobine sunt egale, deci:

$$M_x = M_e.$$

Observații:

- Măsurarea se poate face numai dacă inductivitatea de măsurat este mai mică (cel mult egală) decât inductivitatea etalon maximă, $M_x \leq M_{e_{max}}$.

- În cazul în care, variindu-se M_e , se constată că indicatorul de nul nu poate fi adus la zero, înseamnă că, fie nu s-a respectat conexiunea corectă a bornelor, fie $M_x > M_{e_{max}}$. Dacă, inversându-se legăturile la bornele unui circuit, nu se poate face echilibrarea, înseamnă că $M_x > M_{e_{max}}$ și este necesară înlocuirea inductivității mutuale M_e cu o alta, a cărei valoare maximă să fie mai mare decât M_x .

5.3.2.3 Măsurarea inductivității mutuale prin metoda punții CAREY-FOSTER

În figura 137 este reprezentată schema punții *Carey-Foster*. În momentul echilibrului, când curentul prin indicatorul de nul este zero, căderile de tensiune sunt:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{AC} &= \underline{U}_{AD} \\ \underline{U}_{CB} &= \underline{U}_{DB} \end{aligned} \right\}$$

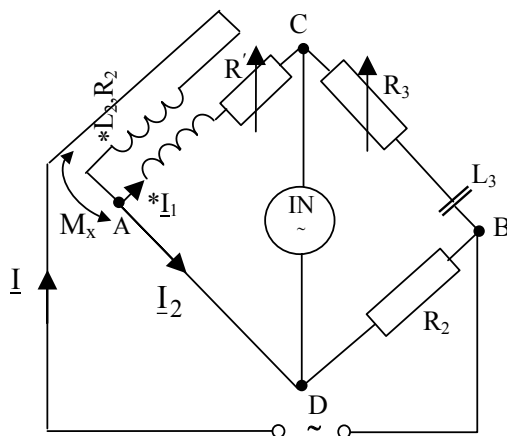


Fig.137 Metoda de punte *Carey-Foster* pentru măsurarea unei inductivități mutuale M .

Dacă se înlocuiesc valorile căderilor de tensiune rezultă:

$$(R_1 + R')I_1 + j\omega L_1 I_1 + j\omega M_x I_2 = 0;$$

$$\left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \right) \underline{I}_1 = R_2 \underline{I}_2.$$

Deoarece $\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$, rezultă:

$$\begin{aligned} [(R_1 + R') + j\omega(L_1 + M_x)] \underline{I}_1 &= -j\omega M_x \underline{I}_2; \\ (1 + j\omega R_3 C_3) \underline{I}_1 &= j\omega C_3 R_2 \underline{I}_2. \end{aligned}$$

Prin raportarea relațiilor rezultă:

$$\frac{R_1 + R' + j\omega(L_1 + M_x)}{1 + j\omega R_3 C_3} = -\frac{M_x}{C_3 R_2}$$

sau:

$$[R_1 + R' + j\omega(L_1 + M_x)] \cdot C_3 R_2 = -M_x (1 + j\omega R_3 C_3).$$

Din egalarea părților reale și imaginare rezultă:

$$(R_1 + R') C_3 R_2 = -M_x \rightarrow M_x = -(R_1 + R') C_3 R_2;$$

$$(L_1 + M_x) R_2 = -M_x R_3 \rightarrow M_x = -\frac{L_1 R_2}{R_2 + R_3}.$$

Observații:

- Se obțin două condiții de echilibru. Din una se determină M_x , iar cealaltă poate servi la calculul inductivității L_1 .
- Semnul (-) care apare în relațiile rezultate din egalarea părților arată că inductivitatea mutuală trebuie astfel conectată în punte, încât să fie negativă ($M_x < 0$).
- Ultima condiție din egalarea părților este realizată numai dacă $L_1 \geq M_x$.
- Pentru echilibrare se variază rezistențele R' și R_3 .

5.4 Măsurarea modulului și fazei impedanțelor

5.4.1 Generalități

Impedanța Z și componentele sale, rezistența R și reactanța X , reprezintă parametrii care caracterizează elementele de circuit (rezistoare, bobine, condensatoare), folosite în construcția aparatelor și mașinilor electrice. Măsurarea acestor mărimi este necesară în numeroase cazuri practice, impunând dezvoltarea unor variate aparate și metode de măsurare în funcție de:

- intervalul de măsurare;
- frecvență;
- precizia (eroarea de măsurare) impusă.

Metodele folosite pentru măsurarea impedanței se pot clasifica în:

- *metode directe*, care utilizează aparate construite pentru a indica direct mărimea Z , C sau L ;
- *metode indirecte*, care utilizează relații de calcul în funcție de mărimile măsurate direct (cu ampermetre, voltmetre și wattmetre);
- *metode de punte* care utilizează schemele de punte.

5.4.2 Metode directe de măsurare a impedanței. Impedanțmetre.

Impedanțmetrele (Z -metrele) măsoară fie numai impedanța în modul, fie modulul și defazajul impedanței. Acestea furnizează o informație mai redusă decât aparatele care măsoară parametrii R , L , C și Q , D sau $\text{tg}\delta$, însă prezintă avantajul posibilității de folosire într-o bandă relativ largă de frecvențe. Pentru măsurarea modulului impedanței se poate folosi metoda măsurării tensiunii la bornele lui Z_x sau a curentului prin impedanță. Pentru a se lărgi intervalul de măsurare a impedanței de la Ω la $M\Omega$, se pot folosi transformatoare de adaptare (trafo de tensiune și trafo de curent cu prize)(fig.138a).

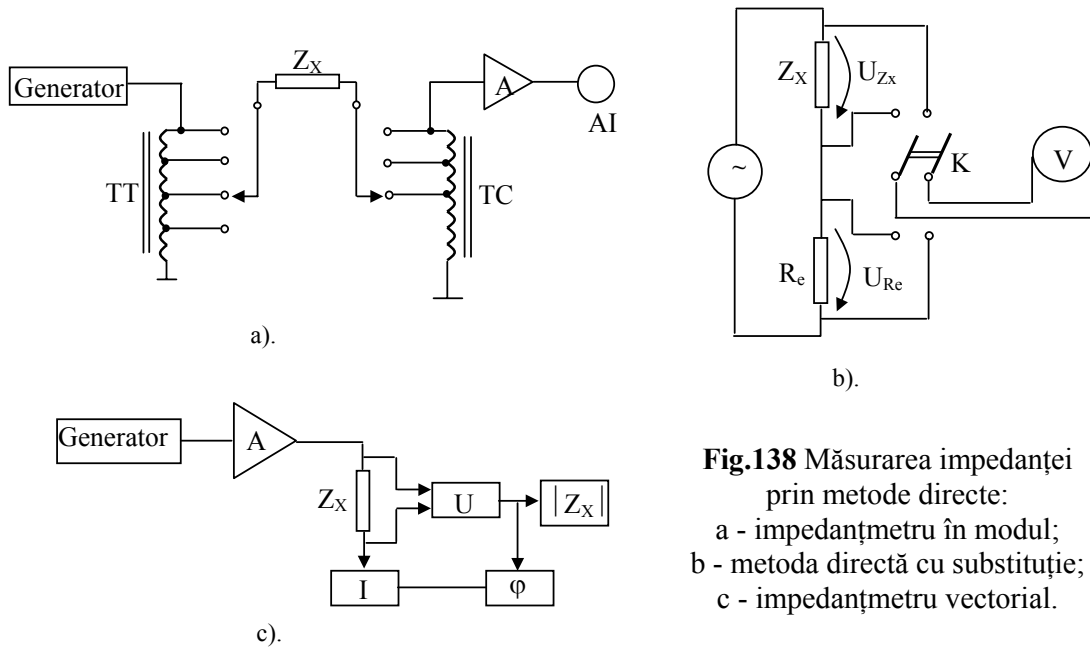


Fig.138 Măsurarea impedanței prin metode directe:
 a - impedanțmetru în modul;
 b - metoda directă cu substituție;
 c - impedanțmetru vectorial.

În fig.138 componentele au următoarea semnificație: TT - transformator de tensiune cu prize multiple; TC - transformator de curent cu prize; G - generator de frecvență variabilă; A - amplificator cu reglare automată a amplificării; I - detector de curent; U - detector de tensiune; Z_x - indicator al modulului impedanței; φ - fazmetru electronic.

O altă posibilitate de măsurare a impedanței o reprezintă *metoda directă cu substituție*, care utilizează o rezistență etalon (de valoare cunoscută cu precizie). Cu un voltmetru (analogic sau digital) (fig.138b) se măsoară căderea de tensiune pe impedanța Z_x (U_{Zx}); apoi se măsoară căderea de tensiune pe rezistența R_e (U_{Re}).

Rezultă:

$$\frac{U_{Z_x}}{U_{R_e}} = \frac{Z_x}{R_e} \Rightarrow Z_x = R_e \frac{U_{Z_x}}{U_{R_e}}.$$

Dacă rezistența de precizie este reglabilă, se poate varia R_e până când cele două tensiuni sunt egale $U_{Zx} = U_{Re}$, obținându-se $Z_x = R_e$.

Pentru măsurarea impedanței în modul și fază, se folosește impedanțmetrul vectorial (fig.138c).

Pentru $Z_x \leq 1000\Omega$, amplificatorul A este comandat de detectorul de curent I, care sesizând curentul prin Z_x , reglează automat amplificarea prin A, astfel încât curentul rămâne constant, independent de valoarea lui Z_x . Tensiunea la bornele lui Z_x , proporțională cu Z_x , este preluată de detectorul de tensiune U și aplicată indicatorului $|Z_x|$, gradat în Ω .

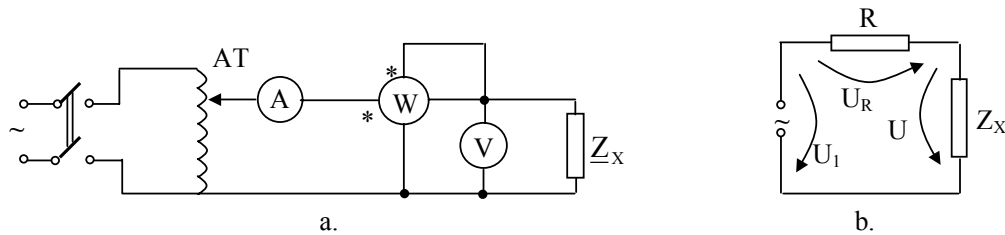
Semnalele de la ieșirile blocurilor U și I sunt aplicate fazmetrului φ , care indică defazajul φ_x al impedanței, în valoare și semn.

Pentru $Z_x > 1000\Omega$ schema funcționează similar, dar cu menținerea constantă a tensiunii. Aparatul are avantajul că nu necesită nici un reglaj, indică direct Z_x și φ_x într-o gamă largă de valori ($1\Omega \dots 10M\Omega$), independent de frecvență (între 5 și 500 KHz). Are însă o precizie redusă (5% pentru Z_x și 6% pentru φ_x).

5.4.3 Metode indirecte de măsurare a impedanței

Metodele indirecte sunt: *metoda ampermetru-voltmetru-wattmetru* și *metoda celor trei tensiuni*.

Metoda ampermetru-voltmetru-wattmetru se bazează pe măsurarea puterii consumate de impedanță, a tensiunii la borne și a curentului absorbit. Pentru ca tensiunea aplicată impedanței să fie măsurată direct, montajul se realizează aval.

**Fig.139** Măsurarea impedanței prin metode indirecte.

a - metoda ampermetru-voltmetru-wattmetru;

b - metoda celor trei tensiuni.

Notându-se P_w , U și I indicațiile wattmetrului, voltmetrului și ampermetrului, și R_w , R_v , R_e rezistențele circuitului de tensiune al wattmetrului, voltmetrului și respectiv rezistența lor echivalentă:

$$R_e = \frac{R_w R_v}{R_w + R_v},$$

rezultă pentru Z_x , X_x și R_x formulele date în tabelul 5.1.

Formule de calcul pentru R_x , X_x și Z_x , măsurate prin metoda wattmetru-voltmetru-ampermetru, montaj aval

Tabelul 5.1

Parametru	Formula exactă	Formula aproximativă	Observații
R_x	$\frac{P_w - \frac{U^2}{R_e}}{I^2 - \frac{2P_w}{R_e} + \left(\frac{U}{R_e}\right)^2}$	$\frac{P_w}{I^2}$	$R_e = \frac{R_w \cdot R_v}{R_w + R_v}$
X_x	$\frac{\sqrt{U^2 I^2 - P_w^2}}{I^2 - \frac{2P_w}{R_e} + \left(\frac{U}{R_e}\right)^2}$	$\frac{\sqrt{U^2 I^2 - P_w^2}}{I^2}$	P_w, U, I sunt valorile citite la wattmetru, voltmetru, ampermetru.
Z_x	$\frac{U}{\sqrt{I^2 - \frac{2P_w}{R_e} + \left(\frac{U}{R_e}\right)^2}}$	$\frac{U}{I}$	S-a considerat schema echivalentă serie.

Formulele exacte se folosesc în cazul când $R_e < R_x$ sau au valori apropiate, iar dacă $R_e \ll R_x$ se pot folosi formule aproximative, în care se neglijează consumul aparatelor de măsurare.

Metoda celor trei tensiuni presupune măsurarea tensiunilor U_1 , U_R , și U conform schemei din fig.139b (în care R este o rezistență nereactivă), cu un voltmetru electronic (pentru a se elimina erorile datorate efectului de șuntare al voltmetrului). Relațiile de calcul sunt incluse în tabelul 5.2.

Observații

- Metodele indirecte permit măsurarea parametrilor Z , R , X în condițiile de lucru ale componentelor examinate (bobine, condensatoare, rezistoare), deci se folosesc:

a) în cazurile în care nu se pot utiliza alte metode mai exacte (de punte) pentru că ar modifica regimul de lucru al impedanțelor de măsurat;

b) în cazurile în care elementele de circuit nu pot fi scoase din instalație sau trebuie controlate în timpul funcționării lor.

De asemenea, aceste metode se folosesc la încercările mașinilor și aparatelor electrice de joasă sau înaltă tensiune pentru determinarea reactanțelor, rezistențelor și impedanțelor acestor echipamente.

Formule de calcul pentru R_x , X_x și Z_x măsurate prin metoda celor trei tensiuni

Tabelul 5.2

Parametru	Formula	Observații
R_x	$\frac{1}{2} \cdot R \left[\left(\frac{U_1}{U_R} \right)^2 - \left(\frac{U}{U_R} \right)^2 - 1 \right]$	R - rezistență nereactivă ce îndeplinește condiția $R \ll Z_x$. Voltmetrul care măsoară tensiunile trebuie să aibă $R_v \ll Z_x$
X_x	$\frac{1}{2} \cdot R \sqrt{\left[\left(\frac{U_1}{U_R} + \frac{U}{U_R} \right)^2 - 1 \right] \cdot \left[1 - \left(\frac{U_1}{U_R} - \frac{U}{U_R} \right)^2 \right]}$	
Z_x	$R \cdot \frac{U}{U_R}$	

- În cazul impedanțelor cu pronunțat caracter reactiv, de exemplu transformatoare sau mașini electrice de curent alternativ, wattmetrul utilizat este necesar să fie de $\cos\varphi_{nom}$ redus, pentru a se micșora erorile de măsurare a puterii active P_u .

- La metoda celor trei tensiuni, rezistența R introdusă în serie cu impedanța măsurată, trebuie să fie mică în comparație cu Z_x , pentru a nu disipa o putere mai mare decât suportă fără a se decalibra.

Metodele de punte pentru măsurarea impedanței au fost prezentate în cap.2 (2.7).

5.5 Măsurarea puterii electrice

5.5.1 Măsurarea puterii în circuitele de curent continuu

Puterea absorbită de un receptor, conectat într-un circuit de curent continuu, se definește ca produsul dintre tensiunea la bornele sale U_R , și curentul pe care-l absoarbe de la sursa de alimentare I_R : $P_R = U_R \cdot I_R$.

Puterea debitată de un generator se definește ca produs între tensiunea la bornele sale U_G și curentul debitat I_G : $P_G = U_G \cdot I_G$.

Din definițiile puterilor absorbită de un receptor (consumator) și debitată de un generator (sursă), rezultă metodele de măsurare a puterii în curent continuu:

- metoda indirectă a ampermetrului și voltmetrului;
- metoda directă (a wattmetrului).

5.5.1.1 Metoda indirectă a ampermetrului și voltmetrului

Pentru măsurarea puterii consumată de receptor sau debitată de sursă în curent continuu, se utilizează două aparate: un ampermetru și un voltmetru. După modul de conectare a voltmetrului față de ampermetru se disting: montajul amonte (fig.140a) și montajul aval (fig.141b).

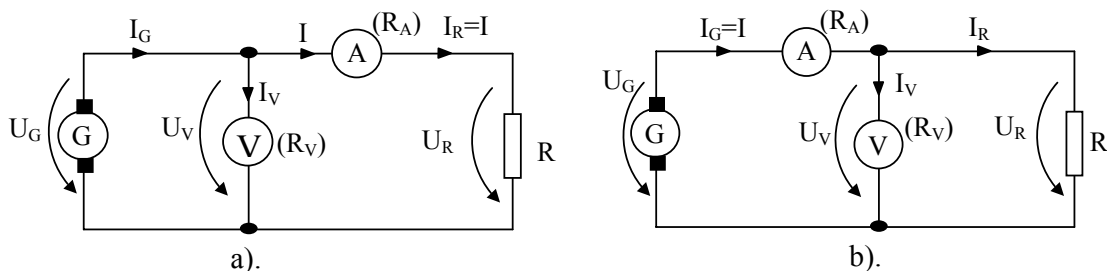


Fig.140 Metoda indirectă a ampermetrului și voltmetrului pentru măsurarea puterii în c.c.: a - montaj amonte; b - montaj aval.

