

### 3. Evaluarea impreciziei de măsurare

#### 3.1. Definiri și clasificări

Imprecizia de măsurare este diferența dintre valoarea măsurandului obținută în procesul de măsurare și valoarea sa reală. Această diferență (abatere) provine dintr-un cumul de cauze: modelul asociat procesului fizic care oferă măsurandul, metoda de măsurare, instrumentele utilizate, condițiile de mediu în care se desfășoară procesul de măsurare, și, în unele situații, incorecta interpretare din partea operatorului.

$$\Delta X = X_{\text{ind}} - X_{\text{real}} \quad (3.1)$$

Pentru ca estimarea impreciziei de măsurare să aibă sens, se presupune că valoarea reală a măsurandului se menține constantă pe durata măsurării. În relația (3.1) este definită imprecizia absolută totală de măsurare, exprimată în unitățile de măsură ale măsuranzilor.

Analiza calitativă comparativă a mai multe instrumente sau metode de măsurare se face utilizând imprecizia relativă, definită riguros prin raportarea impreciziei absolute la valoarea reală:

$$\varepsilon_X^{\text{real}} = \frac{\Delta X}{X_{\text{real}}} \quad (\text{adimensional}) \quad (3.2)$$

Deoarece valoarea reală nu este cunoscută, se definește eroarea relativă convențională, prin raportarea impreciziei absolute la valoarea măsurată:

$$\varepsilon_X^{\text{conv}} = \frac{\Delta X}{X_{\text{măș}}} \quad (\text{adimensional}) \quad (3.2')$$

În continuare, vom considera exclusiv imprecizia (incertitudinea) relativă convențională  $\varepsilon_X = \varepsilon_X^{\text{conv}}$ , exprimată în formă procentuală:

$$\varepsilon_X^{\%} = \varepsilon_X \cdot 100 \quad (\%) \quad (3.3)$$

$$\text{sau în părți pe milion (ppm):} \quad \varepsilon_X^{\text{ppm}} = \varepsilon_X \cdot 10^6 \quad (\text{ppm}) \quad (3.4)$$

Impreciziile de măsurare pot fi estimate prin valorile maxime posibile, rezultând intervalele de existență certă a valorilor adevărate (reale) ale măsuranzilor, sau prin valorile probabile, rezultând intervalele de existență probabilă (cu probabilitatea P) a valorilor reale.

*Clasificarea erorilor de măsurare după proveniență:*

- subiective, datorate operatorului (lipsa de experiență sau de atenție);
- obiective, datorate instrumentației sau ambianței procesului de măsurare

*Clasificarea erorilor după caracterul apariției:*

- accidentale;
- aberante;
- sistematice

1. *Erorile accidentale* (aleatoare) sunt generate de cauze imprevizibile și necontrolabile, putând fi puse în evidență numai prin măsurări repetate care conduc la diferențe între valorile măsurate (dacă aceste diferențe nu apar, înseamnă că mijlocul de măsurat folosit nu are rezoluție suficientă, erorile accidentale fiind prezente întotdeauna). Erorile accidentale evoluează conform legilor statistice, putându-se evalua frecvența de apariție a oricărei valori posibile a impreciziei; în domeniul măsurărilor electrice, legile de distribuție a erorilor accidentale mai frecvent acceptate sunt: legea normală de distribuție (Gauss) și legea Student (care o aproximează pe prima).

*Legea normală de distribuție a erorilor accidentale* la o măsurare repetată descrie densitatea de repartiție a erorilor, desemnate prin variabila aleatoare continuă " $\Delta$ ", în forma din fig.3.1 (clopotul lui Gauss):

$$P(\Delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}} \quad (3.5)$$

în care " $\sigma$ " este dispersia erorilor (rădăcina pătrată a mediei statistice a pătratelor erorilor " $\Delta$ "): 
$$\sigma = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \Delta^2 P(\Delta) d\Delta} \quad (3.6)$$

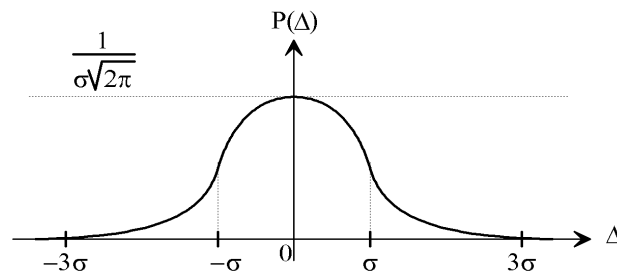


Fig.3.1. Funcția de repartiție normală

Relația (3.6) evidențiază proprietățile esențiale ale erorilor cu distribuție normală:

- simetria (probabilitatea egală de apariție a erorilor de același modul dar de semne contrare);
- concentrarea (erorile mai mici sunt mai frecvente);
- legea  $3\sigma$  (frecvența erorilor mai mari decât  $3\sigma$  este, practic, nulă).

Probabilitatea  $P$  ca eroarea " $\Delta$ " să fie mai mică decât o valoare admisibilă " $\Delta_{\max \text{ adm}}$ ", se numește *nivel de încredere* și se calculează cu formula:

$$P(\Delta_{\max \text{ adm}}) = 2\Phi(\Delta_{\max \text{ adm}}/\sigma) \quad (3.7)$$

în care  $\Phi(z)$  este funcția Laplace, ale cărei valori sunt tabelate. Câteva valori reprezentative ale dependenței  $P(\Delta_{\max \text{ adm}})$  sunt redată în tabelul T1.

Tabelul T1

$\Delta_{\max \text{ adm}}$	0,1	0,5	1.00	1,5	2.00	2,5	3.00
$P(\Delta_{\max \text{ adm}})$	0,08	0,38	0,68	0,86	0,95	0,98	0,996

Legea de distribuție *Student* (pseudonimul matematicianului englez William Sealey Gosset, 1876 - 1937) este *rectangulară* și are rezultate foarte bune în practica măsurărilor electronice, care presupun relativ puține (" $n$ ") experimente și tot atâtea valori măsurate.



Fig.3.2. William Sealey Gosset

Atunci când " $n$ " devine foarte mare ( $>30..50$ ) rezultatele sunt aproape identice pentru ambele distribuții. După legea Student, limita modulului impreciziei  $\Delta_{\max \text{ adm}}$  este (cu probabilitatea  $P$ ):

$$\Delta_{\max \text{ adm}} = t_s \quad (3.8)$$

în care:

- $t(n, P)$  reprezintă parametrul distribuției Student, dependent de numărul  $n$  de valori cunoscute ale impreciziei și de nivelul de încredere  $P$ ;
- " $s$ " reprezintă *estimarea dispersiei*, numită *abatere standard* și definită prin relația Bessel:

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n \Delta_k^2}{n-1}} \quad k = \overline{1, n} \quad (3.9)$$

în care  $\Delta_k$  sunt cele  $n$  valori ale șirului de imprecizii absolute.

Câteva valorile reprezentative pentru  $t(n, P)$  sunt redată în tabelul T2, din care rezultă că, pentru a obține rezultate suficient de precise, sunt necesare cel puțin  $n=5 \dots 10$  măsurări corecte.

Tabelul T2

P	0,99	0,95	0,9	0,8
n	t			
1	63,6	12,7	6,3	3,1
3	5,84	3,18	2,35	1,64
5	4,03	2,57	2,02	1,47
10	3,17	2,23	1,81	1,37
15	2,95	2,31	1,75	1,34
20	2,84	2,1	1,72	1,32

2. *Erorile aberante* (greșeli) aparțin experimentatorului, fiind evidențiate doar prin măsurări repetate, producând valori aberante (mult diferite de restul valorilor) în șirurile valorilor măsurate. Eliminarea valorilor aberante din șirurile de valori se face cu teste de concordanță elaborate pe baza legilor de distribuție a erorilor accidentale.