Notând cu U și I indicațiile voltmetrului și ampermetrului, dacă se calculează puterea (absorbită sau debitată) cu relația:

$$P_m = U \cdot I,$$

rezultă o eroare sistematică de metodă ce trebuie corectată.

Expresiile corecte ale puterilor se stabilesc ținând seama de consumurile aparatelor de măsurat (se cunosc: R_A – rezistența internă a ampermetrului, și R_V – rezistența internă a voltmetrului).

Observații:

- Se constată că puterea consumată de receptor P_R și puterea debitată de generator P_G sunt date de produsul indicațiilor ampermetrului și voltmetrului, din care se scad sau se adună puterile consumate de aparatele de măsurare ($p_A = R_A \cdot I^2$ și $p_V = \frac{U^2}{R_V}$). În general, aceste consumuri fiind mici, de ordinul 0,5 – 5 W, într-o primă aproximație se pot neglija, astfel încât puterea se calculează cu relația $P_m = U \cdot I$.

- Eroarea relativă de metodă la măsurarea puterii consumate de receptor P_R în montaj amonte, este cu atât mai mică cu cât căderea de tensiune pe ampermetru este mai mică decât căderea de tensiune pe receptorul R; montajul este adecvat pentru măsurarea receptoarelor cu consum mare de putere, deci a puterilor mari.

- Eroarea relativă de metodă la măsurarea puterii consumate de receptor P_R în montajul aval, este cu atât mai mică, cu cât curentul prin voltmetru I_V este mai mic decât curentul I, din circuit, deci cu cât rezistența R_V este mai mare decât rezistența R; montajul este adecvat pentru măsurarea consumului de putere al receptoarelor cu rezistență mică, deci a puterilor mici.

- Indiferent de modul de conectare a aparatelor, între puterile: P_G – generată de sursă, P_R – consumată de receptor și puterile absorbite de aparate p_A și p_V , există relația:

$$P_G = P_R + p_A + p_V.$$

5.5.1.2 Metoda de măsurare directă a puterii cu wattmetrul

Această măsurare se execută analog cu măsurarea puterii active în circuitele de c.a. expusă în paragraful următor.

5.5.2 Măsurarea puterii în circuitele monofazate de curent alternativ

Presupunând un dipol electric având aplicată la borne tensiunea u și fiind parcurs de curentul i , puterea instantanee la borne este dată de relația $p = u \cdot i$. Puterea instantanee este primită sau cedată, după cum sensurile tensiunii u la borne și a curentului i se asociază după regula de la receptoare sau de la generatoare.

Puterea activă consumată de un receptor sau debitată de un generator se definește ca valoarea medie a puterii instantanee luată pe o perioadă:

$$P = \tilde{p} = \tilde{u}i = \frac{1}{T} \int_0^T p dt.$$

Puterea aparentă S este produsul valorilor efective ale tensiunii și curentului: $S = U \cdot I$.

1. Pentru un circuit monofazat funcționând în regim permanent sinusoidal la care

$$u = U\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha); \quad i = I\sqrt{2} \sin(\omega t + \beta), \text{ rezultă:}$$

- puterea activă: $P = UI \cos \varphi$; $\varphi = \alpha - \beta$;

- puterea reactivă: $Q = UI \sin \varphi$; $\varphi = \alpha - \beta$;

- puterea aparentă: $S = UI$.

Pentru acest regim se poate introduce noțiunea de putere aparentă complexă \underline{S} a circuitului monofazat, ca produs dintre tensiunea complexă \underline{U} și valoarea conjugată a curentului complex \underline{I}^* în reprezentare simplificată:

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^* = S \cdot e^{j\varphi} = U \cdot I \cos \varphi + j \cdot U \cdot I \sin \varphi = P + jQ.$$

Puterea complexă are modulul egal cu puterea aparentă $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$, iar argumentul egal cu defazajul circuitului:

$$\varphi = \arctg\{\underline{S}\} = \frac{Q}{P}.$$

Puterea activă este partea reală a puterii aparente complexe \underline{S} ,

$$P = U \cdot I \cos \varphi = \operatorname{Re}\{\underline{S}\} = \operatorname{Re}\{\underline{U} \cdot \underline{I}^*\}, \text{ iar puterea reactivă este partea imaginară a puterii}$$

aparente complexe \underline{S} :

$$Q = U \cdot I \sin \varphi = \operatorname{Im} \{ \underline{S} \} = \operatorname{Im} \{ \underline{U} \cdot \underline{I}^* \}.$$

2. Pentru un circuit monofazat funcționând în regim nesinusoidal la care:

$$u = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin(n\omega t + \alpha_n); \quad i = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \beta_n), \text{ rezultă:}$$

$$\text{- puterea activă: } P = \tilde{u} i = U_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n,$$

în care φ_n este defazajul dintre armonicile de ordin "n" de tensiune și de curent ($\varphi_n = \alpha_n - \beta_n$);

$$\text{- puterea reactivă: } Q = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n.$$

Spre deosebire de regimul sinusoidal la care $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$, în regim nesinusoidal $S \neq \sqrt{P^2 + Q^2}$, introducându-se noțiunea de *putere deformantă*:

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) = (U \cdot I)^2 - (P^2 + Q^2).$$

Relațiile de definiție se vor folosi pentru deducerea modului de măsurare a puterilor activă, reactivă și aparentă în circuitele monofazate. Pentru măsurarea puterii active se utilizează:

- wattmetre clasice (electrodinamice, termice);
- multiplicatoare statice (bazate pe efectul Hall, pe efectul Gauss, multiplicatoare cu diode semiconductoare, multiplicatoare cu transconductanță variabilă).

Utilizarea multiplicatoarelor realizate cu dispozitive semiconductoare, față de wattmetrele clasice, prezintă următoarele avantaje: sensibilitate mai mare, rezistență la suprasarcini, consum propriu mai redus, posibilitate de utilizare la ieșire a unui instrument magnetoelectric.

Pentru măsurarea puterii active se mai pot folosi:

- metoda indirectă a celor trei aparate (voltmetre sau ampermetre);
- metoda indirectă cu ajutorul osciloscopului catodic.

5.5.2.1 Metoda directă de măsurare a puterii active cu wattmetrul electrodinamic

Wattmetrul electrodinamic are la bază un instrument electrodinamic cu câmp radial, la care secțiunile bobinei fixe sunt înseriate și astfel dimensionate încât să permită trecerea curentului I ; bobina mobilă este montată în serie cu o rezistență adițională, la bornele ansamblului aplicându-se tensiunea U (fig. 141a). Se presupun tensiunea și curentul de variație sinusoidală în timp:

$$u = U\sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha); \quad i = I\sqrt{2} \sin(\omega t + \beta).$$

Pentru instrumentul electrodinamic cu câmp radial este valabilă relația:

$$\alpha = \frac{k}{D} I_1 I_2 \cos(\underline{I}_1 \underline{I}_2), \text{ și înlocuind:}$$

$I_1 = I$ și $I_2 = \frac{U}{R_w}$ (R_w – rezistența circuitului de tensiune, $R_w = R_{bm} + R_a$, R_{bm} – rezistența bobinei mobile, R_a – rezistența adițională), rezultă:

$$\alpha = \frac{K}{DR_w} UI \cos \varphi = K' UI \cos \varphi = K' P, \text{ unde } K' = \frac{K}{DR_w}.$$

Wattmetrul are circuitul de tensiune rezistiv, deci curentul I_2 este în fază cu tensiunea U .

Observații:

- Deviația α este proporțională cu puterea activă dată de tensiunea aplicată circuitului de tensiune și curentul ce parcurge bobina de curent a wattmetrului (de remarcat că bobinele de curent și de tensiune pot fi montate pe circuite diferite). Scara wattmetrului electrodinamic este astfel uniformă.

- Pentru ca indicația wattmetrului să fie obținută în sensul normal al scării sale când $P > 0$, trebuie respectată polaritatea aparatului. În acest scop, câte una din bornele circuitelor de curent și de tensiune sunt marcate cu un semn distinctiv (asterix, literă etc.), indicând prin aceasta că sunt bornele de intrare ale curenților în bobinele respective (fig. 141b).

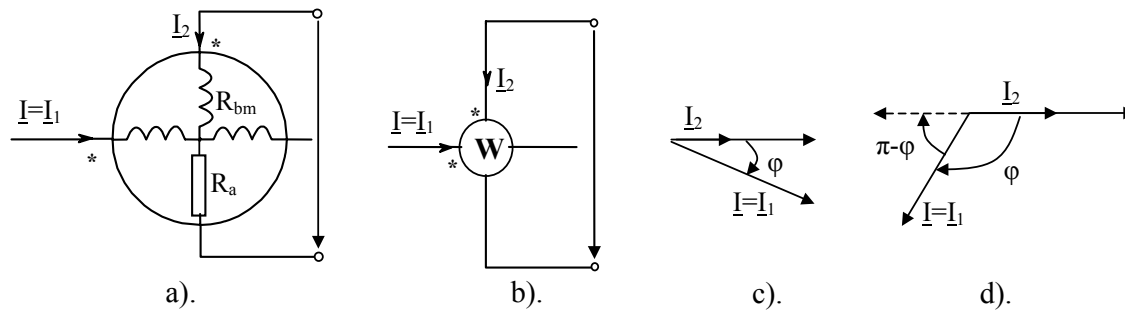


Fig.141 Wattmetru electrodinamic:

a - alimentarea bobinelor; b – simbolul wattmetrului; c – diagrama fazorială

pentru $\varphi < \frac{\pi}{2}$; d - diagrama fazorială pentru $\varphi > \frac{\pi}{2}$.

- Indicația wattmetrului depinde de unghiul de defazaj prin factorul $\cos\varphi$; rezultă că pentru valori ale unghiului φ cuprinse între -90^0 și $+90^0$, deviația este în sensul normal al scării (fig.141c). Deviația devine negativă pentru unghiuri ce depășesc 90^0 indiferent în ce sens, ceea ce se întâmplă la alimentarea circuitelor wattmetrului cu surse diferite (spre exemplu, la utilizarea în circuite trifazate); pentru a se obține deviația în sensul normal al scării, se inversează polaritatea la unul din circuitele wattmetrului, de obicei la cel de tensiune, citirea respectivă trebuie să fie considerată apoi cu semnul minus (fig.141d).

- Determinarea puterii măsurate de wattmetru se face pe baza relației determinate anterior, din care se explicitează puterea P:

$$P = \frac{1}{K} \alpha = C \cdot \alpha,$$

unde C este constanta wattmetrului.

- Determinarea constantei se face pe baza valorilor nominale ale curentului, tensiunii și factorului de putere, de regulă egal cu unitatea, valori pentru care deviația α trebuie să rezulte egală cu deviația maximă α_{\max} , deci:

$$C = \frac{P_n}{\alpha_{\max}} = \frac{U_n I_n \cos\varphi_n}{\alpha_{\max}} \text{ [w/div]}.$$

De exemplu pentru $I_n = 5A$, $U_n = 240V$, $\cos\varphi_n = 1$ și $\alpha_{\max} = 120\text{div}$, constanta wattmetrului este $C = 10 \text{ W/div}$.

- Constructiv, circuitele de curent și de tensiune ale wattmetrului sunt dimensionate pentru anumite valori nominale ale curentului și tensiunii. Extinderea intervalului de măsurare se realizează până la 1200V prin montarea în circuitul de tensiune a unor rezistențe adiționale. Pentru tensiuni mai mari de 1200V se utilizează transformatoare de tensiune; în acest caz tensiunea nominală a circuitului de tensiune a wattmetrului este în mod uzual 100V. La circuitul de curent se realizează extinderea intervalului prin comutarea secțiunilor bobinei fixe în montaj serie sau paralel, ceea ce permite modificarea curentului nominal în raportul de 1:2 sau raporturile 1:2:4; extinderi mai mari se obțin prin utilizarea transformatoarelor de curent, în care caz curentul nominal al bobinei de curent al wattmetrului este de 5A sau 1A.

- Datorită dependenței deviației wattmetrului de factorul de putere se poate întâmpla, în cazul unei folosiri neatențe în montajele de laborator, ca circuitele de curent și de tensiune să fie supraîncărcate și totuși deviația să nu depășească valoarea sa maximă. De aceea, este recomandabil să se folosească în același montaj cu wattmetrul, un ampermetru și un voltmetru pentru urmărirea în permanență a mărimilor din circuit, curent și tensiune, care nu trebuie să depășească limita superioară a intervalului de măsurare al circuitelor wattmetrului.

- Schemele de montaj ale wattmetrului pentru măsurarea puterii active în circuitele monofazate sunt redată în fig.142.

Se măsoară puterea activă P consumată de receptorul Z. Se folosesc următoarele notații:

P_w – indicația wattmetrului;

I – valoarea efectivă a curentului indicat de ampermetru;
 U – valoarea efectivă a tensiunii indicate de voltmetru;
 R_V – rezistența internă a voltmetrului;
 R_A – rezistența internă a ampermetrului;
 R_w – rezistența circuitului de tensiune al wattmetrului;
 r_w – rezistența bobinei de curent a wattmetrului.

În funcție de modul de conectare a bobinei de tensiune a wattmetrului se disting 2 montaje: *aval* și *amonte*.

Montajul amonte al wattmetrului. Puterea indicată de wattmetru în montajul amonte (fig.142a) este:

$$P_w = \operatorname{Re}\{(\underline{U} + \underline{U}_w) \underline{I}_{w1}^*\} = \operatorname{Re}\{(\underline{U} + \underline{U}_w)(\underline{I}_V^* + \underline{I}_Z^*)\} = \\ = \operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_V^*\} + \operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_Z^*\} + \operatorname{Re}\{\underline{U}_w (\underline{I}_V^* + \underline{I}_Z^*)\}, \text{ unde}$$

$$\operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_V^*\} = \frac{U^2}{R_V} \text{ este puterea consumată de voltmetru;}$$

$$\operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_Z^*\} = P \text{ este puterea consumată de receptorul } Z;$$

$\operatorname{Re}\{\underline{U}_w (\underline{I}_V^* + \underline{I}_Z^*)\} = \operatorname{Re}\{\underline{U}_w \underline{I}_{w1}^*\} = r_w I^2$ este puterea consumată de bobina de curent a wattmetrului.

$$\text{Înlocuind valorile obținute, relația puterii indicate se scrie: } P = P_w - \frac{U^2}{R_V} - r_w I^2.$$

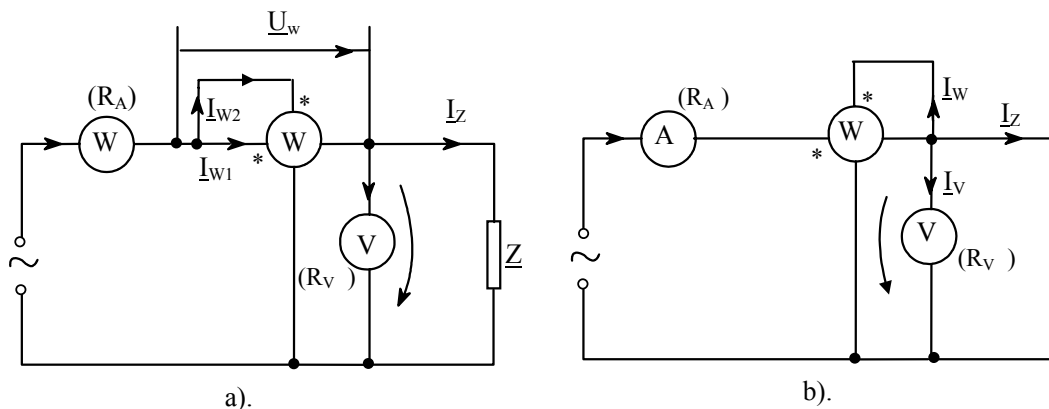


Fig.142 Măsurarea puterii într-un circuit monofazat de c.a. cu wattmetrul:
 a – montaj amonte; b – montaj aval.

Montajul aval al wattmetrului. Puterea indicată de wattmetru în montajul aval (fig.142b) este:

$$P_w = \operatorname{Re}\{(\underline{U} \underline{I}^*)\} = \operatorname{Re}\{(\underline{U}(\underline{I}_V^* + \underline{I}_w^* + \underline{I}_Z^*))\} = \\ = \operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_V^*\} + \operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_w^*\} + \operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_Z^*\},$$

în care:

$$\operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_V^*\} = \frac{U^2}{R_V} \text{ este puterea activă consumată de voltmetru;}$$

$$\operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_w^*\} = \frac{U^2}{R_w} \text{ este puterea activă consumată de circuitul de tensiune al wattmetrului;}$$

$$\operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}_Z^*\} = P \text{ este puterea activă consumată de receptorul } Z.$$

Înlocuind se obține:

$$P = P_w - \frac{U^2}{R_w} - \frac{U^2}{R_V}.$$

- Puterea aparentă S se calculează ca un produs al indicațiilor ampermetrului și voltmetrului. Dacă regimul este sinusoidal, se poate calcula puterea reactivă cu relația:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}.$$

5.5.3 Măsurarea puterii active în circuitele trifazate fără conductor neutru

Conform teoremei generalizate Blondel, puterea activă este:

$$P = \operatorname{Re}\{\underline{S}\} = \operatorname{Re}\left\{\sum_{k=1}^3 \underline{U}_{kN} \underline{I}_k^*\right\}, \text{ și se poate măsura:}$$

- prin metoda celor 3 wattmetre ($n = 3$), dacă potențialul punctului N este oarecare;

- prin metoda celor 2 wattmetre ($n - 1 = 2$), dacă se dă lui N potențialul uneia dintre faze.

Ambele metode sunt valabile în orice circuit trifazat fără conductor neutru, indiferent de gradul de nesimetrie al tensiunilor și gradul de dezechilibru al curenților.