3. *Erorile sistematice* (de tip determinist - cunoscute prin cauze, valori și semne) pot fi: constante, progresive, periodice și complexe.

Erorile sistematice nu pot fi evidențiate printr-o măsurare repetată; evaluarea lor este posibilă doar din informații suplimentare vizând: specificațiile tehnice ale instrumentelor folosite, condițiile de mediu, modelele proceselor fizice analizate și metodele de măsurare folosite, fiecare categorie de cauze generând câte o categorie de erori sistematice asociate: de instrumentație, de influență, de model, de metodă.

Datorită evoluției complicate a unor erori sistematice, în special a celor de instrumentație, erorile sistematice se împart în două categorii: *complet definite* și *incomplet definite*.

Erorile complet definite sunt cele cărora li se pot determina valorile, semnele și legile de variație. Erorilor incomplet definite li se pot preciza doar valorile maxime !

Observație: În calculul impreciziei pentru măsurări repetate, se recomandă tratarea erorilor sistematice incomplet definite ca erori aleatoare (**aleatorizarea erorilor sistematice incomplet definite**), astfel: dacă  $\alpha_k$  ( $k=1 \dots n$ ) sunt limitele maxime ale acestor erori (separate considerând cauzele lor), erorilor sistematice incomplet definite li se asociază valorile probabile (cu nivelul de încredere  $P$ ):

$$\Delta_{p \text{ rob}} = \frac{1}{\sqrt{3}} t(\infty, P) \sqrt{\sum_{k=1}^n \alpha_k^2} \quad (3.10)$$

în care:  $t$  este parametrul distribuției Student pentru  $n=\infty$

După aleatorizare, se verifică îndeplinirea condiției:

$$\Delta_{prob} \leq \sum \alpha_k \quad (3.11)$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, erorile respective au valori dominante și trebuie sumate aritmetic:

$$\Delta_{prob} = \sum_{k=1}^i \alpha_k + \frac{1}{\sqrt{3}} t(\infty, P) \sqrt{\sum_{k=i+1}^n \alpha_k^2} \quad (3.12)$$

În relația (3.12) " $i$ " reprezintă numărul erorilor cu valori dominante iar " $n$ " - numărul total al erorilor considerate.

Suma tuturor erorilor sistematice complet definite se numește eroare de justete; eliminarea impreciziei de justete este obligatorie, fiind posibilă fie prin calcul, fie prin eliminarea surselor generatoare și repetarea experimentelor.

### 3.2. Estimarea impreciziei de măsurare (calculul erorilor)

Imprecizia de măsurare se estimează prin valorile absolută și relativă în funcție de tipul măsurării (repetată, izolată) și de metoda de măsurare folosită (directă, indirectă). În cazul unei măsurări izolate, se pot estima numai erorile sistematice; eroarea totală (care include și erorile aleatoare) se poate estima numai în cazul unei măsurări repetate.

Evaluarea impreciziei de măsurare are următoarele obiective:

- determinarea *intervalului de existență a valorii adevărate* a mărimii măsurate, prin precizarea valorii maxime sau probabile a impreciziei absolute totale;
- determinarea *preciziei caracteristice* a unui instrument sau a unei metode de măsurare, pentru comparația cu un alt instrument sau o altă metodă, când este necesară estimarea valorii maxime sau probabile a impreciziei relative.

#### 3.2.1. Evaluarea impreciziei care afectează o măsurare izolată

O măsurare izolată poate evidenția doar erorile sistematice. Dacă o parte din impreciziile sistematice (de metodă, de model) pot fi complet definite, exprimate prin eroarea de justete (cu semn precizat), impreciziile de instrumentație și de influență sunt, de obicei, incomplet definite, putând fi cunoscute (pe baza preciziei constructive a instrumentației folosite) doar limitele lor (posibile sau probabile).

##### 3.2.1.1. Erori de instrumentație la măsurarea izolată directă

O metodă directă de măsurare presupune utilizarea unui singur mijloc de măsurare; impreciziile sistematice de instrumentație incomplet definite, în exprimare absolută și în exprimare relativă, se evaluează în funcție de descrierea preciziei instrumentale a mijlocului de măsurare folosit.

Pentru instrumentația analogică, se determină impreciziile sistematice (incomplet definite) prin *erorile instrumentale de bază* (constructive), evaluate pe baza indicilor de precizie ai mijloacelor de măsurare. Domeniile de măsurare sunt intervale de valori ale măsuranzilor de forma  $[0, X_n]$ , precizate, de obicei, prin valorile maxime  $X_n$ , cărora le corespund indicațiile  $y_n$ .  $\Delta y_{adm}$  reprezintă abaterile maxime garantate (de producătorii de instrumente de măsurare) ale indicațiilor instrumentelor analogice.

Din relațiile de definiție a indicilor de precizie, se pot deduce limitele maxime ale impreciziilor constructive absolute și relative care afectează o măsurare.

$$\Delta X_c = c \frac{X_n}{100} \quad (a) \quad \Delta X_c = c \frac{X_{ind}}{100} \quad (b) \quad \Delta X_c = c \frac{f^{-1}(y_n)}{100} \quad (c) \quad (3.13)$$

$$\epsilon_X^c = c \frac{X_n}{X_{ind}} \quad (a) \quad \epsilon_X^c = c \quad (b) \quad \epsilon_X^c = c \frac{f^{-1}(y_n)}{f^{-1}(y_{ind})} \quad (c) \quad (3.14)$$

Precizări: Pentru mijloacele de măsurare pentru care indicii de precizie se specifică în formele (a) și (b), impreciziile constructive pot fi evaluate direct.

Pentru mijloacele de măsurare pentru care indicii de precizie se specifică prin raportări la deschiderile domeniilor de ieșire (c), impreciziile constructive pot fi determinate doar dacă se cunosc caracteristicile de transfer  $Y=f(X)$ .

Pentru indicatoarele uzuale (ampermetre, voltmetre, wattmetre), preciziile măsurărilor sunt mai mari când valoarea măsurată  $X_{ind}$  este apropiată de  $X_n$  (fig.3.3). De aceea aparatele de măsurare se realizează cu mai multe domenii de măsurare. Cu un instrument uzual ale cărui domenii nominale adiacente  $X_n^k, X_n^{k+1}$  ( $k=1...n-1$ ), se află în raport 1/2, oricare măsurand care nu depășește limita oricărui domeniu de măsurare se poate evalua (folosind domeniile nominale  $X_n^k$  ( $k=2...n$ ) doar în jumătățile superioare) cu imprecizia constructivă inferioară valorii:

$$(\epsilon_X^c)_{max} = 2c \quad (3.15)$$

Face excepție primul (cel mai mic) domeniu de măsurare (fig.3.4).

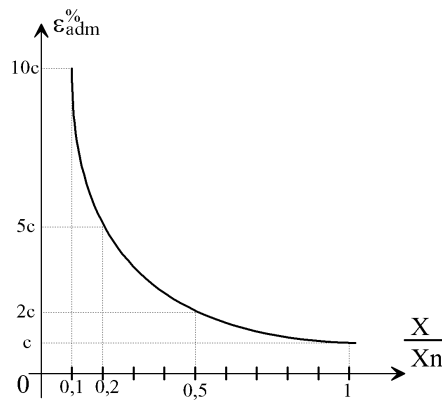


Fig.3.3. Variația impreciziei admisibile în domeniul de măsurare

Pentru contoare și sumatoare preciziile de măsurare nu depind de valorile măsurate  $X_{ind}$ ;

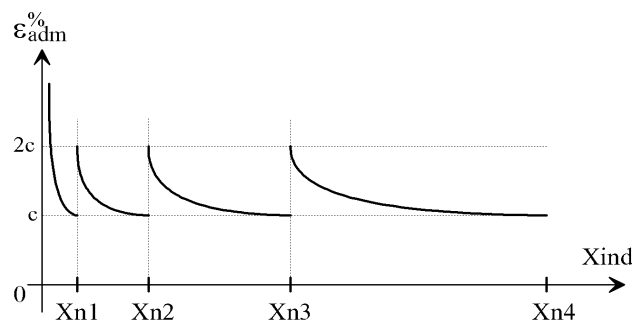


Fig.3.4. Incertitudinea de măsurare a instrumentelor cu domenii de măsurare multiple

- pentru instrumentația numerică erorile sistematice de construcție  $\Delta X_{sist}$  și  $\epsilon_X^{sist}$  sunt:

a) - dacă precizia instrumentală este exprimată prin componente separate de câștig (proportionale cu indicațiile) și de offset (procente din domenii):

$$\Delta X_{sist} = 0,01(aX_{ind} + bX_n) \quad (3.16)$$

eroarile relative corespunzătoare fiind:

$$\epsilon_X^{sist} = a + b \frac{X_n}{X_{ind}} \quad (3.17)$$

b) - dacă precizia instrumentală este exprimată conform normelor americane, atunci:

$$\Delta X_{sist} = 0,01aX_{ind} + Nr_a \quad (3.18)$$

și:

$$\epsilon_X^{sist} = a + \frac{N \times r_a}{X_{ind}} \times 100 \quad (\%) \quad (3.19)$$

în care " $r_a$ " este rezoluția absolută a domeniului de măsurare (semnificația LSD al afisajului digital), iar N - un multiplicator întreg sau zecimal.

Observații:

1. Relațiile anterioare evidențiază creșterea preciziei de măsurare atunci când valorile măsurate se apropie de capetele de scală ale domeniilor (confirmând necesitatea mai multor subdomenii de măsurare).

2. Evaluările de mai sus sunt complete doar în condiții normate de mediu; pentru fiecare abatere de la acestea trebuie evaluate și erorile de influență (sistematice incomplet definite).

Pentru calculul impreciziei totale, se recomandă sumarea pătratică a diverselor erori sistematice incomplet definite, sau aleatorizarea și folosirea relațiilor (3.10), notându-se cu  $\Delta^T X$  și  $\epsilon^T X$  valorile practice (obținute prin sumare pătratică) și cu  $\Delta^P X$  și  $\epsilon^P X$  valorile probabile (obținute după aleatorizare); în

aceste condiții rezultă:

- intervalul de existență certă:  $D_X = [X_{ind} - \Delta^T X, X_{ind} + \Delta^T X]$  sau probabilă:

$$D_X = [X_{ind} - \Delta^P X, X_{ind} + \Delta^P X] \quad (3.20)$$

a valorii adevărate a mărimii măsurate;

- precizia măsurării descrisă prin  $\epsilon_X^T$  sau prin  $\epsilon_X^P$ .

### 3.2.1.2. Erori de instrumentație la măsurarea izolată indirectă

Metodele de măsurare indirecte presupun evaluarea unei mărimi inaccesibile  $X_0$  prin intermediul altor mărimi direct măsurabile  $X_{k0}$  ( $k=1\dots m$ ), pe baza unei dependențe teoretice:

$$X_0 = f(X_{10}, X_{20}, \dots, X_{m0}) \quad (3.21)$$

Dacă  $X_{kmăs}$  ( $k=1\dots m$ ) sunt valorile măsurate ale mărimilor  $X_k$ , se consideră că valoarea măsurată a mărimii  $X$  are expresia:

$$X_{măs} = f(X_{1măs}, X_{2măs}, \dots, X_{mmăs}) \quad (3.22)$$

Abaterile valorii  $X_{măs}$  față de valoarea  $X_0$  se estimează prin erorile absolută și relativă obținute din erorile individuale  $\Delta X_k$  și/sau  $\epsilon_X^k$  care afectează mărimile direct măsurate.

Dezvoltând funcția (3.21) în serie Taylor în jurul punctului  $M$  corespunzător valorii măsurate a măsurandului  $X = (X_{1măs}, X_{2măs}, \dots, X_{mmăs}, X_{măs})$ , se obține:

$$X_0 = f(X_{1ind}, X_{2ind}, \dots, X_{mind}) + \sum_{k=1}^m \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} (X_{k0} - X_{kind}) + R \quad (3.23)$$

Considerând că abaterile absolute  $\Delta X_k = X_{k0} - X_{kmăs}$ , care afectează mărimile măsurate direct, sunt suficient de mici, reziduul "R", care include termeni cu ranguri (puteri) superioare ale acestor abateri, se poate neglija. Considerând:  $\Delta X = X_0 - X_{măs}$ , se obține:

$$\Delta X = \sum_{k=1}^m \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} \bigg|_M (X_{k0} - X_{kind}) = \sum_{k=1}^m \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} \bigg|_M \Delta X_k \quad (3.24)$$

Definind erorile relative prin raportare la valorile măsurate:

$$\epsilon_X = \frac{\Delta X}{X_{ind}} \quad \text{și} \quad \epsilon_X^k = \frac{\Delta X_k}{X_{kind}} \quad (3.25)$$

se obține imprecizia relativă care afectează măsurarea indirectă a mărimii  $X$ :

$$\epsilon_X = \sum_{k=1}^m \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} \bigg|_M \frac{X_{kind}}{X_{ind}} \epsilon_X^k \quad (3.26)$$

Calculul impreciziei relative care afectează o măsurare indirectă poate fi efectuat aplicând **algoritmul logaritmare-diferențiere** (avantajos când funcția  $f$  are formă de produs sau raport), cu următoarele etape:

- logaritmare expresiei (3.21) și prelucrarea rezultatului, utilizând proprietățile logaritmilor, până la o formă avantajoasă etapei următoare;
- diferențierea în punctul "M" (definit prin (3.23)) a expresiei obținute anterior;
- înlocuirea diferențialelor prin diferențe finite ( $\partial \rightarrow \Delta$ );
- gruparea termenilor după fiecare diferență finită;
- evidențierea erorilor relative definite prin (3.25).

În urma unei măsurări izolate a mărimii  $X$ , pentru ansamblul de mărimi  $X_k$  ( $k=1\dots m$ ), se cunosc doar limitele maximă sau probabilă ale erorilor sistematice incomplet definite (de instrumentație, de influență, etc). Limita maxim-posibilă (teoretică) pentru  $\Delta X$  și/sau  $\epsilon_X$  se obține dacă în relațiile (3.24) și (3.26) se acceptă sumarea simplă considerând combinarea catastrofică a abaterilor reale  $\Delta X_{k \max pos}$  și/sau  $\epsilon_{X \max pos}^k$  cu semnele derivatelor parțiale, (toate  $\Delta X_k$  maxime cu același semn) iar  $\Delta X_k^T$  și/sau  $\epsilon_X^{kT}$  sunt valori maxime posibile obținute tot prin sumare simplă:

$$\Delta X_{\max pos} = \sum_{k=1}^m \left| \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} \right|_M \Delta X_{k \max pos}^T \quad (3.27)$$

$$\varepsilon_{X \max pos} = \sum_{k=1}^m \left| \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} \right|_M \varepsilon_{X \max pos}^{Tk} \quad (3.28)$$

Limitele practice (probabile) pentru erorile absolută și relativă se obțin acceptând sumarea pătratică în relațiile (3.24) și (3.26):

$$\Delta_{X \text{ prob}}^T = \sqrt{\sum_{k=1}^m \left( \left| \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} \right|_M \Delta_{X \text{ prob}}^{Tk} \right)^2} \quad (3.29)$$

$$\varepsilon_{X \text{ prob}}^T = \sqrt{\sum_{k=1}^m \left( \left| \frac{\partial f}{\partial X_{k0}} \right|_M \varepsilon_{X \text{ prob}}^{Tk} \right)^2} \quad (3.30)$$

Pentru valoarea adevărată a mărimii măsurate pot fi obținute: intervalul de existență cu certitudine a valorii adevărate  $X_0$ , utilizând relația (3.27), sau intervalul de existență probabilă a valorii adevărate (cu probabilitatea P), utilizând relația (3.29). Ambele intervale au forma (3.20). De regulă, intervalul de existență cu certitudine a valorii adevărate este foarte larg și nu e util în calcule. În majoritatea situațiilor practice se preferă determinarea intervalului de existență probabilă, adoptând pentru calcul un nivel de încredere peste 95%.