5.5.3.1 Metoda celor 3 wattmetre

Expresia pentru măsurarea puterii active în circuite trifazate ($n = 3$) este:

$$P = \operatorname{Re}\left(\underline{U}_{1N} \underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N} \underline{I}_2^* + \underline{U}_{3N} \underline{I}_3^*\right) = U_{1N} I_1 \cos(\underline{U}_{1N}, \underline{I}_1) + U_{2N} I_2 \cos(\underline{U}_{2N}, \underline{I}_2) + U_{3N} I_3 \cos(\underline{U}_{3N}, \underline{I}_3) = P_1 + P_2 + P_3.$$

Schema de montaj a wattmetrelor (corespunzătoare) este prezentată în fig.143.

Dacă wattmetrele sunt identice, adică circuitele lor de tensiune au aceeași rezistență, punctul N își va lua un potențial, astfel încât să se situeze în centrul de greutate al triunghiului tensiunilor nesimetrice \underline{U}_{12} , \underline{U}_{23} , \underline{U}_{31} . Puterea totală va fi $P = P_1 + P_2 + P_3$, unde P_1 , P_2 și P_3 sunt indicațiile wattmetrelor, care nu au fiecare în parte o semnificație fizică reală.

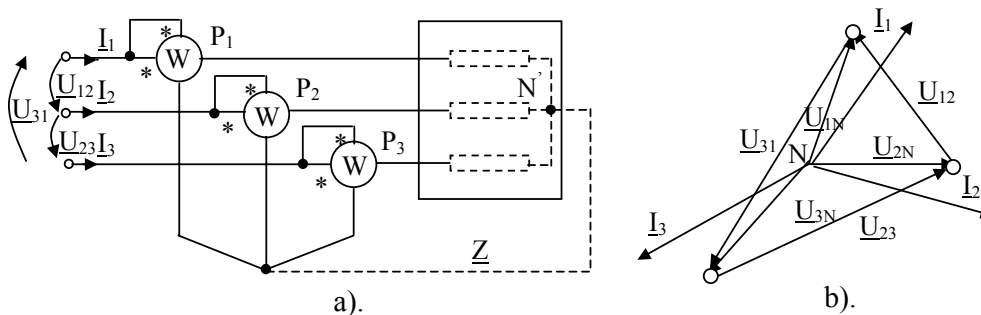


Fig.143 Metoda celor trei wattmetre:

a - schema de montaj; b - diagrama fazorială.

Dacă receptorul Z este în stea și se dă punctului N potențialul neutrului N' al stelei, indicația fiecărui wattmetru în parte are semnificație fizică de putere activă consumată pe o fază.

5.5.3.2 Metoda unui singur wattmetru

Dacă circuitul este alimentat cu tensiuni simetrice și este parcurs de curenți echilibrați, atunci $\underline{U}_{kn} = \underline{E}_k$, \underline{E}_k fiind tensiunile stelate simetrice.

Conform relației de calcul a puterii:

$$P = \operatorname{Re}\{S\} = \operatorname{Re}\left\{\sum_{k=1}^3 \underline{U}_{kN} \underline{I}_k^*\right\} = \operatorname{Re}\left\{\sum_{k=1}^3 \underline{E}_k \underline{I}_k^*\right\}.$$

Deoarece $\underline{E}_1 = \underline{E}_2 = \underline{E}_3 = \underline{E}$ și $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 = \underline{I}_3 = \underline{I}$, relația puterii devine:

$$P = 3EI \cos \varphi = 3P_1 = \sqrt{3} UI \cos \varphi.$$

Cele 3 wattmetre ar da indicații identice și în consecință, este suficient să se utilizeze un singur wattmetru a cărui indicație P_1 se multiplică cu 3 pentru obținerea puterii active totale. Wattmetrul trebuie montat astfel încât bobina lui de curent să fie parcursă de curentul unei faze, iar circuitului de tensiune să i se aplice tensiunea stelată simetrică E . Pentru obținerea acestei tensiuni, trebuie creat un punct neutru artificial N , prin conectarea a 3 rezistențe de valori egale R . Două rezistențe vor avea deci, valoarea R , iar cea de-a 3-a, înseriată cu circuitul de tensiune al wattmetrului, va avea valoarea $R - R_w$.

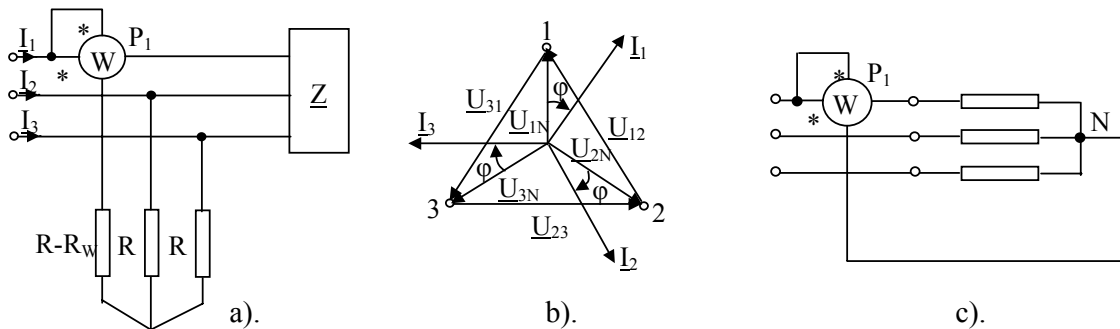


Fig.144 Metoda unui singur wattmetru:

a - schema de montaj; b - diagrama fazorială pentru circuitul cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați; c - schema de montaj în cazul unui receptor format din impedanțe simetrice conectate în stea.

Observații:

- Metoda unui singur wattmetru nu se aplică la măsurarea puterii microreceptoarelor (prezența aparatului pe una din faze ar produce o nesimetrie a sistemului de tensiuni).
- Dacă punctul neutru al receptorului este accesibil, wattmetrul poate fi conectat cu borna polarizată la acest punct neutru, rezistențele auxiliare nemaifiind necesare.

5.5.3.3 Metoda celor două wattmetre

Dacă se adoptă $N \equiv 2$ (N are potențialul fazei a 2-a), wattmetrele se conectează conform relației:

$$P = U_{12}I_1\cos(\underline{U}_{12}, \underline{I}_1) + U_{32}I_3\cos(\underline{U}_{32}, \underline{I}_3) = P_1 + P_2.$$

De aici rezultă shema din fig.145a și diagrama fazorială din fig.145b pentru cazul unui circuit cu tensiuni nesimetrice și curenți dezechilibrați.

Pentru cazul particular al circuitului cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați (fig.145c) se observă:

$$U_{12} = U_{32} = U; \quad I_1 = I_3 = I;$$

$$\cos(\underline{U}_{12}, \underline{I}_1) = \cos(30^\circ + \varphi);$$

$$\cos(\underline{U}_{32}, \underline{I}_3) = \cos(30^\circ - \varphi).$$

Expresia puterii devine:

$$P = UI\cos(30^\circ + \varphi) + UI\cos(30^\circ - \varphi) = P_1 + P_2, \text{ cu}$$

$$P_1 = UI\cos(30^\circ + \varphi); \quad P_2 = UI\cos(30^\circ - \varphi).$$

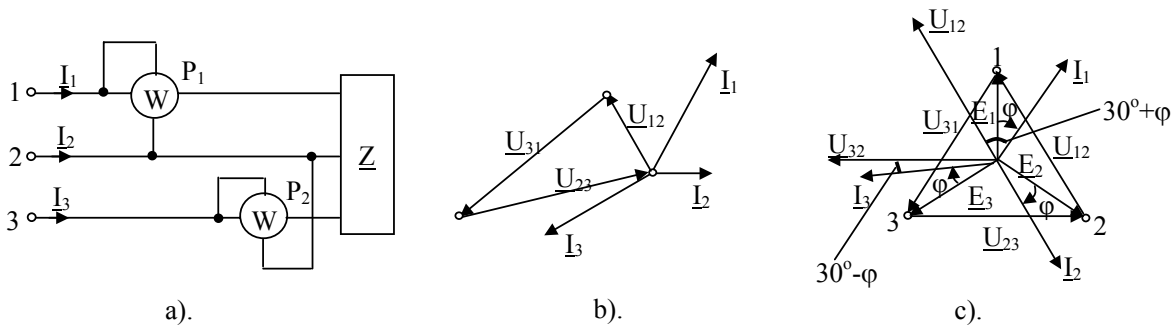


Fig.145 Metoda celor două wattmetre: a - schema de montaj; b - diagrama fazorială; c - diagrama fazorială pentru circuitul cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați.

Observații:

- Semnul defazajului φ se modifică în expresiile puterilor P_1 și P_2 , în cazul unui receptor capacitiv.
- Pentru puterile activă și reactivă trifazate, și pentru defazajul receptorului se deduc expresiile:

$$P = P_1 + P_2 = \sqrt{3} UI\cos\varphi;$$

$$Q = \sqrt{3} (-P_1 + P_2) = \sqrt{3} UI \sin \varphi;$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{P} = \sqrt{3} \frac{P_2 - P_1}{P_2 + P_1}.$$

- Pentru un receptor pur rezistiv, puterile P_1 și P_2 sunt egale, iar pentru un receptor pur reactiv puterile sunt egale și de semn contrar (puterea trifazată nulă).

- Pentru măsurarea puterii active trifazate cu un singur aparat se folosesc wattmetre trifazate. Un wattmetru trifazat se compune din 2 wattmetre electrodinamice monofazate identice, având bobinele de tensiune montate pe același ax.

5.5.4 Măsurarea puterii active în circuitele trifazate cu conductor neutru

În cazul unui circuit trifazat cu conductor neutru, relația puterii este:

$$P = \operatorname{Re} \{ \underline{S} \} = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^4 \underline{U}_{kN} \underline{I}_k^* \right\}.$$

Conform teoremei lui Blondel, puterea activă se poate măsura:

- prin metoda celor 4 wattmetre ($n = 4$), dacă potențialul punctului N este oarecare;
- prin metoda celor 3 wattmetre ($n-1 = 3$), dacă se dă lui N potențialul uneia dintre fazele 1,2,3 sau 0.

Cea mai folosită metodă de măsurare a puterii active utilizează 3 wattmetre, lui N atribuindu-i-se potențialul punctului neutru, deci $N \equiv 0$.

Relația pentru putere devine:

$$P = \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{10} \underline{I}_1^* + \underline{U}_{20} \underline{I}_2^* + \underline{U}_{30} \underline{I}_3^* \} = P_1 + P_2 + P_3,$$

unde P_1, P_2, P_3 reprezintă puterile măsurate de cele 3 wattmetre, conectate ca în fig.146a. În fig.146b se prezintă conectarea wattmetrului trifazat pentru circuite trifazate cu conductor neutru.

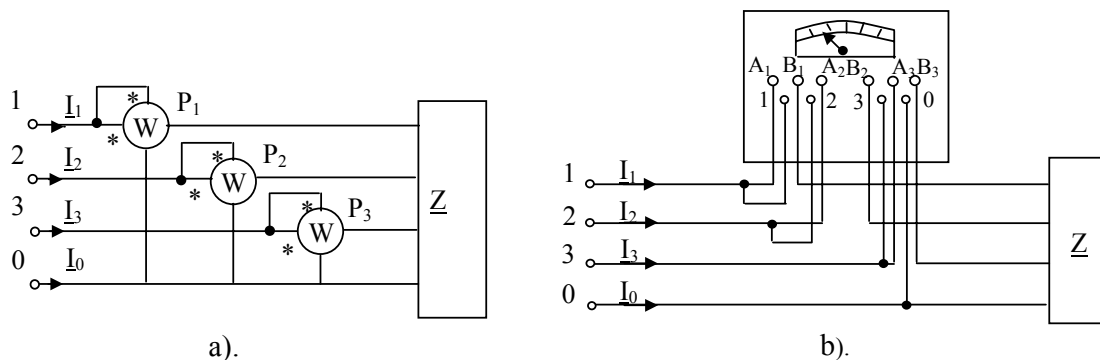


Fig.146 Măsurarea puterii active într-un circuit trifazat cu conductor neutru:
a - metoda celor trei wattmetre; b - wattmetrul trifazat pentru circuite trifazate cu conductor neutru.

În cazul unui circuit trifazat cu conductor neutru, cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați (fig.147) la care:

$$U_{10} = U_{20} = U_{30}; I_1 = I_2 = I_3; \cos(\underline{U}_{10}, \underline{I}_1) = \cos(\underline{U}_{20}, \underline{I}_2) = \cos(\underline{U}_{30}, \underline{I}_3),$$

se constată că relația pentru putere devine:

$$P = 3U_{10}I_1 \cos \varphi = 3P_1.$$

Deci, puterea activă se va măsura cu un singur wattmetru (fig.147a) a cărui indicație se va multiplica cu 3.

5.5.5 Măsurarea puterii reactive în circuitele electrice de c.a. cu ajutorul wattmetrelor

Se consideră un circuit monofazat de curent alternativ alimentat cu tensiunea $u = U\sqrt{2} \sin \omega t$ și parcurs de curentul $i = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$.

Dacă bobina de curent a wattmetrului este parcursă de curentul \underline{I} , se pune problema găsirii unei tensiunii auxiliare \underline{U}' cu care să se alimenteze circuitul de tensiune, astfel încât wattmetrul să măsoare puterea reactivă consumată în circuit:

$$Q = I_m \{ \underline{U}' \cdot \underline{I}^* \} = UI \sin \varphi.$$

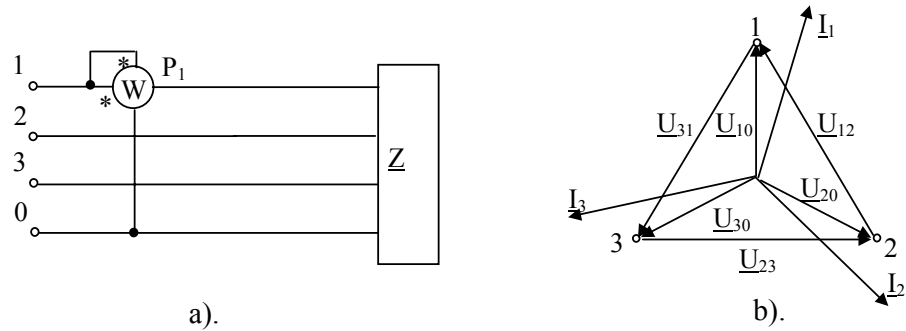


Fig.147 Măsurarea puterii active într-un circuit trifazat cu conductor neutru, cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați:
a - metoda unui singur wattmetru; b - diagrama fazorială.

Se consideră că tensiunea auxiliară \underline{U}' , de aceeași frecvență cu \underline{U} , este defazată cu $\frac{\pi}{2}$ în urmă față de \underline{U} .

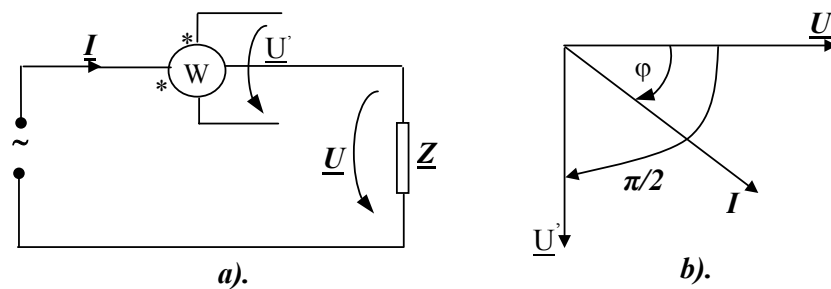


Fig.148 Măsurarea puterii reactive cu wattmetrul alimentat cu o tensiune auxiliară: a – schema de principiu; b – diagrama fazorială.

Deviația α a wattmetrului este:

$$\alpha = K' U' I \cos(\underline{U}', \underline{I}) = K' U' I \cos(90^\circ - \varphi) = K' U' I \sin \varphi = K' \cdot \frac{U'}{U} \cdot UI \sin \varphi = K' \cdot \frac{U'}{U} \cdot Q.$$

Wattmetrul măsoară însă o putere activă monofazată:

$$P' = \text{Re}\{\underline{U}' \underline{I}^*\}, \text{ adică } \alpha = K' \cdot P'.$$

Egalând relațiile, rezultă:

$$\frac{U'}{U} \cdot Q = P', \text{ adică } Q = \frac{U}{U'} \cdot P' \text{ sau } Q = I_m \{\underline{U}' \underline{I}^*\} = \frac{U}{U'} \cdot \text{Re}\{\underline{U}' \cdot \underline{I}^*\} = \frac{U}{U'} \cdot P' = kP', \text{ unde } k = \frac{U}{U'}.$$

Observații:

- Se constată că, alimentând circuitul de tensiune al wattmetrului cu o tensiune auxiliară \underline{U}' defazată cu 90° în urma tensiunii \underline{U} de la bornele receptorului, puterea reactivă Q se obține multiplicând puterea activă P' citită la wattmetru, cu un coeficient k dat de raportul valorilor efective ale tensiunii U și tensiunii auxiliare U' .

- Puterea reactivă se poate măsura cu ajutorul wattmetrelor numai în circuite trifazate alimentate cu tensiuni simetrice.

5.5.6 Măsurarea puterii reactive în circuitele trifazate

Considerând tensiunile de alimentare a circuitelor simetrice, măsurarea puterii reactive se poate realiza cu următoarele metode (în cazul general al sistemului de curenți dezechilibrați):

- metoda celor 3 wattmetre;
- metoda celor 2 wattmetre.

5.5.6.1 Metoda celor 3 wattmetre

Deoarece

$$Q = \text{Im}\{\underline{S}\} = \text{Im}\left\{\sum_{k=1}^3 \underline{U}_{kN} \underline{I}_k^*\right\} = \text{Im}\{\underline{U}_{1N} \cdot \underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N} \cdot \underline{I}_2^* + \underline{U}_{3N} \cdot \underline{I}_3^*\} = \\ = \text{Im}\{\underline{E}_1 \underline{I}_1^* + \underline{E}_2 \underline{I}_2^* + \underline{E}_3 \underline{I}_3^*\} = Q_1 + Q_2 + Q_3 ,$$

rezultă:

$$Q = \frac{E_1}{U_1} \text{Re}\{\underline{U}_1' \underline{I}_1^*\} + \frac{E_2}{U_2} \text{Re}\{\underline{U}_2' \underline{I}_2^*\} + \frac{E_3}{U_3} \text{Re}\{\underline{U}_3' \underline{I}_3^*\}.$$

Din diagrama fazorială se determină tensiunile auxiliare $\underline{U}'_1, \underline{U}'_2$ și \underline{U}'_3 defazate cu $\pi/2$ în urmă față de tensiunile stelate de fază $\underline{E}_1, \underline{E}_2, \underline{E}_3$. Rezultă:

$$\underline{U}'_1 = \underline{U}_{23}; \quad \underline{U}'_2 = \underline{U}_{31}; \quad \underline{U}'_3 = \underline{U}_{12}.$$

Deoarece $U_{12} = U_{23} = U_{31} = U$ și $E_1 = E_2 = E_3 = E$, rezultă că

$$\frac{E_1}{U_{23}} = \frac{E_2}{U_{31}} = \frac{E_3}{U_{12}} = \frac{E}{U} = \frac{1}{\sqrt{3}}, \text{ și}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[U_{23} I_1 \cos(\underline{U}_{23}, \underline{I}_1) + U_{31} I_2 \cos(\underline{U}_{31}, \underline{I}_2) + U_{12} I_3 \cos(\underline{U}_{12}, \underline{I}_3) \right] = \frac{1}{\sqrt{3}} (P'_1 + P'_2 + P'_3)$$

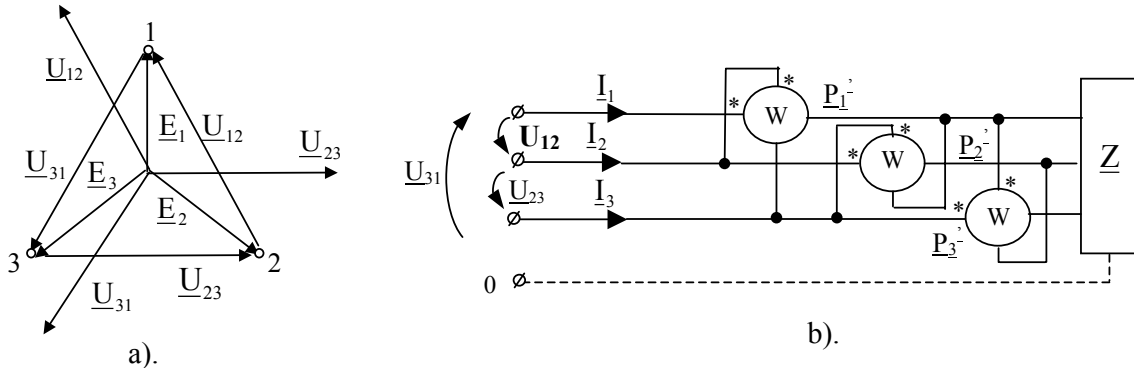


Fig.149 Metoda celor trei wattmetre într-un circuit trifazat fără conductor neutru:
a – diagrama fazorială; b – schema de montaj.

În cazul particular al sistemelor de curenți echilibrați, când $I_1 = I_2 = I_3 = I$, puterea reactivă este:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[U_{23} I_1 \cos(\underline{U}_{23}, \underline{I}_1) + U_{31} I_2 \cos(\underline{U}_{31}, \underline{I}_2) + U_{12} I_3 \cos(\underline{U}_{12}, \underline{I}_3) \right] = \\ = \frac{3}{\sqrt{3}} U_{23} I_1 \cos(\underline{U}_{23}, \underline{I}_1) = \sqrt{3} P'_1 .$$

Deoarece cele 3 wattmetre dau indicații identice, metoda celor 3 wattmetre se transformă în metoda unui singur wattmetru.

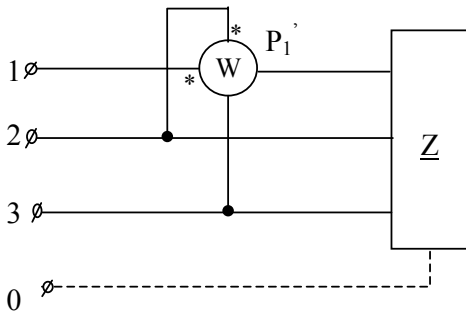


Fig.150 Metoda unui singur wattmetru pentru măsurarea puterii reactive.

5.5.6.2 Metoda celor 2 wattmetre

Admițând că se dă punctului N potențialul fazei a 2-a, rezultă:

$$Q = \text{Im}\{\underline{U}_{12} \underline{I}_1^* + \underline{U}_{32} \underline{I}_3^*\} \quad (\text{din } N \equiv 2, \quad Q = \text{Im}\{\underline{U}_{1N} \underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N} \underline{I}_2^* + \underline{U}_{3N} \underline{I}_3^*\},$$

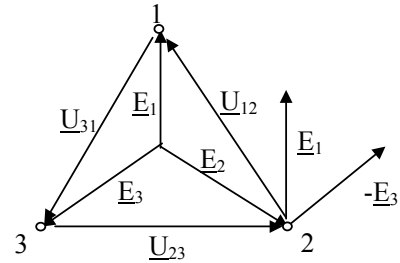
sau

$$Q = \frac{U_{12}}{U_{12}} \text{Re}\{\underline{U}'_{12} \underline{I}_1^*\} + \frac{U_{32}}{U_{32}} \text{Re}\{\underline{U}'_{32} \underline{I}_3^*\}.$$

Din diagrama fazorială, rezultă:

$$\underline{U}'_{12} \text{ (defazat în urmă cu } \pi/2 \text{ față de } \underline{U}_{12}) = -\underline{E}_3;$$

$$\underline{U}'_{32} \text{ (defazat în urmă cu } \pi/2 \text{ față de } \underline{U}_{32}) = \underline{E}_1.$$



Deoarece $U_{12} = U_{23} = U_{31} = U$ și $E_1 = E_2 = E_3 = E$ (tensiuni simetrice) rezultă că:

$$\frac{U_{12}}{E_3} = \frac{U_{32}}{E_1} = \frac{U}{E} = \sqrt{3}.$$

Deci:

$$Q = \sqrt{3} [\text{Re}\{-\underline{E}_3 \underline{I}_1^*\} + \text{Re}\{\underline{E}_1 \underline{I}_3^*\}] = \sqrt{3} (P_1' + P_2'),$$

unde P_1' și P_2' sunt puterile active indicate de cele 2 wattmetre. Pentru obținerea tensiunii stelate de fază, trebuie creat un punct neutru artificial, deci conectată pe faza a doua o rezistență $R = R_w$ (rezistența circuitului de tensiune a wattmetrelor, presupuse identice).

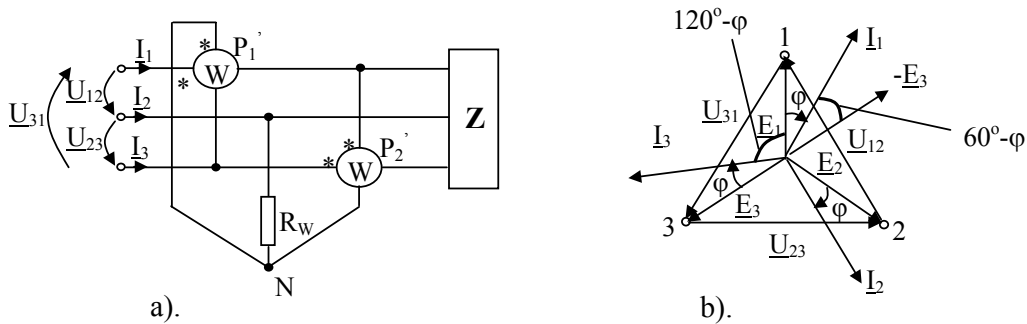


Fig.151 Metoda celor 2 wattmetre pentru măsurarea puterii reactive: a – schema de montaj; b – diagrama fazorială în cazul circuitului trifazat cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați.

$$Q = \sqrt{3} \{E_3 I_1 \cos[(-E_3), I_1] + E_1 I_3 \cos(E_1, I_3)\} = \sqrt{3} (P_1' + P_2').$$

În cazul curenților echilibrați ($I_1 = I_2 = I_3 = I$):

$$P_1' = E_3 I \cos[(-E_3), I_1] = EI \cos(60^\circ - \varphi) = EI \sin(\varphi + 30^\circ);$$

$$P_2' = EI \cos(120^\circ - \varphi) = EI \sin(\varphi - 30^\circ).$$

Observații:

Din indicațiile wattmetrelor se pot determina:

- puterea reactivă trifazată: $Q = \sqrt{3} (P_1' + P_2') = \sqrt{3} UI \sin \varphi$;

- puterea activă trifazată: $P = \sqrt{3} (P_1' - P_2') = \sqrt{3} UI \cos \varphi$;

- defazajul receptorului: $\text{tg} \varphi = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_1' + P_2'}{P_1' - P_2'}$.

5.5.7 Măsurarea puterii în audiofrecvență

Se poate face prin diferite metode, în funcție de domeniul de frecvență și de mărimea puterii.

Wattmetrul de ieșire se bazează pe măsurarea tensiunii la bornele unei rezistențe fixe, care constituie sarcina pentru sursa a cărei putere se măsoară. Puterea consumată de sarcină este:

$$P = \frac{U_{ef}^2}{R}$$

Rezistența R fiind constantă, scara voltmetrului poate fi etalonată direct în wați, fiind o scară pătratică. Dezavantajele soluției sunt:

- prezintă o singură impedanță de intrare, fixă, deci nu poate fi utilizată pentru orice sarcină;
- prezintă o singură sensibilitate, deci nu poate măsura puteri de nivele diferite.

Una dintre metodele folosite în practică pentru a varia sensibilitatea wattmetrului constă în introducerea între sursă și ansamblul rezistență-wattmetru, a unui atenuator în trepte. Dacă atenuatorul este corect proiectat, impedanța de intrare rămâne mereu aceeași. O altă metodă constă în utilizarea montajului din fig.152.

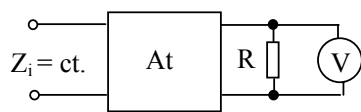
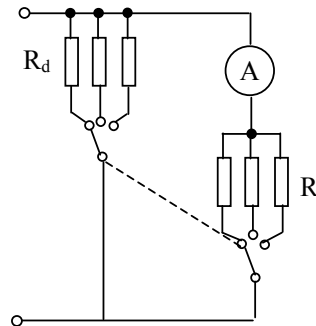


Fig.152 Montaje pentru măsurarea puterii în audiofrecvență: At – atenuator în trepte; R – sarcină; V - voltmetru; A - ampermetru; R_d, R_s – rezistențe derivație, respectiv serie (variabile).



În acest caz pot fi variate cele 2 rezistențe R_s și R_d astfel încât rezistența de intrare să rămână constantă, curentul maxim care circulă prin aparat menținându-se la aceeași valoare I_a (nominală).

Pentru a obține și diferite impedanțe de intrare pot fi folosite transformatoare. În cazul transformatorului ideal:

$$Z_1 = \frac{1}{n^2} Z_2, \text{ unde: } Z_1 = \text{impedanță de intrare } Z_1 = \frac{U_1}{I_1};$$

$$Z_2 = \text{impedanță de sarcină } Z_2 = \frac{U_2}{I_2};$$

$$n = \text{raportul de transformare } n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2}.$$

Deci prin variația raportului de transformare variază și impedanța la bornele de intrare ale circuitului primar al transformatorului.

Disponând deci, de un transformator cu prize la intrarea cu un wattmetru de ieșire, se obține un wattmetru de ieșire cu sensibilitate și impedanță de intrare variabile:

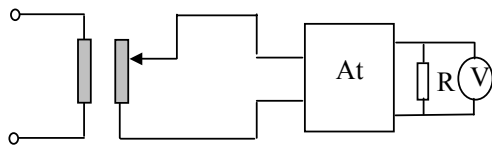


Fig.153 Wattmetru de ieșire cu sensibilitate și impedanță de intrare variabile.

Cu un astfel de wattmetru poate fi determinată cu ușurință rezistența optimă de sarcină a unei surse, de exemplu a generatorului sau amplificatorului. Se variază Z_i (impedanța de intrare) a wattmetrului până când indicația wattmetrului este maximă. În acest moment, Z_i a wattmetrului este egală cu impedanța (rezistența) optimă Z_s (R_s) a sursei.

În locul transformatorului de adaptare a impedanței se pot utiliza și cuadripoli rezistivi de adaptare.

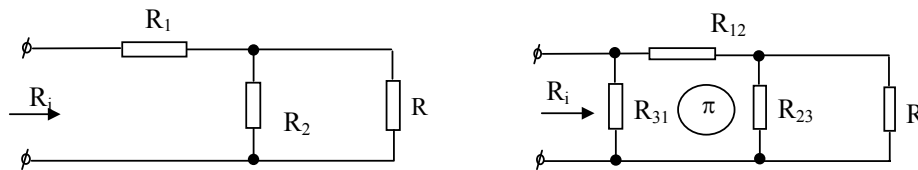


Fig.154 Cuadripoli rezistivi de adaptare.

5.6 Măsurarea analogică a frecvenței

Pentru măsurarea frecvenței tensiunilor alternative există numeroase metode; unele dintre acestea folosesc aparate indicatoare, numite frecvențmetre, iar altele necesită montaje speciale. Metodele de măsurare diferă între ele atât prin intervalul de măsurare, cât și prin precizia realizată.

Principalele metode pentru măsurarea analogică a frecvenței sunt:

- metoda directă de măsurare cu aparate indicatoare (frecvențmetre);
- metoda de punte;
- metoda comparației;
- metoda de rezonanță.

5.6.1 Frecvențmetre analogice

După construcția și principiul lor de funcționare, frecvențmetrele analogice pot fi:

- cu lamele vibrante;
- cu dispozitiv de măsurare logometric;
- electronice.

Frecvențmetre cu lamele vibrante. Funcționarea acestor aparate se bazează pe fenomenul de rezonanță mecanică, care apare sub acțiunea unor forțe dezvoltate de un electromagnet parcurs de curentul periodic de măsurat.

Frecvențmetrele cu acționare directă sunt alcătuite dintr-o serie de lamele vibrante dispuse pe un rând, încastrate la un capăt în șasiul aparatului și având capătul liber îndoit în unghi drept. La frecvențmetrele cu intervalul de măsurare 45 - 55Hz sunt prevăzute lamele din 0,5 în 0,5Hz, adică în total 21 de lamele. Lamelele sunt supuse vibrațiilor cu ajutorul electromagneților, alimentați cu tensiune alternativă, având frecvența de măsurat f .

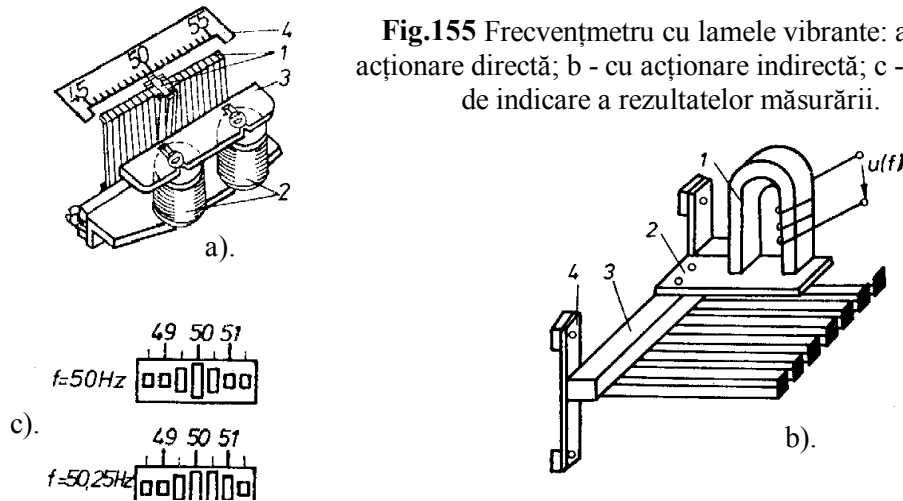
Forța de natură magnetică care se exercită asupra fiecărei lamele este proporțională cu pătratul inducției magnetice, respectiv cu pătratul curentului din înfășurările electromagneților:

$$F = kB^2 = k'i^2 = 2kI^2 \sin^2 \omega t = kI^2(1 - \cos 2\omega t).$$

Sub acțiunea acestei forțe lamelele vor vibra cu frecvența $2f$. Amplitudinea vibrațiilor lamelelor este însă neobservabilă, cu excepția a 2 - 4 lamele, a căror frecvență proprie de oscilație este egală sau apropiată de $2f$ și care intră în rezonanță mecanică, vibrând cu amplitudine mare, vizibilă de la distanță. Lamelele trebuie astfel executate încât curba lor de rezonanță mecanică să aibă o lățime suficient de mare și ca urmare, să vibreze cel puțin două lamele pentru a se putea aprecia frecvențele situate între valorile înscrise pe cadran.

La frecvențmetrele cu acționare indirectă, lamelele sunt fixate pe o traversă de metal. Lamele sunt supuse vibrațiilor cu ajutorul electromagnetului prin intermediul plăcuței feromagnetice și a traversei.

Frecvențmetrele cu lamele vibrante se construiesc pentru frecvențe până la 1500Hz, cu 1 - 4 șiruri de lamele, cuprinzând intervale de la 90% la 110% din frecvența înscrisă la mijlocul șirului. Clasele de precizie sunt cuprinse între 0,2 și 1. Tensiunile nominale sunt de obicei 110 - 220 - 380 - 500V \pm 20% .



În fig.155a semnificația notațiilor este următoarea: 1-lamele vibrante; 2, 3-electromagneți; 4-cadran, iar în fig.155b: 1-electromagnet; 2-plăcuță feromagnetică; 3-traversă; 4-suporturi elastici.