Determinarea intervalului de existență probabilă a valorii adevărate a mărimii măsurate indirect presupune considerarea erorilor de apreciere care afectează măsurarea fiecărei mărimi măsurate direct cu aparate analogice, sumând pătratic erorile respective cu erorile instrumentale.

### 3.2.2. Evaluarea incertitudinii care afectează o măsurare repetată

Măsurarea repetată oferă informații necesare evaluării tuturor categoriilor de erori prezente: aberante, aleatoare și sistematice.

#### 3.2.2.1. Erori la măsurarea repetată directă

Rezultatul măsurării repetate a mărimii X printr-o metodă directă este șirul de valori măsurate:  $\{X_{1\text{măs}}, X_{2\text{măs}}, \dots, X_{n\text{măs}}\}$ , care poate cuprinde atât valori posibile (acceptabile) cât și valori aberante (rezultate în urma unor măsurări greșite).

Evaluarea erorilor de măsurare presupune parcurgerea următoarelor etape:

- eliminarea valorilor aberante din șirul valorilor măsurate;
- calculul erorilor accidentale;
- calculul erorilor sistematice complet și incomplet definite.

În calculele următoare, pentru un șir de "n" valori măsurate:  $\{X_{k\text{măs}}, k = 1 \dots n\}$ , se definesc:

- valoarea medie a șirului valorilor măsurate: 
$$X_{\text{med}} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n X_{k\text{ind}} \quad (3.31)$$

- abaterea standard a valorilor șirului față de  $X_{\text{med}}$ :

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n \Delta_k^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (X_{k\text{ind}} - \overline{X})^2}{n-1}} \quad k = \overline{1, n} \quad (3.32)$$

#### Eliminarea valorilor măsurate aberante

Valorile aberante se elimină din șirul valorilor obținute experimental printr-un test de concordanță. Există mai multe variante de teste pentru eliminarea valorilor aberante, dar algoritmul este comun, cu etapele:

- ordonarea crescătoare a valorilor șirului și testarea valorilor de la extremitățile șirului, acestea fiind primele suspectate ca aberante;
- eliminarea din șir a valorii  $X_{\text{ab}}$  confirmată ca aberantă și repetarea algoritmului pentru valorile rămase, până când valorile de la

extremitățile șirului îndeplinesc relația de concordanță pe care se bazează testul.

Cele mai frecvent utilizate teste de concordanță sunt:

**Testul Romanovski** ([https://en.wikipedia.org/wiki/Vsevolod\\_Ivanovich\\_Romanovsky](https://en.wikipedia.org/wiki/Vsevolod_Ivanovich_Romanovsky))

Fie  $X_{test}$  valoarea care trebuie testată (o extremă a șirului de valori măsurate). Pentru șirul celor  $(n-1)$  valori rămase, se calculează media și abaterea standard  $s_{(n-1)}$ . Se verifică dacă valoarea  $X_{test}$  îndeplinește condiția:

$$\frac{|X_{test} - \bar{X}_{(n-1)}|}{s_{(n-1)}} > a \quad (3.33)$$

în care "a" este o valoare tabelată, în funcție de numărul "n" de măsurări efectuate și de nivelul de încredere "P" ales. Dacă relația (3.33) este îndeplinită,  $X_{test}$  este o valoare aberantă și se elimină.

**Testul Grubbs** ([https://en.wikipedia.org/wiki/Frank\\_E.\\_Grubbs](https://en.wikipedia.org/wiki/Frank_E._Grubbs)), analog testului Romanovski, consideră media și abaterea standard utilizate în relația de testare (3.33) utilizând toate cele "n" elemente inițiale ale șirului de valori:

$$\frac{|X_{test} - \bar{X}_{(n)}|}{s_{(n)}} > b \quad (3.34)$$

Dacă (3.34) este îndeplinită, valoarea  $X_{test}$  este aberantă și se elimină din șir. Tabelul T3 cuprinde câteva valori pentru parametrul "a" și "b" corespunzătoare nivelului de încredere  $P=0,95$ , în funcție de numărul "n" al valorilor din șir.

*Tabelul T3. Valori reprezentative ale valorilor limită pentru testele Romanovski și Grubbs*

n	3	4	5	6	7	8	9	10
a	4,93	3,56	3,04	2,78	2,62	2,51	2,43	3,37
b	1,41	1,71	1,92	2,07	2,18	2,27	2,35	2,41

#### Calculul erorilor aleatoare

Pentru un șir de valori afectat doar de erori accidentale cu o distribuție Student (lege acceptată de obicei în cazul măsurărilor electrice uzuale, când numărul determinărilor nu este mare, se consideră că:

- valoarea probabilă (cu nivelul de încredere P) a impreciziei aleatoare care afectează oricare din valorile șirului este:

$$\Delta X_{prob} = s \cdot t(n, P) \quad (3.35)$$

unde:  $t(n, P)$  - parametrul distribuției Student;

s - abaterea standard a șirului de valori măsurate, calculată cu (3.32);

- valoarea adevărată  $X_0$  a mărimii de măsurat se găsește (cu nivelul de încredere P) în intervalul:

$$[\bar{X} - \Delta X_p, \bar{X} + \Delta X_p] \quad (3.36)$$

$$\Delta X_p = \frac{s \cdot t(n, P)}{\sqrt{n}}$$

unde  $\Delta X_p$  se calculează cu formula:

$$(3.37)$$

#### Calculul erorilor sistematice

Se calculează valoarea totală probabilă a erorilor sistematice incomplet definite (de instrumentație, influență, etc.)  $\Delta X_{sist}$  și  $\epsilon X_{sist}$ , aplicând metodele prezentate în paragraful 2.1.1, considerând valoarea măsurată ca medie aritmetică a șirului de valori măsurate din care s-au eliminat valorile aberante. În funcție de condițiile concrete în care s-a efectuat măsurarea, se poate evalua și eroarea de justete  $\Delta X^J$  (cu valoare constantă și semn cunoscut), ca sumă a erorilor sistematice complet definite.

#### Combinarea erorilor parțiale

Calculul impreciziei totale în vederea obținerii intervalului de existență a valorii adevărate presupune combinarea erorilor aleatoare cu erorile sistematice incomplet definite. Erorile sistematice incomplet definite vor avea aceeași natură cu cele aleatoare, fiind necesară aleatorizarea acestor erori.