Frecvențmetre cu logometru. Acestea pot fi feromagnetice, electrodinamice și de inducție. Frecvențmetrul ferodinamic are ca instrument de măsurare un logometru ferodinamic cu câmp uniform, cu două bobine mobile decalate cu 90^0 . Una din bobine este înseriată cu o rezistență R_1 și o inductanță L , cealaltă cu o rezistență R_2 și o capacitate C . Circuitele bobinelor mobile sunt legate în paralel și apoi sunt înseriate cu înfășurarea de excitație a electromagnetului. La bornele acestui ansamblu se aplică tensiunea de frecvență necunoscută. Cuplurile de natură electrică care se exercită asupra celor două bobine se obțin:

$$M_{1 \text{ med}} = k_1 I I_1 \cos \varphi_1 \sin \alpha ;$$

$$M_{2 \text{ med}} = k_2 I I_2 \cos \varphi_2 \cos \alpha ;$$

Deoarece $I_1 \sin \varphi_1 = I_2 \sin \varphi_2$ și $M_{1 \text{ med}} = M_{2 \text{ med}}$, rezultă: $\text{tg } \alpha = \frac{k_2}{k_1} \frac{\text{tg} \varphi_1}{\text{tg} \varphi_2}$.

Defazajele φ_1 și φ_2 sunt funcții de impedanțele circuitelor celor două bobine mobile și de frecvență. Parametrii R_1 , R_2 , R , L , C fiind constanți se obține relația: $\text{tg} \alpha = F(f_x)$. De obicei circuitele celor două bobine mobile se dimensionează astfel încât ele să fie în rezonanță la frecvența minimă nominală a aparatului.

Intervalul de măsurare al acestor frecvențmetre este 45 – 50 - 55Hz la tensiunea de 120V sau 220V.

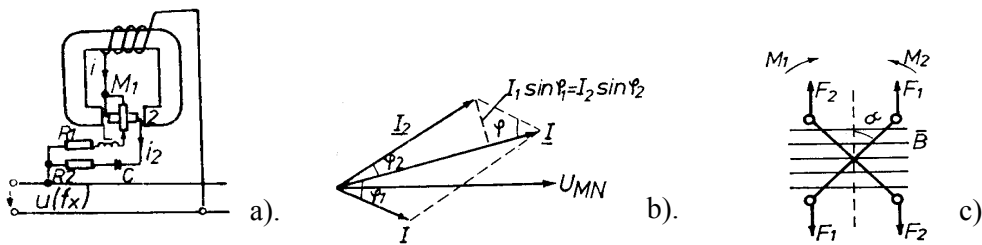


Fig.156 Frecvențmetru ferodinamic: a - schema de principiu;

b - diagrama de fazori; c - cuplurile ce se exercită asupra bobinelor mobile.

Frecvențmetre electronice. Acestea sunt destinate măsurării frecvențelor în intervalul 10Hz - 100kHz. Funcționarea acestor aparate se bazează pe producerea unor impulsuri de curent de formă constantă, având frecvența egală cu frecvența de măsurat, care produc deviația unui instrument de măsurare electromagnetic. Schema de principiu a acestui tip de frecvențmetru este prezentată în figura următoare:

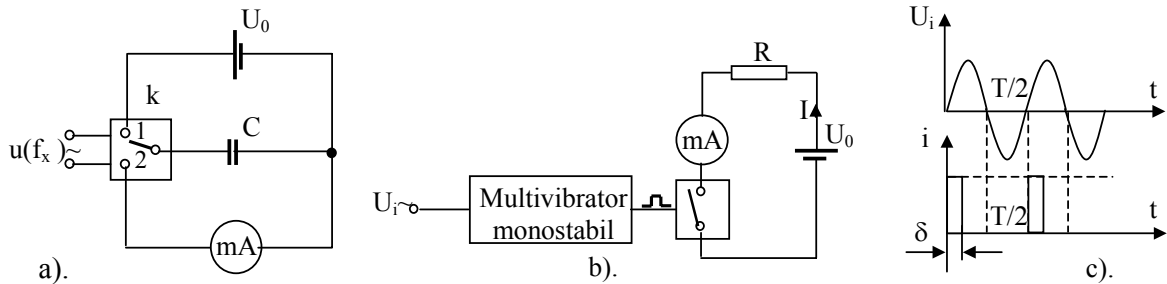


Fig.157 Schemele de principiu ale unui frecvențmetru electronic:

a - cu comutator electronic; b - cu multivibrator; c - diagrama semnalelor.

Comutatorul electronic comută contactul k cu o frecvență egală cu frecvența de măsurat, producând încărcarea condensatorului C în timpul unei semiperioade și apoi descărcarea lui pe aparatul magnetoelectric în timpul semiperioadei următoare. În fiecare perioadă trece prin aparat sarcina electrică $q = CU_0$, iar într-o secundă sarcina $q = f_x q = f_x CU_0$, unde f_x este frecvența de măsurat. Sarcina electrică care trece prin aparat în unitatea de timp este curentul I pe care îl indică acesta:

$$I = q' = f_x CU_0 = kf_x.$$

Pentru ca indicația aparatului să fie proporțională cu f_x trebuie ca U_0 și C să fie constante. Dacă se utilizează surse de stabilizare cu diode Zener, condensatoare și aparate magnetoelectrice de precizie ridicată, se obțin frecvențmetre de clasă 0,2 cu mai multe game de măsurare și pentru mai multe tensiuni nominale.

Măsurarea frecvenței se mai poate efectua prin alimentarea sub tensiune constantă a unui condensator legat în serie cu aparatul indicator. În practică se măsoară frecvențele unor semnale cu diferite amplitudini, care se limitează înainte de a fi aplicate condensatorului cu ajutorul unor diode Zener montate în opoziție. Pentru măsurarea curentului din circuit se utilizează un microampermetru magnetoelectric asociat cu diode redresoare. Schema de principiu a unui frecvențmetru electronic cu condensator alimentat sub tensiune constantă este prezentată în fig. 158.

Curentul i ce trece prin condensator este: $i = C \frac{du'}{dt}$, iar

$$I_{\text{med}} = \frac{1}{T_x} \cdot \int_0^{T_x/2} idt = \frac{C}{T_x} \cdot \int_0^{T_x/2} \frac{du'}{dt} dt = \frac{C}{T_x} \cdot \int_{-U_0}^{+U_0} du' = 2CU_0 f_x,$$

unde $+U_0$ și $-U_0$ sunt limitele între care se modifică tensiunea la ieșirea etajului de limitare.

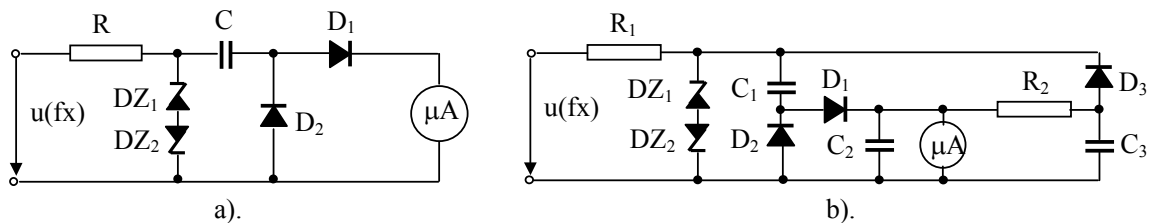


Fig.158 Schemele de principiu ale unui frecvențmetru electronic cu condensator alimentat sub tensiune constantă.

În cazul redresării ambelor alternanțe, curentul mediu prin instrument va fi:

$$I_{\text{med}} = 4CU_0 f_x.$$

Deoarece, uneori este necesară măsurarea frecvenței într-un interval limitat, se realizează frecvențmetre cu zero decalat (fig.158b.).

Alte tipuri de frecvențmetre sunt frecvențmetrele electronice care au la bază fie fenomenul de rezonanță într-un circuit serie LC, cuplat inductiv cu sursa a cărei frecvență este necunoscută, fie fenomenul de interferență dintre frecvența necunoscută f_x și o frecvență etalon foarte apropiată:

$$f_0 = f_x + \Delta f.$$

5.6.2 Metoda de punte pentru măsurarea frecvenței

Toate punțile de curent alternativ, ale căror condiții de echilibru sunt dependente de frecvență, pot fi utilizate pentru măsurarea frecvenței în condiții de laborator. Cele mai simple și răspândite punți pentru măsurat frecvențe sunt: puntea de rezonanță și puntea Wien-Robinson.

Puntea de rezonanță (fig.159a) are trei laturi formate din rezistoare neinductive, iar a patra latură dintr-o bobină în serie cu un condensator variabil fără pierderi dielectrice. Echilibrarea punții se realizează prin modificarea capacității și a uneia din rezistențe.

La echilibru sunt satisfăcute condițiile:

$$\begin{cases} LC\omega_x^2 = 1 \\ R_1 R_s = R_2 R_3 \end{cases}$$

de unde rezultă: $f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}}$.

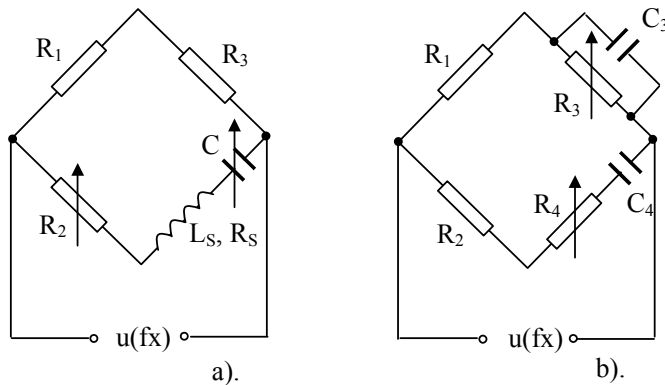


Fig.159 Punți pentru măsurarea frecvenței:

a - puntea de rezonanță;
b - puntea Wien-Robinson.

Puntea Wien-Robinson (fig.159b.) este alcătuită din patru rezistoare neinductive și două condensatoare fără pierderi dielectrice.

Condițiile de echilibru ale acestei punți sunt:

$$\begin{aligned} \omega_x^2 R_3 R_4 C_3 C_4 &= 1; \\ \frac{R_4}{R_3} + \frac{C_3}{C_4} &= \frac{R_2}{R_1}. \end{aligned}$$

Dacă $C_3 = C_4 = C$, $R_3 = R_4 = R$, $R_2 = 2R_1$, rezultă din prima condiție că:

$$f_x = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Puntea Wien-Robinson asigură măsurări mai precise decât puntea de rezonanță deoarece nu conține bobine.

Metoda punții permite măsurarea frecvențelor cuprinse între zeci de Hz și sute de kHz, cu precizii de ordinul 0,01-0,2%.

5.6.3 Metoda comparației pentru măsurarea frecvenței

Această metodă se bazează pe compararea frecvenței de măsurat cu frecvența dată de o sursă etalon, folosind un osciloscop catodic. Această metodă are două variante:

- Metoda figurilor Lissajous;
- Metoda de modulare a axei Z.

Metoda figurilor Lissajous (1). Tensiunea de frecvență necunoscută f_x se aplică la una din perechile de plăci de deflexie ale osciloscopului, deconectând baza proprie de timp, iar la cealaltă pereche de plăci se aplică tensiunea de frecvență cunoscută f_e . Semnalele se consideră sinusoidale.

Dacă raportul f_x/f_e este un număr rațional de forma k_1/k_2 , se obțin pe ecranul osciloscopului curbe închise ale căror forme variază în funcție de raportul frecvențelor și de defazaj. Aceste curbe sunt cunoscute sub denumirea de *figuri Lissajous*. Din forma curbei se poate deduce raportul frecvențelor și defazajul dintre cele două tensiuni. Pentru aceasta se numără punctele de intersecție ale curbei cu două drepte: una verticală (n_V) și una orizontală (n_H). Frecvența necunoscută rezultă din relația:

$$\frac{f_x}{f_e} = \frac{n_v}{n_H}$$

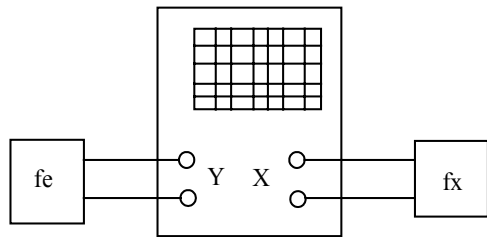


Fig.160 Măsurarea frecvenței prin metoda figurilor Lissajous.

Cu ajutorul figurilor Lissajous se pot compara ușor frecvențe al căror raport este mai mic de 10.

Când frecvențele sunt egale pe ecran apare o elipsă (care poate degenera într-o dreaptă când diferența de fază dintre semnale este număr întreg de π); dacă frecvențele diferă foarte puțin se obține o elipsă mobilă în jurul centrului său.

Timpul T în care elipsa efectuează o rotație completă este egal cu inversul diferenței celor două frecvențe:

$$T = \frac{1}{f_x - f_e}$$

Cunoscând T , se poate determina $f_x - f_e$.

Metoda de modulare a axei Z (2). Tensiunea de frecvență necunoscută f_x se aplică plăcilor de deflexie verticală (intrarea Y), iar un semnal dreptunghiular de frecvență f_e , provenit de la un generator calibrat în frecvență pe grila osciloscopului catodic (la borna "Z MOD"). Se reglează frecvența f_e , până când imaginea de pe ecran devine stabilă. Această imagine reprezintă semnalul de măsurat, cu întreruperi în cadența semnalului etalon.

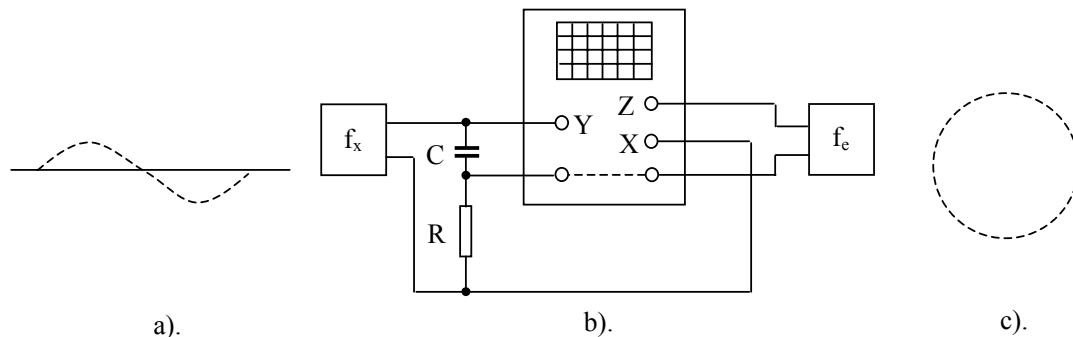


Fig.161 Măsurarea frecvenței prin modularea axei Z:

a - imaginea obținută pe ecran în cazul variantei 1; b - schema electrică pentru varianta 2; c - imaginea de pe ecran.

Dacă notăm cu n numărul de întreruperi ale semnalului în decursul unei perioade T_x , frecvența de măsurat rezultă din relația: $f_x = \frac{f_e}{n}$.

O altă variantă a metodei este cea în care semnalul de frecvență necunoscută servește la producerea, cu ajutorul unui circuit defazor RC, a unei deplasări circulare a spotului pe ecran, iar semnalul dreptunghiular etalon, de frecvență f_e este aplicat la grila osciloscopului catodic. Dacă imaginea este stabilă, atunci numărul de porțiuni luminoase ale cercului de pe ecran indică raportul frecvențelor.

5.6.4 Metoda de rezonanță pentru măsurarea frecvenței

Această metodă se bazează pe aducerea la rezonanță a unui circuit LC, în care unul dintre elemente, de obicei condensatorul, este variabil. Schema acestui circuit este reprezentată în figura următoare:

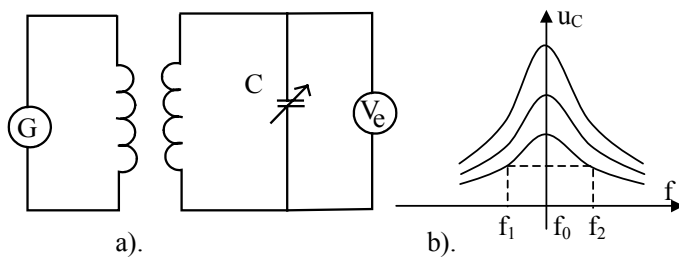


Fig.162 Măsurarea frecvenței prin metoda de rezonanță:
a - schema de principiu;
b - curbele de rezonanță.

Ca indicator de rezonanță se utilizează un voltmetru electronic de tensiune alternativă.

Modul de lucru este următorul: se realizează un cuplaj inductiv slab între generatorul a cărei frecvență se măsoară și circuitul LC, pentru a se reduce la minimum eventualele influențe ale circuitului oscilant asupra sursei, se variază apoi condensatorul până când circuitul LC ajunge la rezonanță (voltmetrul având deviația maximă). Frecvența se determină cu relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Frecvența de măsurat se poate citi direct de pe cadranul condensatorului de acord variabil, gradat în unități de frecvență. Pe acest principiu se realizează frecvențmetre având intervalul de măsurare între 100 kHz și 10 GHz cu o precizie de ordinul 0,01 ... 1%.

La frecvențe foarte mari se folosesc, în locul circuitelor LC, cavități rezonante, iar scara aparatului este deseori gradată în lungimi de undă: $\lambda = 2\pi c\sqrt{LC}$, unde c este viteza luminii. Aparatul se numește 'undamtru'.

Unele frecvențmetre de rezonanță folosesc metoda absorbției, care constă în transferul de energie din circuitul semnalului a cărei frecvență se măsoară într-un circuit rezonant cu care este cuplat.

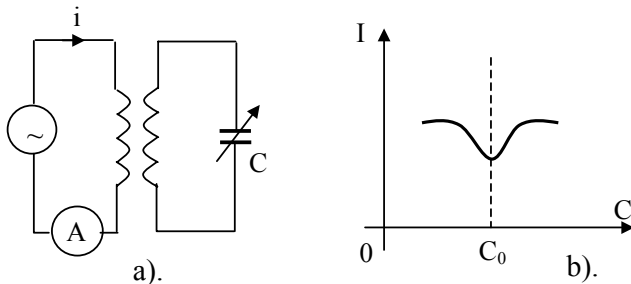


Fig.163 Metoda rezonanței folosind fenomenul absorbției:
a - schema de principiu;
b - variația curentului în funcție de valoarea condensatorului.