Notând  $\Delta X_{prob}$  valoarea probabilă a impreciziei sistematice determinată de



relațiile (3.10) sau (3.12), valoarea probabilă (cu nivelul de încredere P) a erorilor cu semn neprecizat  $\Delta X^{\pm}$  se obține sumând pătratic  $\Delta X_{\text{prob}}$  cu erorile aleatoare calculate cu (3.39):

$$\Delta X^{\pm} = \sqrt{\Delta X_{\text{prob}}^2 + \Delta X_p^2} \quad (3.38)$$

Intervalul de existență probabilă (cu probabilitatea P) a valorii adevărate:

$$X_0 \in [\bar{X} - \Delta X^J - \Delta X^{\pm}, \bar{X} - \Delta X^J + \Delta X^{\pm}] \quad (3.39)$$

Imprecizia relativă de măsurare:

$$\varepsilon_X^{\pm} = \frac{\Delta X^{\pm}}{\bar{X} - \Delta X^J} \quad (3.40)$$

#### 10.4. Punți de curent alternativ

Parametrii de circuit specifici funcționării în curent alternativ se măsoară de obicei cu punți de curent alternativ, cu structuri foarte diverse, adaptate mărimilor măsurate și valorilor lor absolute.

Pe diagonala de alimentare se conectează o sursă de curent alternativ sinusoidal, iar pe diagonala de măsurare – un indicator de nul de curent alternativ, acordat pe frecvența sursei de alimentare.

Punțile simple de curent alternativ se utilizează pentru măsurarea cu precizie a inductivităților și capacităților la frecvență relativ joasă (50Hz până la 10kHz), bazându-se funcționarea (și relațiile de determinare a parametrilor necunoscuți) pe liniaritatea impedanțelor laturilor (regim sinusoidal). Liniarizarea impedanțelor din brațele punții se realizează prin îndeplinirea condițiilor de semnal mic, evitând neliniaritățile cauzate de saturații.

Relația de echilibru valabilă pentru toate punțile de curent alternativ este:

$$\underline{Z}_X \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 \quad (10.18)$$

valoarea impedanței necunoscute fiind:

$$\underline{Z}_X = \underline{Z}_2 \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4} \quad (10.19)$$

În funcție de modul de exprimare în complex a impedanțelor  $\underline{Z}_i$  ( $i=1...4$ ) condiția de echilibru poate căpăta formele:

- pentru exprimarea sub formă *trigonometrică*:

$$\underline{Z}_i = Z_i (\cos \varphi_i + j \sin \varphi_i) \quad (10.20)$$

sau sub formă *exponențială*:

$$\underline{Z}_i = Z_i e^{j\varphi_i} \quad (10.21)$$

echilibrul presupune îndeplinirea simultană a condițiilor:

$$\underline{Z}_X \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$$

$$\varphi_X + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \quad (10.22)$$

$$\text{sgn} (\varphi_X + \varphi_4) = \text{sgn} (\varphi_2 + \varphi_3)$$

- pentru exprimarea sub formă *algebrică*:

$$\underline{Z}_i = R_i + jX_i \quad (10.23)$$

condițiile de echilibru sunt:

$$R_X R_4 - X_X X_4 = R_2 R_3 - X_2 X_3$$


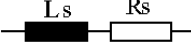
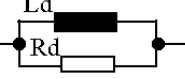

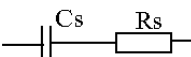
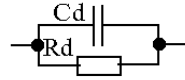
$$R_X X_4 + R_4 X_X = R_2 X_3 + R_3 X_2 \quad (10.24)$$

În concluzie, pentru echilibrarea punților de curent alternativ sunt necesare 2 elemente reglabile. Punțile de curent alternativ sunt dedicate măsurării unor anumiți parametri de circuit și au scheme diferite chiar pentru măsurarea valorilor diferite ale aceluiași parametru. Există punți de curent alternativ pentru măsurarea condensatoarelor cu capacitate de valoare mare, de valoare mică, cu pierderi mari sau cu pierderi mici, la tensiune joasă ori la tensiune înaltă. Inductivitățile pot fi măsurate cu punți uzuale ori cu punți speciale cu premagnetizare.

În practică, punțile de curent alternativ sunt cunoscute sub numele autorilor lor: Sauty, Maxwell, Wien, Schering, Carey-Foster, Nernst, Hay, Owen, etc. și pot fi întâlnite în construcție obișnuită, cu manevrare manuală, ori în variantă semiautomată sau automată, la care operațiile de măsurare sunt simplificate substanțial.

Structurile reale ale elementelor de circuit R, L, C, nu sunt constituite doar de parametrul respectiv, a cărui puritate este o idealizare, ci reprezintă combinații ale acestor parametri, în care unul este preponderent; aceste combinații se echivalează (tab.10.1) sub diferite forme.

Tabelul 10.1. Scheme de echivalare a parametrilor reali de curent alternativ

parametrul real	echivalența serie	echivalența derivație
		
		

Punțile universale au, de regulă, posibilitatea de a măsura parametrilor reali de circuit, utilizând ambele forme de echivalare, alegerea modului de lucru fiind opțiunea operatorului.

Pe lângă valorile parametrilor esențiali: R, L, C, punțile de curent alternativ pot furniza și informații cantitative referitoare la alte mărimi caracteristice, precum factorul de calitate sau factorul de disipație. Pentru inductivități se definește **factorul de calitate**, ca raport între valoarea reactanței inductive și valoarea rezistenței înfășurării:

$$Q_L = X_L / R_L \quad (10.25)$$

Pentru calculul pierderilor se utilizează, de obicei, inversul factorului de calitate, denumit **factor de disipație**:

$$D_L = 1 / Q \quad (10.26)$$

Pentru condensatoare, se definesc mărimi care le caracterizează calitatea prin estimarea pierderilor în dielectric:

- tangenta unghiului de pierderi:

$$\tan \delta = X_C / R \quad (10.27)$$

"R" reprezentând rezistența dielectricului, și:

- factorul de disipație:

$$D_C = \tan \delta = R / X_C \quad (10.28)$$

Punțile de curent alternativ (semi)automate au mai multe domenii de măsurare, realizate de regulă prin utilizarea dispozitivelor inductive de raport (impedanța  $Z_P$  conectată în primarul unui transformator cu raportul de transformare "k" va avea valoarea măsurată în secundar:

$$Z_S = Z_P / k^2 \quad (10.29)$$

O problemă specifică punților de curent alternativ este modul de conectare a impedanței necunoscute la bornele de măsurare, astfel încât să fie eliminate influențele factorilor perturbatori (rezistențe parazite serie, capacități parazite, câmpuri electromagnetice perturbatoare).

Modul corect de conectare este precizat, pentru fiecare domeniu de măsurare, sub formă de tabel, pe panoul frontal al punților. În continuare sunt descrise câteva tipuri particulare de punți simple de c.a.

#### 10.4.1. Punți pentru măsurarea capacităților condensatoarelor

**10.4.1.1. Puntea De Sauty** originală a fost folosită inițial pentru măsurările valorilor capacităților condensatoarelor prin comparare, neglijând pierderile prin efect Joule determinate de rezistențele parazite (serie). Practic se utilizează puntea **De Sauty modificată** de **Grover**, cu schema din fig.10.8, pentru măsurarea condensatoarelor cu pierderi mici, cu structura echivalentă R-C serie. Relațiile cu care se determină parametrii necunoscuți sunt deduse din condiția  $Z_X Z_4 = Z_0 Z_1$  și au formele:

$$\begin{aligned} C_X &= C_0 R_4 / R_1; \\ R_X &= R_0 R_1 / R_4; \\ \tan \delta_X &= \tan \delta_0 + \omega R_0 C_0 \end{aligned} \quad (10.30)$$

unde  $\tan \delta_0$  este tangenta unghiului de pierderi (cunoscută) a condensatorului decadic  $C_0$  (etalon).