La momentul rezonanței, curentul din circuitul semnalului scade la o valoare minimă, datorită transferului de energie de la un circuit la celălalt. Frecvențmetrele de acest tip se numesc "frecvențmetre cu absorbție" și se folosesc la circuitele cu putere debitată de sursă de valoare mică.

5.7 Măsurarea unor mărimi neelectrice

5.7.1 Măsurarea distanțelor

Măsurarea distanțelor până la puncte îndepărtate sau inaccesibile se efectuează cu ajutorul telemetrelor, care după principiul de funcționare se clasifică în:

- telemetre optice;
- telemetre cu radar;
- telemetre cu laser.

Telemetrele cu laser sunt cele mai utilizate, fiind superioare atât în ceea ce privește distanțele măsurabile, cât și preciziile realizate, deoarece semnalul este foarte puternic, monocromatic și are un fascicul foarte fin.

Principiul de funcționare al telemetrului cu laser (asemănător celui cu radar) este cel prezentat în fig.164.

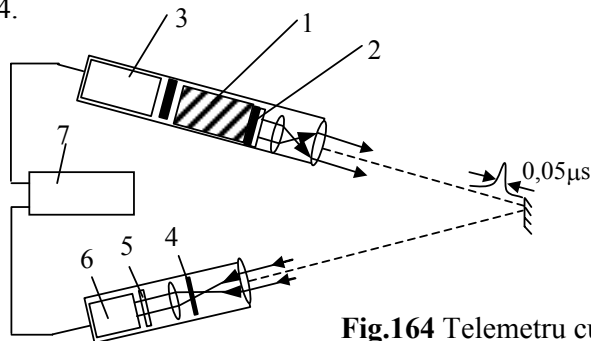


Fig.164 Telemetru cu laser.

În fig.164 se regăsesc următoarele părți componente: 1-bară de rubin; 2-oglină; 3-fotodetector; 4-diafragmă; 5-filtru optic; 6-fotomultiplicator; 7-converter de prelucrare cu afișaj digital. Fasciculul generat de un laser cu rubin este dirijat către obiectiv și reflectat de acesta. Fasciculul reflectat traversează un filtru optic cu bandă îngustă care permite separarea acestuia de radiația solară, ajunge la fotomultiplicator, este amplificat și cade pe un generator de impulsuri. Converterul de prelucrare determină distanța după numărul de impulsuri corespunzător unui anumit interval de timp și prezintă pe afișaj valoarea acesteia. S-au realizat telemetre cu laser care măsoară distanțe până la 20 de km cu o eroare de 50 de cm., deci o precizie de $2,5 \cdot 10^{-5}$.

De asemenea, s-au realizat altimetre cu laser pentru echiparea avioanelor, care permit măsurarea altitudinilor până la 2000m cu o eroare de 2 cm, deci o precizie de 10^{-5} .

Au fost realizate telemetre specializate care permit separarea și determinarea parametrilor traiectoriei navelor spațiale cu precizii foarte mari. De exemplu, spre un satelit cu diametrul de 60 cm și o viteză de $2 \cdot 10^4$ km/h s-au trimis impulsuri laser de $3 \cdot 10^{-8}$ s și s-a determinat distanța de la pământ la satelit de 1517,88 km cu o eroare de 8 m, deci cu o precizie de $5 \cdot 10^{-6}$.

Telemetrele cu laser și-au găsit de asemenea, multiple aplicații în domeniul militar și se impun din ce în ce mai mult în măsurările de precizie a distanțelor mari și foarte mari, în spațiul extraterestru.

5.7.2 Măsurarea forțelor

Pentru măsurarea forțelor se realizează convertoare de măsurare sub formă de capsule (capsule dinamometrice) care se montează în serie cu corpul de măsurat, și trebuie să suporte întreaga forță, prezentând în același timp o variație de lungime cât mai mică. În funcție de traductoarele folosite, capsulele dinamometrice pot fi:

- resistive;
- capacitive;
- inductive;
- magnetoelastice;
- piezoelectrice.

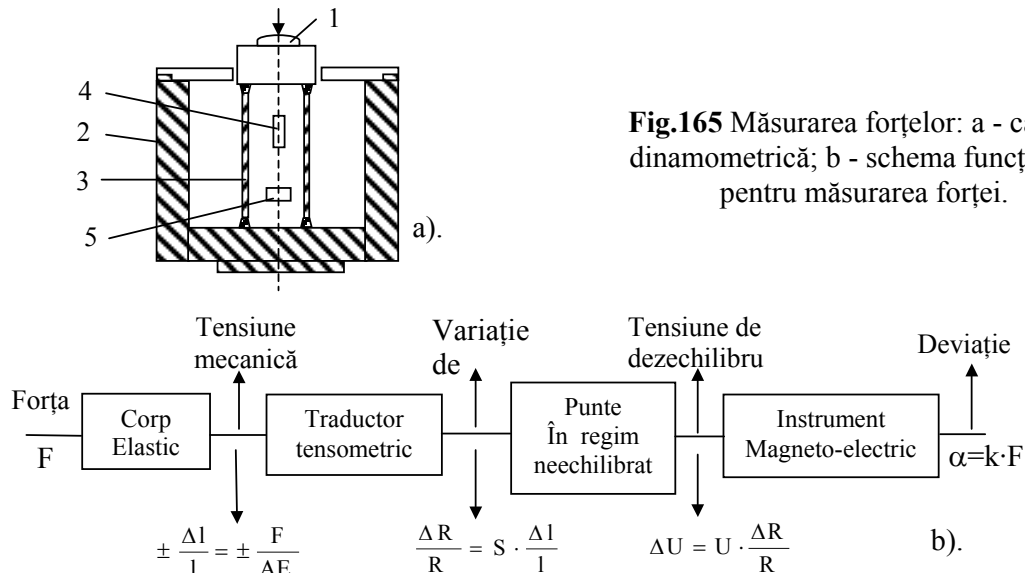


Fig.165 Măsurarea forțelor: a - capsulă dinamometrică; b - schema funcțională pentru măsurarea forței.

Schema din fig. 165a conține următoarele: 1-suprafața de presiune; 2-carcasă; 3-corp elastic; 4, 5-traductoare tensometrice resistive. Capsula dinamometrică realizată cu traductoare tensometrice (fig. 165a) prezintă un corp elastic (3) pe suprafața căruia sunt aplicate 4 traductoare tensometrice, două în direcție verticală (4), adică în direcția forței și ele vor fi comprimate, și două în direcția orizontală (5), care vor fi întinse. Dilatarea sau comprimarea la care este supus acest corp este convertită de traductoare în variații de rezistență $\pm \Delta R$, iar aceste variații sunt convertite în tensiune electrică prin intermediul unei punți în regim neechilibrat. În cazul alimentării în c.c., se obține schema funcțională din fig. 165b, care evidențiază că deviația instrumentului magneoelectric este proporțională cu forța măsurată, iar mărimile de influență ce pot afecta precizia măsurării sunt: modulul de elasticitate E al materialului din care este executat corpul elastic și tensiunea de alimentare a punții.

Capsulele dinamometrice se realizează atât pentru măsurarea forțelor mici ($0-10^4$ N) cât și pentru forțe de valori mari ($10^4 - 2 \cdot 10^7$ N), precizia măsurării fiind de 1% dacă puntea este folosită în regim neechilibrat (metoda deviației) și de 0,2% dacă puntea este utilizată în regim echilibrat (metoda de zero).

Ordinul de mărime al capsulei este $\phi 85 \times 120$ mm, pentru un interval de măsurare de 10^5 N.

Capsulele cu traductoare tensometrice sunt utilizate atât pentru măsurări statice, cât și dinamice. Capsulele dinamometrice cu traductoare piezoelectrice sunt foarte utilizate pentru măsurări dinamice.

Este de menționat că măsurarea maselor se face tot cu ajutorul capsulelor dinamometrice de tipul celor menționate și că problema măsurării maselor se reduce la cea a măsurării forței.

5.7.3 Măsurarea vitezei vehiculelor

În prezent, măsurarea vitezei de deplasare a vehiculelor se realizează în principal, cu ajutorul unor instalații *radar* bazate pe efectul Doppler, instalații care s-au folosit la început în domeniul cercetării spațiului aerian. Instalațiile *radar* (**R**adio **A**ids for **D**etection **A**nd **R**anging) au multiple utilizări - de la studiul spațiului și al corpurilor, la controlul circulației feroviare sau la supravegherea circulației rutiere. Instalația *radar* reprezintă un sistem emițător-receptor (fig. 166a), în care unda emisă de către un emițător este radiată de antena de emisie în direcția unui corp reflectant, iar după reflexia undei de către corp, aceasta este recepționată de către antena de recepție și prelucrată în receptor. Această legătură dus - întors pentru unda emisă și reflectată poate fi utilizată pentru obținerea unor informații de măsurare privind distanța până la un corp reflectant sau viteza lui de deplasare. Pentru măsurarea vitezei de deplasare se utilizează efectul Doppler, efect care constă în modificarea frecvenței undelor electromagnetice receptate de un observator aflat în mișcare relativă față de sursa emițătoare, mediul de propagare al undelor considerându-se în repaus.

Se consideră că în fig.166b emițătorul este fix, fiind situat în punctul E, și că emite energie sub formă de radiație electromagnetică, de frecvență stabilă f_e , care se propagă cu viteza u în direcția corpului reflectant aflat în P și care se deplasează cu viteza v . Unda electromagnetică se va reflecta în P și va fi percepută în E cu o frecvență:

$$f_r = f_e \left(1 + \frac{2v}{u} \cos \alpha \right).$$

Modificarea de frecvență datorată efectului Doppler se numește *frecvență Doppler* și este dată de relația:

$$f_D = 2f_e \frac{v}{u} \cos \alpha .$$

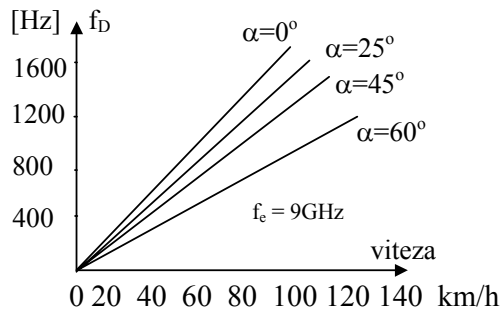
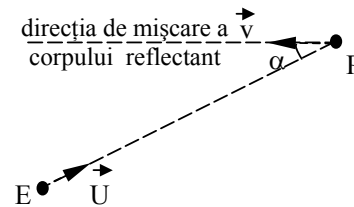
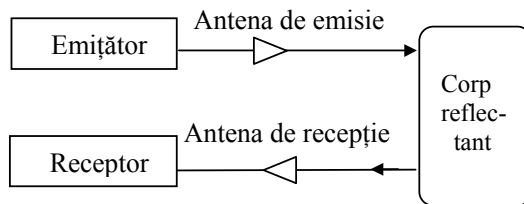


Fig.166 Instalație radar cu efect Doppler: a - principiul unei instalații radar; b -referitor la apariția frecvenței Doppler; c - diagramele $f_D = g(v)$.

Viteza de propagare a unei unde electromagnetice este:

$$u = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}},$$

unde c este viteza luminii, iar ϵ_r și μ_r sunt permitivitatea relativă, respectiv permeabilitatea relativă pentru mediul de propagare.

Pentru a avea o valoare cât mai mare pentru frecvența Doppler, se folosesc frecvențe mari de ordinul a 10GHz. De exemplu, în fig.166c sunt trasate diagramele $f_D = g(v)$ pentru $f_e = 9\text{GHz}$. Pentru $\alpha = 25^\circ$, rezultă pentru $v = 60 \text{ km/h}$ o valoare $f_D = 948\text{Hz}$, iar pentru $v = 100\text{km/h}$ o valoare $f_D = 1580\text{Hz}$. Se observă că frecvențele întâlnite în acest caz se situează în domeniul frecvențelor joase care pot fi ușor prelucrate, amplificate și măsurate, aparatul fiind digital.

6. SISTEME DE ACHIZIȚIE ȘI PRELUCRARE DE DATE

6.1 Introducere în sisteme de achiziție și prelucrare de date

6.1.1 Funcțiile sistemelor de achiziție și prelucrare a datelor

Sistemele de achiziție și prelucrare de date (SAPD) sunt sisteme de complexitate variată, realizate, dezvoltate și utilizate în scopul:

- urmării unor fenomene în contextul influențelor reciproce corelate, pe baza măsurării unei mărimi într-un proces de experimentare;
- testării produselor finite;
- observării și controlului proceselor de producție, precum și monitorizării, spre exemplu, a traficului terestru, naval și aerian.

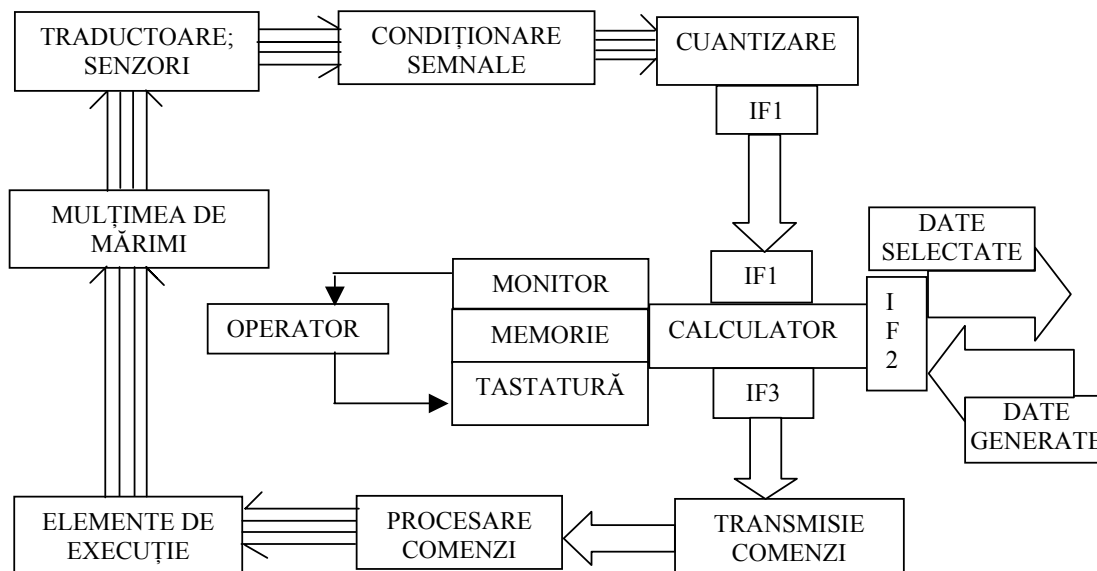


Fig.167 Structura generală a unui SAPD cu un calculator.

În funcție de scop și aplicații, SAPD poate avea în structura sa unul sau mai multe canale de culegere - prelucrare a datelor caracteristice unei mărimi sau/și legături de control prin reacție.

În acest context, *canalul de culegere - prelucrare* a semnalelor cuprinde:

- *traductoare și senzori*, care transformă mărimea urmărită în semnal electric;
- *sistemul de procesare a semnalelor*, în care semnalul electric primar este asociat unui cod numeric;
- *sistemul de cuantizare a semnalelor*, care efectuează prelevarea de eșantioane de semnale și conversia analog - digitală;

- *calculatorul*, care preia datele primare prin interfața standardizată IF1.

Calculatorul conduce procesul de achiziție, memorează datele, afișează date primare și prelucrate, primind comenzi de la operator. Printr-o interfață adecvată IF2 calculatorul poate comunica date selectate altor calculatoare de rang ierarhic asemănător, la calculatoare puternice de supervizare și conducere, sau să primească instrucțiuni de la alte calculatoare.

Canalul de control este prezent în majoritatea sistemelor SAPD, asigurând conducerea optimală, adaptivă, a procesului ale cărui mărimi caracteristice au fost culese. Acest canal cuprinde:

- *calculatorul* care emite valorile prescrise ale mărimilor reglate;
- *transmisia comenzilor* prin canale de semnal și protocoale specifice;

- *sistemul pentru procesarea comenzilor*, care de regulă cuprinde și conversia digital-analogică;

- *elementele de execuție* care efectuează acțiunile de corecție ale mărimilor controlate.

6.1.1.1 Captarea informației directe asupra unei mărimi

Mediul de transmisie, memorare și procesare, fiind electric (informația este inclusă într-o caracteristică de semnal electric: amplitudine, nivel logic, frecvență, fază de tensiuni sau curenți electrici, câmp electromagnetic), toate mărimile se introduc în sistemul de achiziție și prelucrare după o primă transformare dintr-o mărime neelectrică în mărime electrică. Unele mărimi electrice sunt compatibile, trebuind doar culese și condiționate (ex. tensiune, curent electric), iar altele (putere electrică, parametri de circuit) trebuiesc convertite în purtătoarele uzuale de informație (tensiune, curent).

O mare parte a mărimilor sunt neelectrice, implicând utilizarea *traductoarelor (senzori)* care transformă mărimea respectivă într-o reprezentare electrică, ce conține univoc în limite de precizie cunoscute, informația valorică asupra mărimii neelectrice originale.

Traductoarele pot realiza:

- funcția de transformare a mărimii neelectrice în mărime electrică;
- traducerea și condiționarea semnalului electric obținut (traductoare integrate);
- traducerea, condiționarea de semnal, conversia analog-digitală și procesarea primară a datelor (traductoare inteligente).