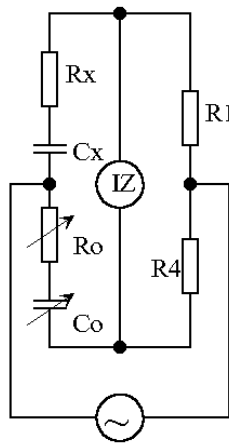


Fig.10.8. Puntea De Sauty pentru măsurarea condensatoarelor cu pierderi mici

**10.4.1.2. Puntea Nernst** se folosește pentru măsurarea condensatoarelor cu pierderi mari, a căror schemă echivalentă are structura RC paralel, și are configurația din fig.10.9.

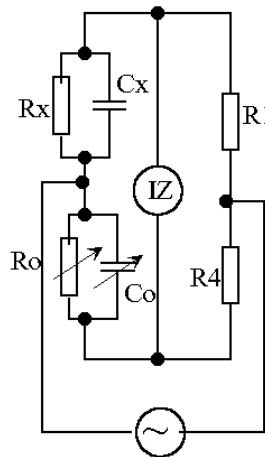


Fig.10.9. Puntea Nernst pentru condensatoare cu pierderi mari

Relațiile de determinare a parametrilor necunoscuți sunt deduse din condiția:

$Z_X Z_4 = Z_0 Z_1$  și au formele:

$$C_X = C_0 R_4 / R_1;$$

$$R_X = R_0 R_1 / R_4; \quad (10.31)$$

$$\operatorname{tg} \delta_X = 1 / (\omega R_0 C_0).$$

**10.4.1.3. Puntea Schering**, utilizată pentru măsurarea condensatoarelor pentru înaltă tensiune, are configurația (serie) din fig.10.10.

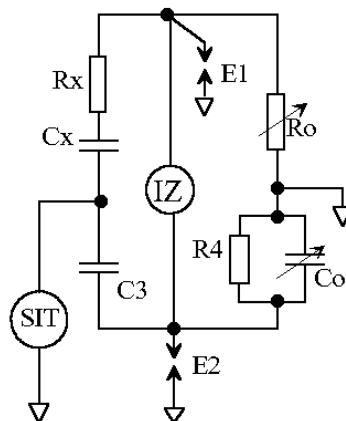


Fig.10.10. Puntea Schering pentru condensatoare de înaltă tensiune

Relațiile de determinare a parametrilor necunoscuți sunt deduse din condiția:  $Z_X Z_4 = Z_0 Z_3$  și au formele:

$$C_X = C_3 R_4 / R_0;$$

$$R_X = R_0 C_0 / C_3; \quad (10.32)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_4 C_0.$$

Sursa de înaltă tensiune (SIT) este un transformator ridicător alimentat la rețeaua industrială cu frecvență 50Hz.

#### 10.4.2. Punți pentru măsurarea inductivităților bobinelor

**10.4.2.1. Puntea Maxwell-Wien** este puntea cu cea mai largă utilizare, având o structură foarte simplă, reprezentată în fig.10.11 și se folosește pentru măsurarea precisă a inductivităților bobinelor cu factori de calitate mici ( $Q < 10$ ). Relațiile de determinare a parametrilor necunoscuți sunt deduse din condiția:  $Z_X Z_0 = Z_1 Z_3$  și au formele:

$$L_X = R_1 R_3 C_0;$$

$$R_X = R_1 R_3 / R_0; \quad (10.33)$$

$$Q_X = \omega L_X / R_X = \omega R_0 C_0$$

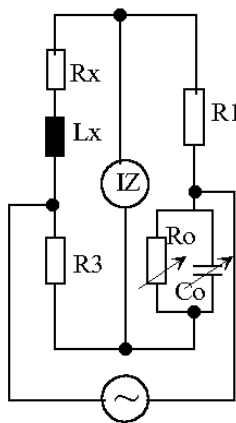


Fig.10.11. Puntea Maxwell-Wien

**10.4.2.2. Puntea Hay** este derivată din puntea Maxwell-Wien și utilizată pentru măsurări precise ale inductivităților relativ mari ale bobinelor cu factor de calitate mediu ( $10 < Q < 100$ ). Schema ei este cea din fig.10.12. Relațiile cu care se calculează parametrii necunoscuți sunt deduse din ecuația generală la echilibru:  $Z_X Z_0 = R_2 R_3$  și au formele:

$$L_X = R_2 R_3 C_0;$$

$$R_X = R_2 R_3 / C_0; \quad (10.34)$$

$$Q_X = \omega L_X / R_X = \omega R_0 C_0$$

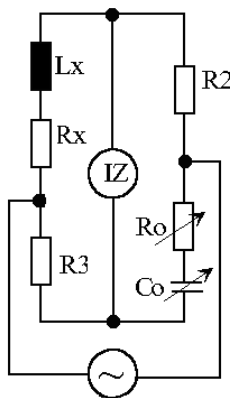


Fig.10.12. Puntea Hay

**10.4.2.3. Puntea Owen** reprezentată în fig.10.13 este destinată măsurării cu precizie ridicată a inductivității bobinelor cu miez feromagnetic, în condiții apropiate de cele corespunzătoare regimului real de funcționare. Inductivitatea unei bobine cu miez este dependentă de permeabilitatea magnetică  $\mu$  a materialului miezului; dar  $\mu$  nu este constant, fiind dependent de câmpul magnetic după o lege neliniară. Ca urmare, măsurarea corectă a inductivității trebuie făcută în regim de magnetizare a miezului cu o valoare a câmpului egală cu cea din funcționarea nominală.

Puntea Owen permite premagnetizarea miezului în curent continuu, prin circuitul  $S_{CC}$ ,  $R_h$ ,  $mA$ ,  $L_{\text{șoc}}$ . Pentru ca sursele de c.c. și c.a. să nu se scurtcircuiteze reciproc, în schemă sunt incluse  $C_d$  (condensator de decuplare în c.c.) care nu permite pătrunderea curentului continuu în sursa de c.a., și  $L_{\text{șoc}}$  care are impedanță foarte mare în curent alternativ și nu permite pătrunderea curentului alternativ în sursa de c.c.. Ca urmare, sursele de c.c. și de c.a. acționează independent iar prin  $L_x$  trece un curent alternativ cu componentă continuă, care poate fi ajustată încât să producă premagnetizarea miezului bobinei la fel ca în circuitul real.

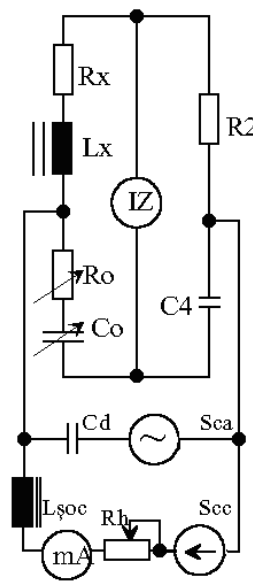


Fig.10.13. Puntea Owen

Temă:

Folosind modelele anterioare, deduceți relațiile pentru determinarea  $L_x$ ,  $R_x$  și  $Q_x$

## 2. Performanțele mijloacelor de măsurare

Un mijloc de măsurare ideal ar oferi, prin valoarea mărimii sale de ieșire, exact și instantaneu, informații cantitative și/sau calitative asupra unui măsurand (mărime de măsurat). Un mijloc de măsurare real afișează o valoare aproximată a măsurandului, cu întârziere denumită *timp de măsurare*. Diferențierea calitativă a mijloacelor de măsurare se face prin performanțele lor funcționale, precizate într-una din formele:

- *completă* - *dependența funcțională* intrare-ieșire - suport al definirii indicatorilor de calitate (de performanță);
- *parametrică* (sintetică) - *indicatorii de calitate* - descriere uzuală, concisă și unitară.

Modalitățile de evaluare de mai sus sunt aplicate adecvat mijloacelor de măsurare, în funcție de particularitățile lor funcționale și de regimurile normale de funcționare:

- *static*, în care mărimile de intrare/ieșire sunt (cvasi)constante;
- *dinamic*, în care mărimile de intrare/ieșire sunt variabile.