Din punct de vedere al principiului de funcționare, traductoarele sunt:

- *parametrice*, având ca mărime electrică de ieșire un parametru de circuit electric (rezistență, inductanță, capacitate);
- *generatoare*, având ca mărime electrică la ieșire o tensiune sau sarcină electrică;
- *de radiație*, bazate pe interacțiunea dintre diferite forme de radiație (infraroșii, ultrasunete, laser, microunde, nucleare) și mărimea neelectrică de măsurat;
- *digitale*, care produc direct coduri numerice.

Traductoarele sunt caracterizate static (limite de măsurare, precizie, sensibilitate, liniaritate) și dinamic (funcție de transfer, timp de răspuns, bandă de frecvență). De obicei, o mărime neelectrică se poate transforma într-o mărime electrică pe baza unor principii diferite, iar opțiunea pentru un traductor se face pe baza analizei raportului preț-performanță.

6.1.1.2 Condiționarea semnalelor electrice

Semnalul electric obținut direct sau prin intermediul traductoarelor are caracteristici particulare variate: amplitudinea tensiunii, forma curbei de variație, frecvența semnalului, felul semnalului (sarcină electrică, tensiune sau curent electric). Circuitele de cuantizare a semnalelor admit la intrare tensiuni electrice cu limite de variație nominale uzuale de $0...1V$, $0...5V$, $0...10V$, $-1...+1V$, $-5...+5V$ și $-10V...10V$, fapt ce impune ca semnalele electrice să fie prelucrate încă în stadiul lor analogic pentru a fi aduse la forme și nivele compatibile cu intrarea circuitelor de cuantizare.

Circuitele de condiționare a semnalelor electrice îndeplinesc următoarele *funcții*:

- amplificare;
- atenuare;
- filtrare;
- detecție de valoare afectivă, de vârf sau medie;
- liniarizare;
- operații matematice (multiplicare, sumare, integrare, derivare);
- adaptare de impedență, etc.

Proiectarea și execuția riguroasă a circuitelor de condiționare asigură menținerea erorilor de transfer în limitele prescrise, existând numeroase produse dedicate condiționării semnalelor cu funcții de transfer fixe sau ajustabile, care asigură precizii ridicate transformărilor de semnal.

6.1.1.3 Eșantionarea și cuantizarea semnalelor

Semnalele electrice primare sau prelucrate în circuitele de condiționare pot fi analogice sau digitale. Semnalele digitale se pot introduce direct în calculator prin interfață serială sau se

transformă în prealabil în cod numeric spre a fi transferate în calculator. Semnalele analogice se convertesc în cod numeric binar prin intermediul convertoarelor analog – digitale (C.A/D).

Eșantionarea este o metodă de reprezentare a semnalelor analogice printr-o succesiune (secvență) de eșantioane de amplitudine, prelevate la momente discrete de timp.

Cuantizarea este procesul prin care unei mărimi analogice cu un număr infinit de valori într-un interval de variație, i se asociază un singur număr, exprimat în cod digital.

6.1.1.4 Comunicația în sistemele de achiziție a datelor

În sistemele de achiziție și procesare a datelor, informațiile digitale (date, adrese, comenzi) sunt vehiculate între:

- convertoarele analog-digitale sau memoriile de capacitate mai mică, în care se reține un volum redus de date cuantizate, și calculatorul coordonator;
- calculatorul coordonator și alte calculatoare;
- calculatorul coordonator și perifericele de comenzi și execuție din sistemele de reglare.

Pentru ca produsele diferitelor firme specializate în echipamente de măsurare, subansamble de achiziție, calculatoare și periferice să fie compatibile, există *standarde de interfață și de comunicație* care prevăd:

- specificațiile constructive ale comunicației (conectori, cabluri);
- specificațiile electrice ale comunicației (nivelul tensiunilor și al curenților din sistem, interpretarea logică a semnalelor digitale);
- specificații privind structura canalelor de comunicație;
- specificații asupra protocolului de comunicație.

La nivelul comunicației dintre semnalul de achiziționat (după cuantizare) și calculatorul coordonator, legătura are loc prin:

- magistrala locală *ISA* de 16 biți sau *EISA* și *MCA* de 32 biți, respectiv magistrala *NuBus*;
- magistrala locală *PCI* de 32 biți sau 64 biți;
- interfața serială *RS-232C*, *RS-422A*, *RS-423A*, *RS-449* sau *RS-485*;
- interfața de magistrală pe cablu *GPIB* (*IEEE-488*, *HP-IB*, *IEC-625*);
- interfața de magistrală pe fundal *VXI*.

Comunicația între calculatorul coordonator al achiziției, măsurării și controlului și alte calculatoare, se face prin intermediul rețelelor locale de calculatoare (*LAN*) și magistrale de date (*Data Highway*), utilizând fie protocoale generale de *LAN*: *Ethernet*, *Token Ring*, *Novell*, fie protocoale specifice industriei, ca *MAP* (*Manufacturing Automation Protocol*).

6.1.1.5 Memorarea, procesarea și afișarea datelor

Concomitent cu achiziția datelor cuantizate realizată pe baza unui program de achiziție ce definește canalele de semnal, factorii de scală, și frecvențele de eșantionare, are loc și stocarea datelor brute în memoria volatilă, urmată de prelucrarea primară și stocarea acestora în memoria virtuală a calculatorului.

În aplicații există achiziție-procesare-control în timp real (*on-line*) și procesare-prelucrare de date ulterioară (*off-line*). Procesarea *on-line* se bazează pe sisteme de operare în timp real, care îndeplinesc sarcini ca: managementul timpului procesorului, managementul memoriei (mai ales în sisteme multi-task), controlul perifericelor, managementul bazei de date, tratarea întreruperilor, etc.

Datele primite de calculator prin achiziție pot fi:

- masive de date, o cantitate ce nu poate fi stocată în memorie, situație în care după prelucrarea segmentelor de date se rețin doar elementele statistice (media, suma, deviația standard ș.a.), date comprimate, sau unele segmente de date complete;
- mulțimi de date complete, stocabile în memoria calculatorului, care apoi sunt prelucrate prin: filtrare digitală, analiză spectrală, convoluție, corelație, calcule statistice, histograme, decimare, transformate, detecție de vârf ș.a.

Datele se prelucrează cu scopul de a fi vizualizate pe monitorul calculatorului sau pentru a se elabora rapoarte la periferice.

Vizualizarea pe monitor, în cazul calculatoarelor ce au și funcția de a controla procesele, se face prin partiția ecranului în zone de mesaje, de privire de ansamblu, zona principală de afișare și zona de instrucțiuni.

În cazul sistemelor de achiziție-măsurare la care accentul se pune pe analiza datelor, reprezentarea datelor prelucrate se face prin ferestre deschise pe ecranul monitorului. Există o largă varietate de produse software dedicate achiziției, care asigură instrumentele necesare organizării analizei și reprezentării datelor pe ecran.

Dacă calculatorul este conectat într-un sistem, în care există un alt calculator ierarhic superior (calculator gazdă), atunci calculatorul trebuie să extragă datele esențiale și acestea să fie transmise ca date selectate. Cu aceste date, calculatorul gazdă poate asigura funcția de supervizare a unor fenomene sau procese.

6.1.2 Structuri de sisteme pentru achiziție și prelucrare de date

În principiu, achiziția datelor referitoare la fenomene și procese se face cu următoarele scopuri:

- constatarea aleatoare sau continuă a stării unor mărimi (monitorizare);
- culegerea și procesarea corelată de date ale unui sistem în fază de model funcțional, pentru verificarea proiectării și execuției, având ca rezultat omologarea sau aducerea de modificări pentru optimizarea performanțelor;
- culegerea și procesarea corelată de date asupra unui produs/sistem în scopul testării funcționale la ieșirea din procesul de fabricație;
- culegerea și prelucrarea de date din procese de producție (electronică, electrotehnică, construcția de mașini, ș.a.) și controlul automat al fazelor de producție (reglaje, faze tehnologice, control activ de calitate, asamblare);
- controlul proceselor tehnologice (metalurgie, industrie chimică, etc.) prin procesarea datelor de timp real, calculul parametrilor de reglaj pe baza modelelor matematice și a datelor culese, și estimarea vectorilor evolutivi ai procesului.

Corenspunzător scopului urmărit structura sistemelor de achiziție este specifică pentru sistemele de măsurare-testare, care se întind pe distanțe mici fiind sisteme rapide, respectiv pentru sistemele de măsurare și control, care se întind pe distanțe mari având viteza de achiziție-transmisie-control variabilă de la o aplicație la alta.

În sistemul de achiziție pentru măsurare-testare (fig.168) sistemul testat poate fi un circuit integrat, un stand de încercat mașini electrice sau motoare termice, modelul funcțional real sau miniatură, un aparat electronic complex de telecomunicație, etc.

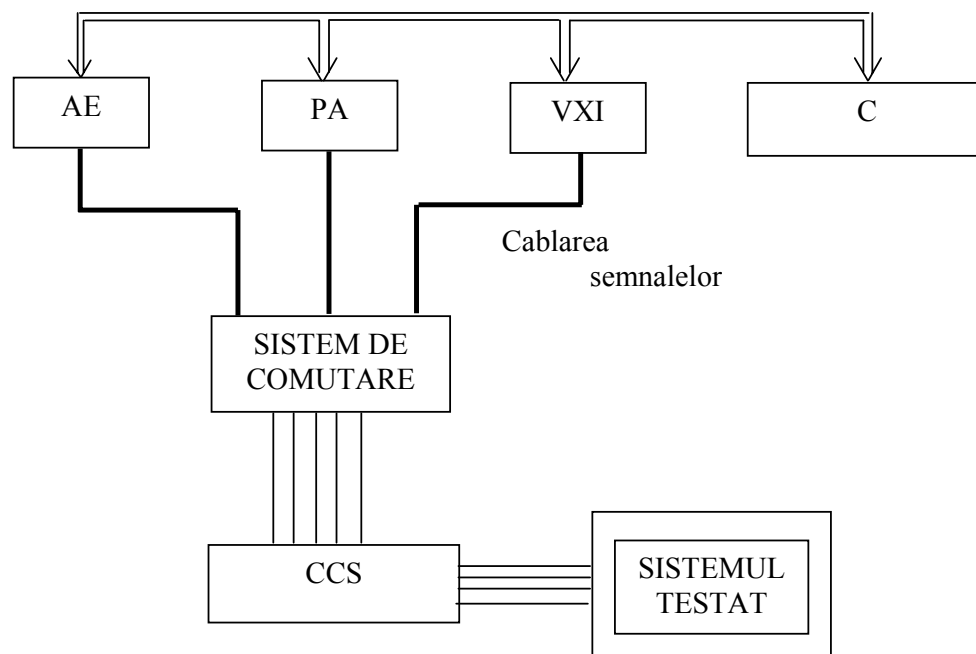


Fig.168 Structura generală a sistemelor de achiziție pentru măsurare-testare.

Mărimile sunt culese prin ansamblul de captare și condiționare de semnal (CCS) prin sonde, traductoare și senzori, cabluri de legătură ecranate și circuite de condiționare de semnale dedicate sau generale.

Dacă mai multe mărimi deja condiționate (procesate analogic după captare) sunt de aceeași natură, având aceleași limite de variație, se măsoară cu un singur aparat, semnalele fiind aplicate succesiv la aparat prin sistemul de comutare.

Măsurarea propriu-zisă (eșantionare-cuantizare) se produce în:

- aparate electronice (AE) programabile de uz general (voltmetre, osciloscoape, multimetre, analizoare ș.a.) sau specializate pentru sistemul testat;
- plăci de achiziție (PA) conectate fie la microcalculatoare, altele decât calculatorul coordonator C (în sisteme complexe), fie direct la calculatorul coordonator C;
- aparate de măsurare virtuale realizate compact pe magistrala de fundal după standardul VXI, care realizează rate de eșantionare ridicate și include și un microcalculator propriu de cadru.

Subsistemele de măsurare componente (AE, PA, VXI) comunică cu calculatorul coordonator prin interfețe rapide, cele mai importante fiind GPIB, VXI, MXI, LAN, PC bus.

În sistemele de achiziție de date și control structurile au evoluat în paralel cu tehnica de calcul. O structură completă de sistem de achiziție și control cu calculatoare distribuite este proiectată pe nivele ierarhice de control (fig.167).

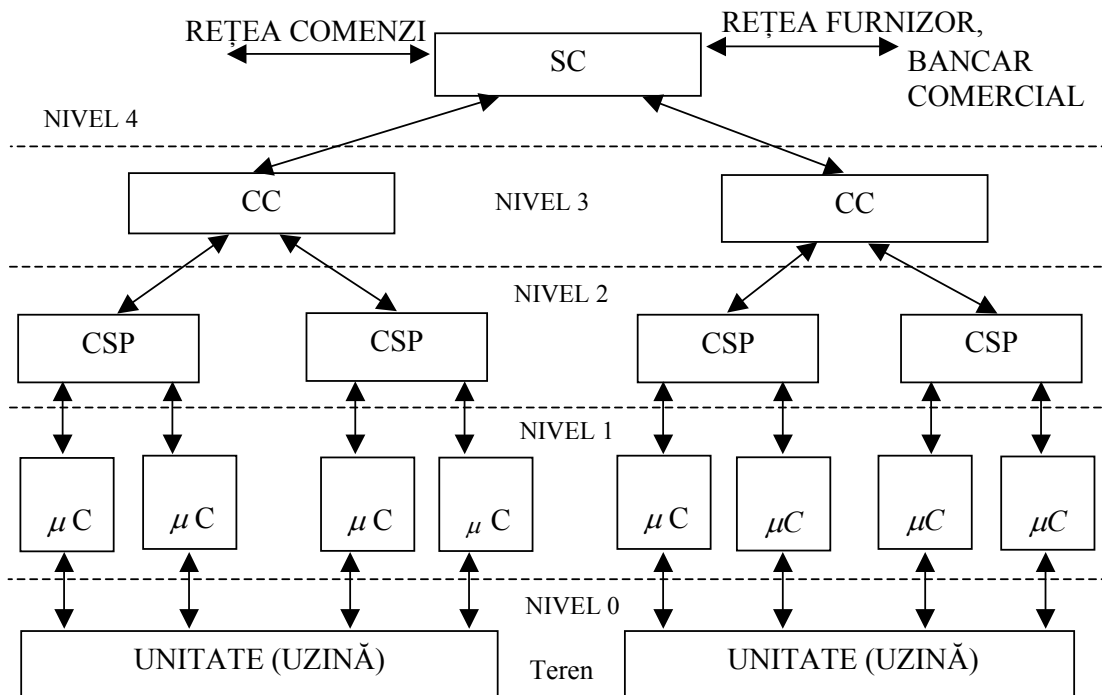


Fig.169 Structura ierarhică a sistemului de achiziție și control cu calculatoare distribuite.

Nivelul 0 de control conține procesele, traductoarele (senzorii), sistemele de condiționare de semnale, aparatele/subsistemele de măsurare, elementele de execuție/reglaj a proceselor, ale căror parametri de acționare sunt prescriși prin controlerile de proces.

Nivelul 1 de control este *nivelul de control direct* în care microcalculatoarele, plasate în vecinătatea unui grupaj de procese, asigură:

- achiziția datelor (culegerea valorilor instantanee ale proceselor – eșantioane, primirea mesajelor de stare din partea elementelor de control);
- monitorizarea proceselor controlate în urma procesării datelor, luarea de decizii privitor la acțiunile de întreprins (fie pe baza calculelor *on-line*, fie pe baza modelării procesului);
- elaborarea de date selectate în urma procesării, spre a fi trimise la calculatorul superior din nivelul 2.

Nivelul 2 reprezintă modulul de *control și supraveghere a unității*, rol asigurat de calculatoarele de supervizare a producției (CSP). Acest nivel de control asigură implementarea datelor primite de la nivelul 1 prin modele matematice complexe pentru determinarea parametrilor de proces ai controlului adaptiv în buclă, sau prin modele matematice de conducere optimală a proceselor, și selectează datele necesare nivelului superior de control.

Nivelul 3 de control al producției este constituit din calculatoare coordonatoare (CC) – fiind minicalculatoare sau calculatoare medii. La acest nivel are loc planificarea activității (producției) pentru fiecare unitate (uzină).

Nivelul 4 este dedicat *controlului managerial* al întregului ansamblu productiv. Pe lângă primirea de către supercalculatorul SC a situațiilor privind producția, acesta este abilitat să execute un număr mare de funcții ingineresti, economice, comerciale, de personal ș.a. Calculatorul SC este legat în rețea extinsă cu centrele de primire a comenzilor de la clienți, cu centre comerciale pentru aprovizionarea cu materii prime, materiale, cu furnizorii direcți de componente de producție și cu instituții financiar-bancare.

În cadrul ambelor tipuri de sisteme de achiziție (*măsurare-testare* respectiv *măsurare-control*) există mai multe structuri particulare. Acestea sunt evolutive ca urmare a cerințelor și progresului tehnologic. Conform afirmației mai multor specialiști în domeniu: “*sistemele pentru achiziția datelor sunt printre principalele beneficiare ale dezvoltării calculatoarelor*”.

6.2 INSTRUMENTE VIRTUALE

6.2.1 Generalități

În prezent se dorește să se obțină cât mai multe facilități de la aparatele de măsurare: configurare și utilizare ușoară, automatizarea măsurării, flexibilitate, posibilitatea de a le adapta rapid la diverse necesități de laborator sau procese industriale. Arhitectura închisă a aparatelor tradiționale impune un număr mare de aparate specializate pentru o aplicație de anvergură. Aplicațiile devenind tot mai complexe, iar specificațiile impuse măsurărilor tot mai severe, aparatele clasice devin nesatisfăcătoare utilizatorilor specializați.

Calculatoarele personale, cu posibilități deosebite de prelucrare și afișare a datelor, asociate cu interfețe hardware de achiziție de date permit generarea unor aparate de măsură în care elementul software este dominant, numite *instrumente virtuale*. Realizarea acestora, cu funcții diferite, reutilizând integral alte instrumente virtuale, adaptând și adăugând funcționalități noi, satisface cerințele mereu schimbătoare ale cercetării și proiectării.