### 2.1. Dependente funcționale și indicatori de calitate în regim static

Mijloacele de măsurare uzuale au o singură mărime de intrare -  $X$ , și o singură mărime de ieșire -  $Y$ . Pentru valorile curente  $x$ , respectiv  $y$ , ale acestor mărimi se definesc *domenii admisibile*  $(D_X)_{adm}$ ,  $(D_Y)_{adm}$ .

Cuplul  $(x, y)$  se numește *punct de funcționare*, iar ansamblul:  $(D_X, D_Y)$  - *gama de lucru*.

Concomitent cu mărimile de măsurat, asupra mijloacelor de măsurare reale acționează și *mărimi perturbatoare*, de proveniență internă sau externă. Evoluțiile și efectele unora din aceste mărimi pot fi cunoscute apriori, precum *influențele mediului* (temperatură, câmpuri electromagnetice, etc). Acestea generează *erori sistematice complet definite, incomplet definite, sau erori* cu evoluție *aleatoare, imprevizibile*, descrise statistic și denumite uneori *erori accidentale*.

În funcție de naturile mărimilor de intrare și de ieșire (analogice - cu evoluții continue, sau numerice - cu evoluții discrete) mijloacele de măsurare pot fi grupate în:

- *analogice* (cu mărimile de intrare și de ieșire de tip continuu);
- *numeric-analogice* (cu mărimea de intrare numerică și mărimea de ieșire analogică);
- *analog-numerice* (cu mărimea de intrare analogică și mărimea de ieșire numerică);
- *numerice* (cu mărimile de intrare și ieșire discrete)

Mijloacele de măsurare analogice sunt traductoarele electrice directe, adaptoarele de măsurare cu funcții de atenuare, amplificare, conversie analogică, sursele de alimentare cu stabilizatoare liniare, filtrele analogice pasive și active, etc).

Mijloacele de măsurare analog-numerice și numeric-analogice se utilizează ca interfețe între blocurile numerice de calcul și procesele fizice. Exemple: comparatoare, convertoare A/N sau convertoare N/A.

Mijloacele de măsurare numerice propriu-zise funcționează pe principii numerice de măsurare: eșantionarea și discretizarea mărimilor de măsurat cu convertoare A/N, sau conversia mărimilor analogice în frecvențe sau intervale de timp cuantizabile și măsurabile prin metode numerice, incluzând circuite numerice specializate pentru calcul și afișare.

### 2.1.1. Dependente funcționale

În regim static, un mijloc de măsurare se caracterizează printr-o singură dependență funcțională: caracteristica statică de transfer - funcția care descrie dependența:  $Y = f(X) \mid X \in (D_X)_{adm}$ .

Funcția  $f$  poate fi exprimată analitic, grafic sau tabelar și are forme diferite pentru subdomeniile incluse în  $(D_X)_{adm}$ . Pentru mijloacele de măsurare analogice, caracteristica statică de transfer  $f$  este o funcție continuă (fig.2.1), cu excepția (eventuală) a punctului de abscisă  $x=0$ .

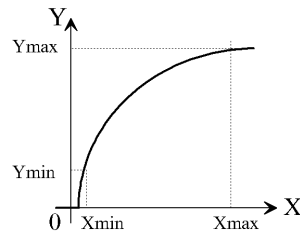


Fig.2.1. Caracteristica de transfer continuă

Când caracteristica statică a unui mijloc de măsurare analogic este oferită în formă tabelară, se presupune că ecartul de tabelare este suficient de mic pentru ca valorile intermediare să poată fi calculate prin interpolare liniară. Caracteristicile statice ale mijloacelor de măsurare numerice au formă de scară (fig.2.2).

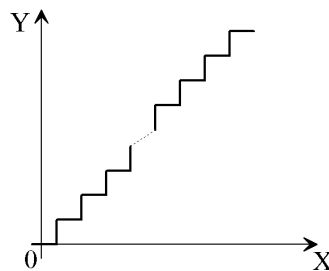


Fig.2.2. Caracteristica de transfer discretă

$(D_Y)_{adm}$  include număr finit de valori și impune împărțirea domeniului continuu al mărimii de intrare  $(D_X)_{adm}$  în subdomenii cărora li se asociază câte o valoare din  $D_Y$ .

Și structurile de măsurare obținute prin conectarea mai multor mijloace de măsurare uzuale cu o singură mărime de intrare în conexiuni tipice (serie, derivație și antiparalel) (fig.2.3) pot fi echivalate cu câte un singur mijloc de măsurare.

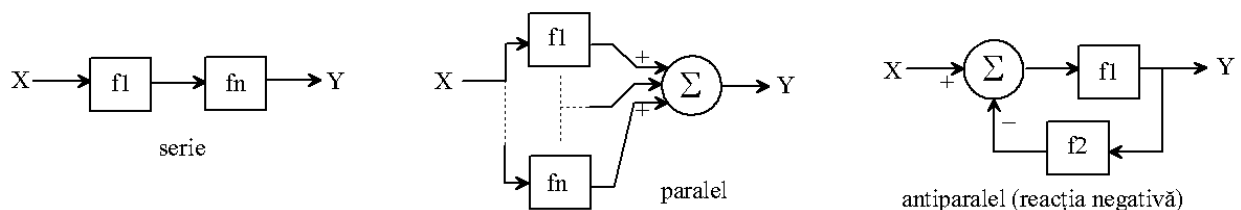


Fig.2.3. Conexiuni tipice pentru mijloacele de măsurare

Conexiunea antiparalel se mai numește "structură cu reacție negativă" și este frecvent utilizată în schemele electrice ale instrumentelor electronice. Circuitul cu caracteristica de transfer  $f_2$  se numește *circuit de reacție*, primește la intrare (integral sau parțial) mărimea de ieșire a sistemului,



generând propria-i mărime de ieșire care se va scădea (integral sau ponderat) din semnalul de la intrarea sistemului.

Rolul reacției este menținerea mărimilor specifice ale circuitelor sau sistemelor în domenii impuse, conform unor algoritme funcționale care determină funcția  $f_2$ . Semnul cu care mărimile de reacție globală sunt aduse la intrarea sumatorului ( $\Sigma$ ) este pozitiv la oscilatoare și comparatoare cu histerezis și negativ la amplificatoare, filtre și principalele tipuri de reglatoare.

### 2.1.2. Indicatori de calitate

Performanțele mijloacelor de măsurare se definesc pe baza caracteristicilor statice reale și se apreciază prin indicatorii de calitate: sensibilitate, rezoluție, prag de sensibilitate și precizie instrumentală.

Sensibilitatea - se definește în patru forme:

- *statică*, definită *punctual*:

$$S_{st} = \left. \frac{Y}{X} \right|_P \quad (2.1)$$

în care  $P(X,Y)$  reprezintă un punct de pe caracteristica statică  $Y=f(X)$ .

- *medie*, definită *global* (în gama de lucru):

$$S_m = \frac{Y_{\max} - Y_{\min}}{X_{\max} - X_{\min}} \quad (2.2)$$

Sensibilitatea medie are semnificația factorului de transfer static. Dacă  $X_0$  are aceeași natură cu  $X$ , sensibilitatea se exprimă adimensional și semnifică amplificare ( $S_m > 1$ ) sau atenuare ( $S_m < 1$ ). Inversul sensibilității este *constanta de transfer a mijlocului de măsurare*:

$$K_{mm} = 1 / S_m \quad (2.3)$$

- *diferențială*, definită *local* în jurul unui punct de funcționare ( $P$ ):

$$S_d = \left. \frac{dY}{dX} \right|_P \quad (2.4)$$

- *relativă* (logaritmică)  $S_r$ , *adimensională*:

$$S_r = \left. \frac{S_d}{S_{st}} \right|_P = \left. \frac{\frac{dY}{dX}}{\frac{Y}{X}} \right|_P = \left. \frac{d(\ln Y)}{d(\ln X)} \right|_P \quad (2.5)$$

Observație: Pentru mijloacele de măsurare cu caracteristici statice liniare,  $S_s = S_m = S_d$ ,  $S_r = 1$ .