Prin introducerea instrumentului virtual, utilizatorului i se dă posibilitatea să-și definească el însuși funcționalitatea instrumentului pe care-l va utiliza. Reconfigurarea sa ulterioară, pentru alte aplicații, devine o problemă relativ ușoară, operația rezumându-se doar la eliberarea unui soft de aplicație, suportul hard fiind, în general, același.

Instrumentul virtual reprezintă asocierea între echipamente hard flexibile (sisteme de achiziție de date sau aparate de măsură programabile) atașate unui microcalculator și un soft de aplicație care implementează funcțiile aparatului, acesta constituindu-se în interfața dintre operatorul uman și instrument.

Instrumentele virtuale combină într-un mod transparent față de utilizator:

- resursele calculatorului (procesor, memorie, afișaj);
- posibilitățile de măsură și control ale echipamentului hardware (traductoare, circuite de condiționare a semnalului, convertoare A/D și D/A, interfețe standardizate etc.);
- software-ul pentru analiza datelor, comunicarea proceselor și prezentarea rezultatelor.

Instrumentul virtual reușește să colecteze semnale fizice prin intermediul traductoarelor și convertoarelor A/D și să prelucreze rezultatele cu aparatul matematic puternic al PC-ului. Pentru aplicații de control a proceselor, după colectarea datelor de intrare (caracteristici stării unui sistem) se generează, după un anumit algoritm dat, cu ajutorul unor convertoare D/A, semnale electrice ce se trimit la ieșirea instrumentului virtual pentru comanda elementelor de execuție.

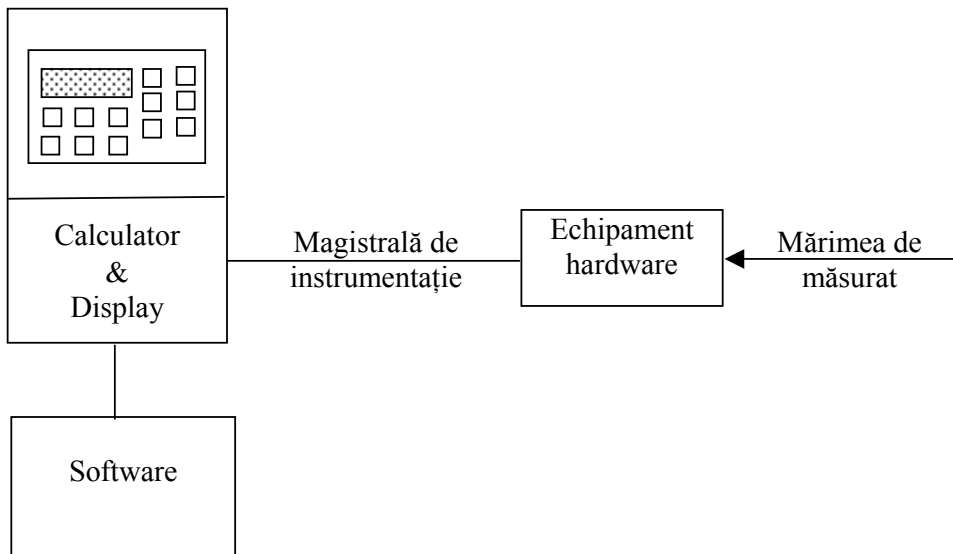


Fig.170 Componentele principale ale unui instrument virtual.

Se pot realiza astfel osciloscopae, analizoare spectrale, sintetizatoare de frecvențe, multimetre, termometre etc., care au aceleași funcții cu cele reale, dar pot introduce elemente suplimentare de analiză, prelucrare și stocare a datelor. De asemenea „butonarea” potențioanelor și comutatoarelor se face cu mouse-ul, tastatura sau automatul, utilizând imaginea panoului frontal al aparatului realizat pe monitorul calculatorului.

6.2.2 Arhitectura instrumentelor virtuale

Pentru realizarea unui instrument virtual, microcalculatorului i se atașează unul sau mai multe module/plăci pentru achiziția de date. Având o concepție modulară, blocurile componente ale instrumentului se pot interconecta. Astfel, un lanț clasic de măsurare cuprinde:

- traductorul sau senzorul (captează mărimea fizică și o transformă în mărime electrică);
- circuitul de condiționare a semnalului (aducere în gamă, filtrare, izolare galvanică, preprocesare analogică);
- placa de achiziție (multiplexare, eșantionare a semnalului la intervale prestabilite, conversie analog-digitală, transferul informației sub formă binară în memoria calculatorului);
- microcalculator (prelucrare matematică și logică, stocare date, comunicare în rețea cu alte sisteme de calcul, prezentarea și stocarea datelor).

Microcalculatorul cu display-ul constituie esența instrumentului virtual. Se pot utiliza PC-uri sau chiar stații de lucru în cazul sistemelor complexe, asociate cu monitoare de înaltă rezoluție, tastatură și un mouse. Puterea de procesare a calculatorului, facilitățile de afișare și memorare, determină în mare măsură performanțele instrumentului virtual. Procesorul performant al noilor generații de calculatoare rezolvă partea de procesare digitală foarte ridicată (de exemplu prelucrări de imagini în timp real), sau se apelează la plăci de achiziție care au în componența lor circuite DSP (*Digital Signal Processor*).

Instrumentele virtuale realizate prin software extind posibilitățile instrumentelor reale. Majoritatea producătorilor de aparate de măsurare programabile având în componența lor microcontrolere specializate, care asigură funcționarea aparatelor pe baza unui algoritm înscris în memorie, oferă ca accesorii interfețe standard GPIB (General Purpose Interface Bus), cu protocolul IEEE 488.2 (8 biți paralel, set de comenzi ASCII și rata de transfer 1 MBps) sau RS232 seriale, cu imunitate mai mare la zgomote, dar cu o rată de transfer redusă (1 KBps). Interfața VXI este de asemenea un exemplu elocvent. Este vorba de module de achiziție (instrumente modulare) montate în rack, controlul întregului echipament fiind asigurat de placa montată în soclul zero al șasiului, care realizează interfața cu calculatorul personal sau poate fi chiar un single-board computer. Dispunând de o magistrală de 32 biți, se asigură o rată de transfer ridicată (10 MBps) și o viteză de

prelucrare superioară. Aceste aparate externe, alături de sistemele de achiziție de date, sunt utile în culegerea datelor, iar cuplarea lor cu puternice sisteme de calcul le extinde extrem de mult capabilitățile, permițând realizarea unor instrumente virtuale deosebit de complexe.

6.2.3 Software pentru instrumente virtuale

A doua componentă majoră a instrumentului virtual este software-ul specializat.

Menirea software-ului este multiplă: asigură o interfață om-mașină ușor de folosit, conlucrează cu echipamentul hard, realizează prelucrarea matematică a datelor, prezintă și stochează rezultatul, practic coordonează resursele disponibile spre implementarea funcțiilor impuse instrumentului virtual.

Funcția principală – *comunicarea cu sistemul hard instalat* - nu este o problemă ușoară. Un software de instrumentație bun posedă biblioteci specifice care scutesc utilizatorul de munca de rutină. În cazuri particulare, face posibilă accesarea unor drivere preinstalate, livrate odată cu echipamentul hard. Apelând aceste funcții prin limbaje de înalt nivel, transferul de date rezultat este sigur, corect și suficient de rapid.

În general, softul livrat cu sistemele de achiziție permite realizarea unor dispozitive mai simple ca : multimetre, osciloscopae, sintetizatoare de frecvență, iar programele specializate permit implementarea unor funcții mult mai puternice, inclusiv cele de control ale proceselor.

În general, firmele consacrate își elaborează propriul mediu de dezvoltare soft pentru propriile produse hard.

În cele ce urmează se prezintă două soft-uri, elaborate de *National Instruments*, liderul mondial în producția de periferice de achiziție de date și control de procese: *LabVIEW* și *LabWindows*.

LabVIEW utilizează o abordare revoluționară a ingineriei software, prin programarea vizuală, oferind flexibilitate unui limbaj de programare de nivel înalt, fără ca utilizatorul să scrie măcar un rând de cod-mașină.

Astfel, în loc să se scrie mii de rânduri de cod-program, utilizatorul își construiește aplicația într-un mod elegant, folosind mouse-ul. Interfața grafică utilizator (GUI) este schițată în câteva minute, alegând din meniu o serie de elemente vizuale. Elementele selectate sunt interconectate cu ajutorul mouse-ului, specificând astfel și calea fluxului de date, realizând în acest mod programul de care are nevoie și concentrându-se doar asupra unei scheme bloc (diagrame).

Soluția oferă avantajele semnificative ale unui mediu multitasking, putând rula simultan mai multe instrumente virtuale. Fluxul de date schițat în diagrama funcțională specifică implicit și operațiile ce se execută simultan.

Bibliotecile aferente conțin funcții-sistem puternice, axate pe următoarele domenii:

- achiziție de date și control (drivere pentru dispozitive I/O și automate programabile, regulatoare numerice, dispozitive de înregistrare-vizualizare);
- control dispozitive (GPIB, VXI, RS-232);
- analiză de date (evaluări statistice, elemente de algebră liniară, funcții de calcul pentru domeniul timp și frecvență, filtre numerice, etc.).

Schimbul de date cu alte aplicații sau alte sisteme de calcul este posibil prin funcțiile de comunicare în rețea sau inter-aplicații incluse, neexistând nici un impediment în calea rezolvării unor sisteme de control distribuite.

Configurația minimă pentru *LabVIEW for Windows 95/NT/3.1* este realizată cu un procesor 386/25 Mz, coprocesor 387, 8MB RAM și 30MB spațiu pe harddisk.

LabVIEW oferă peste 150 drivere pentru controlul unor aparate de măsură prevăzute cu interfețe GPIB, RS-232 și VXI provenind de la 40 de producători diferiți, precum și cele necesare pentru controlul unui număr mare de plăci de achiziție de date.

LabWindows-ul combină un limbaj de programare științific cu un mediu de dezvoltare performant, ce simplifică procesul de elaborare al software-ului specific instrumentației virtuale. *LabWindows/CVI (C for Virtual Instrumentation)* fiind destinat platformelor Windows la PC-uri precum și la alte tipuri de stații (ex. SUN).

Acesta poate fi utilizat de programatori familiarizați cu limbajul *ANSIC*. Mediul de programare virtuală permite integrarea ușoară a componentelor hard și soft în instrumentul virtual

dorit. Domeniile vizate sunt: achiziția de date, monitorizarea și controlul proceselor, testări de echipamente și măsurări de înaltă calitate. Bibliotecile aferente oferă servicii complexe precum controlul aparatelor de măsură prevăzute cu interfețe GPIB, VXI, RS-232, SCXI, funcții pentru achiziție, prelucrare, calcul statistic, vizualizare și stocare date.

Folosind un editor grafic se construiește aplicația interactiv. Marele avantaj față de *LabVIEW* este posibilitatea de control absolut a funcțiilor proprii elementelor de control din interfața utilizator.

Utilizatorul are la dispoziție peste 450 de drivere pentru diferite periferice care asigură o modalitate elegantă și sigură de programare a dispozitivelor hard.

În acest mediu lucrul este deosebit de simplu. Un instrument virtual se poate crea construind interfața utilizator prin plasarea elementelor de control necesare, selectate din meniu.

O noutate o reprezintă așa-numita „*function panels*”, care este o reprezentare grafică a funcțiilor specifice *LabWindows/CVI*. Ele vizualizează funcția respectivă și parametrii care trebuie editați interactiv de către programator, utilizatorul putând rula pas cu pas funcția rezultată și o poate insera direct în codul-sursă al programului principal.

Meniul integrat mai cuprinde un *compiler* optimizat, un *linkeditor* și un *debugger* performant. Serviciile oferite sunt cuprinse în *toolkit*-uri (biblioteci) specializate (*PID Control Toolkit* – ce cuprinde algoritmi de reglare: P, PI, PD și PID). Biblioteca de funcții este foarte bogată fiind utilă pentru controlul circuitelor cu *DSP*, generare de forme de undă, elemente de statistică, transformate Fourier, integrare-diferențiere, convoluție, corelație, filtre (FIR, HR, Cebâșev), generare zgomot alb, operații matriceale, calcul statistic etc.

Pentru *LabWindows/CVI* se recomandă un sistem (minim) cu procesor 486/33 MHz, coprocesor, 8MB RAM, interfața grafică VGA sau SVGA. *LabWindows/DOS* pornește cu 386 DX, coprocesor 387 și 4MB RAM.

Bibliografie

- Bodea, M. ș.a.:** *Aparate Electronice pentru Măsurare și Control*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1985.
- Hutte :** *Manualul Inginerului-Fundamente*, Editura Tehnică, București, 1995.
- Iliescu, C. ș.a.:** *Măsurări Electrice și Electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983.
- Lang, T.T.:** *Electronics of Measuring Systems. Practical implementation of Analog and Digital Techniques*, John Wiley, 1987.
- Munteanu, R., Târnovan, I.:** *Sisteme de măsurare inteligente*, Universitatea tehnică din Cluj-Napoca, 1992
- Nicolau, E., Beliș, M.:** *Măsurări Electrice și Electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1979.
- Pop, E. ș.a.:** *Tehnici Moderne de Măsurare*, Editura “Facla”, Timișoara, 1989.
- Szabo, W.; Szekely, I.:** *Măsurări Electrice și Electronice*, Universitatea din Brașov, vol.I-1982, vol. II-1989.
- Szekely, I. ș.a.:** *Sisteme pentru Achiziție și Prelucrarea Datelor*. Editura “Mediamira”, Cluj-Napoca, 1997.
- Toacșe, G.:** *Introducere în Microprocesoare*, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1986.
- Toacșe, G., Szabo, W.:** *Microprocesorul component al aparaturii de măsurare*. Partea I. Metrologia aplicată nr. 3, 1987.
- Toacșe, G., Szabo, W.:** *Microprocesorul component al aparaturii de măsurare*. Partea II. Metrologia aplicată nr. 4, 1987.

MODURI DE EXPRIMARE A ERORILOR INTRINSECI

Tabelul 1.1

<i>Mod de exprimare a erorii intrinseci</i>	<i>Eroare intrinsecă (exprimată în unități de Y, Y_c)</i>	<i>Eroare relativ intrinsecă (exprimată în procente)</i>	<i>Valoarea convențională Y_c</i>	<i>Semnificația coeficienților b, c</i>	<i>Utilizare</i>	<i>Mod de notare a clasei de precizie</i>
În funcție de valoarea măsurată:	$\Delta Y_i = \pm \frac{b}{100} Y$	$\frac{\Delta Y_i}{Y} = \pm b$ (e _r este constantă pe intervalul de măsurare)	-	b – indice de clasă	- contoare electrice; - transformatoare de măsură; - rezistoare decadice; - condensatoare decadice.	$\textcircled{0,5}$ sau Cl. 0,5
În funcție de valoarea convențională dependentă de scara gradată:	$\Delta Y_i = \pm \frac{c}{100} Y_c$ (ΔY_i este constantă pe intervalul de măsurare)	$\frac{\Delta Y_i}{Y} = \pm c \frac{Y_c}{Y}$	limita superioară de măsurare	c – indice de clasă	- aparate analogice cu reperul zero la extremitate sau în exteriorul scării;	0,5
			suma modulelor limitelor de măsurare		- aparate analogice cu reperul zero în interiorul scării gradate;	
			lungimea scării gradate		- aparate analogice la care limita superioară este infinit.	$\nabla 1,5$
În funcție de valoarea măsurată și de limita superioară de măsurare:	$\Delta Y_i = \pm \left(\frac{b}{100} Y + \frac{c}{100} Y_m \right)$	$\frac{\Delta Y_i}{Y} = \pm \left(b + c \frac{Y_m}{Y} \right)$	-	b – indice de clasă $c = \frac{b}{10}$	- punți; - compensatoare;	$\textcircled{0,01}$
					- aparate digitale.	b și c sunt date în prospect
Observație: la aparatele digitate, uneori, se înlocuiește termenul $\frac{cY_m}{100}$ cu valoarea ultimei cifre a intervalului de măsurare.						
Unde: ΔY_i – eroarea intrinsecă (eroarea limită de măsurare în condiții de referință) ; $\frac{\Delta Y_i}{Y}$ - eroarea relativă intrinsecă; Y– valoarea măsurată ; Y _c – valoarea convențională; Y _m – limita superioară a intervalului de măsurare ; b și c numere adimensionale exprimate în procente.						

INSTRUMENTUL DE MĂSURARE CONECTAT ÎN SCHEME DE REDRESARE

Tabelul 2.1

<p>Redre- -sare Mono- alter- nanță</p>	<p>Scheme de redresare</p> <p>x) Sensul curentului în alternanța “+” este indicat de săgeata continuă, iar în alternanța “-” de săgeata cu linie punctată.</p>	<p>Forma semnalului</p>	<p>Ecuația de funcționare</p> <p>Valoarea instantanee a cuplului activ este $m_a = \Phi_0 i$, dar deviația este determinată de valoarea medie $M_{a,med}$ a cuplului activ:</p> $\alpha = \frac{M_{a,med}}{D} = \frac{\Phi_0}{D} \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = \frac{1}{2} S_I I_{med},$ <p>sau în funcție de valoarea efectivă a curentului de formă sinusoidală:</p> $\alpha = \frac{1}{2} \frac{S_I}{k_f} I = \frac{1}{2} \frac{S_I}{1,11} I,$ <p>unde $S_I = \frac{\Phi_0}{D}$ - sensibilitatea la curent a instrumentului.</p>
<p>Bi- alter- nanță</p>			<p>Deoarece în timpul unei perioade curentul trece prin instrument în același sens în ambele alternanțe:</p> $\alpha = \frac{\Phi_0}{D} \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} i dt + \int_{\frac{T}{2}}^T i dt \right] = S_I \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i dt = S_I I_{med},$ <p>sau în funcție de valoarea efectivă a curentului de formă sinusoidală:</p> $\alpha = \frac{S_I}{k_f} I = \frac{S_I}{1,11} I.$