Pentru conexiunile tipice din fig.2.3 se definesc *sensibilități echivalente*:

- pentru conexiunea serie cu  $n$  elemente cu sensibilitățile  $S_j$ ,  $j=1\dots n$ :

$$S_{ech\ s} = \prod_{j=1}^n S_j \quad (2.6)$$

- pentru conexiunea derivație cu  $n$  elemente cu sensibilitățile  $S_j$ ,  $j=1\dots n$ :

$$S_{ech\ p} = S_{\Sigma} + \sum_{j=1}^n S_j \quad (2.7)$$

în care  $S_{\Sigma}$  reprezintă sensibilitatea sumatorului.

- pentru conexiunea antiparalel (cu reacție negativă) a două circuite cu sensibilitățile  $S_1$  - sensibilitatea elementului de pe calea directă și  $S_2$  - sensibilitatea circuitului de pe calea de reacție:

$$S_{ech\ ap} = \frac{S_1}{1 + S_1 S_2} \quad (2.8)$$

Selectivitatea unui mijloc de măsurare este raportul dintre sensibilitatea față de semnalele de măsurat și sensibilitatea la *perturbații* (semnale inutile). Majoritatea mijloacelor de măsurare sunt selective (sensibile față de mărimea utilă și relativ insensibile față de perturbații).

Rezoluția (absolută) este valoarea minimă a mărimii de intrare care poate fi etalată folosind sistemul propriu de afișare al unui mijloc de măsurare. Rezoluția *absolută* este o caracteristică de ieșire exprimată în unitățile de măsură ale mărimilor de intrare. Ca indice de performanță, rezoluția absolută a unui instrument cu mai multe domenii de măsurare se consideră cea de pe cel mai mic domeniu nominal.

Pentru mijloacele de măsurare cu afișaj digital, *rezoluția absolută* corespunde semnificației (în unitatea de măsură a mărimii de intrare) rangului celui mai puțin semnificativ (Least Significant Digit - LSD).

Exemplu: un voltmetru cu 4½ cifre cu domeniul nominal 3,9999V are rezoluția absolută 0,1mV.

Rezoluția relativă ( $r_r$ ) se exprimă procentual sau în ppm (părți pe milion) ca raport între rezoluția absolută (cuantă) și limita superioară a domeniului nominal de intrare (numărul maxim de valori ale mărimilor de ieșire).

Rezoluția relativă este constantă pentru toate domeniile nominale ale unui instrument de măsurare.

Pentru mijloacele de măsurare numerice, rezoluția poate fi definită și prin numărul de valori distincte sau numai prin numărul de ranguri (digits) pe care le poate lua mărimea de intrare (ieșire). Cele mai multe instrumente utilizează incomplet cel mai semnificativ digit, iar în specificațiile tehnice dimensiunile afișajelor apar ca "n cifre și jumătate".

Exemplu: un voltmetru cu 4½ cifre cu domeniul nominal 3,9999V are  $r_r$  1:40000, iar unul cu domeniul nominal 1,9999V are  $r_r$  1:20000.

#### Alte exemple generale:

- un convertor analog-numeric de N biți are rezoluția relativă  $r_r = 1/2^N$ , existând  $2^N$  valori distincte ale mărimii sale de ieșire;

- un instrument digital cu N cifre are o rezoluție relativă  $r_r = 1/10^N$ , existând  $10^N$  valori distincte ale mărimii de intrare pe care acesta le poate afișa.

Ținând seama că rezoluția este o caracteristică de ieșire, valoarea sa poate fi micșorată, în principiu, oricât. Pentru precizia limbajului, vom considera rezoluția absolută mică - *înalță rezoluție*, specifică instrumentelor profesionale performante.

Convențional (pentru evidențierea erorilor aleatoare) rezoluția unui instrument de măsurare nu poate depăși cu mai mult decât un ordin de mărime eroarea instrumentală de bază, cifrele corespunzătoare rangurilor inferioare rangului erorii fiind acoperite de eroare, deci ne semnificative.

Nivelul de zgomot se apreciază prin tensiunea de zgomot și/sau prin puterea de zgomot. Zgomotul total este suma zgomotului termic propriu și a răspunsului instrumentului la zgomotele interne și externe raportat la intrare. *Factorul de zgomot* (NF) este un criteriu de apreciere a calității unui mijloc de măsurare. Ideal, NF(dB)=0 (rejecție infinită a surselor interne și externe de zgomot (altele decât agitația termică). Practic, NF(dB) ia valori în domeniul 0,05...3dB - pentru amplificatoare selective cu detecție sincronă, și în domeniul 20...40dB pentru mijloace de măsurat uzuale ( $\mu$ V-metru,  $\mu$ A-metru).

Pragul de sensibilitate este o caracteristică de intrare, definită inițial pentru mijloacele de măsurare cu domenii (foarte) mici (indicatoare de zero, amplificatoare de eroare, etc), ca valoare minimă a mărimii de intrare căreia îi corespunde o variație observabilă a mărimii de ieșire.

Actual, pragul de sensibilitate se exprimă prin raportare la rezoluția absolută a mijlocului de măsurare (uzual  $0,1 \dots 0,5$  din rezoluția absolută). Nivelurile de zgomot raportate la intrare limitează inferior pragurile de sensibilitate, rezoluțiile absolute, domeniile minime de măsurare și preciziile instrumentale de bază ale mijloacelor de măsurare.

Precizia instrumentală este o caracteristică de transfer a mijloacelor de măsurare prin care se apreciază măsura în care indicația unui mijloc de măsurare se apropie, în condiții normate, de valoarea adevărată  $Y$  a mărimii măsurate.

Condițiile normate reprezintă un ansamblu de condiții ambiante unui mijloc de măsurare în care imprecizia sa constructiv-funcțională este minimă. Ele se referă la:

- condițiile de mediu în care funcționează mijlocul de măsurare: temperatură, umiditate, presiune, altitudine, câmpuri electromagnetice ambiante;
- mărimea de intrare: domeniu de valori, forma evoluției în timp, bandă de frecvență;
- sursa de energie a mijlocului de măsurare.

Erorile absolute de măsurare sunt generate de imperfecțiunile constructive ale mijlocului de măsurare, de metoda de măsurare, de influențele mediului și de acuratețea cu care operatorul apreciază și interpretează indicațiile mijlocului de măsurare.

Eroarea instrumentală de bază este abaterea caracteristicii statice de transfer reale față de cea ideală (teoretică). Componentele erorii instrumentale de bază sunt generate de cauze sistematice și aleatoare, și se numesc: eroare de justete, respectiv eroare de fidelitate.

Abaterea caracteristicii reale a unui instrument de măsurare față de caracteristica teoretică are patru cauze, generatoare de erori cu același nume:

- decalajul în origine (offset);
- abaterea câștigului de la valoarea nominală;
- neliniaritatea;
- histerezis-ul (dependența de sensul modificării mărimii de intrare).

Fig.2.4 ilustrează componentele separate ale erorii instrumentale de bază.

Atunci când nu se precizează grafic, erorile de offset, de câștig, de neliniaritate și de histerezis se dau prin limitele lor maxime, în valori absolute sau relativ, raportate la mărimea nominală de intrare, în cele mai dezavantajoase condiții.

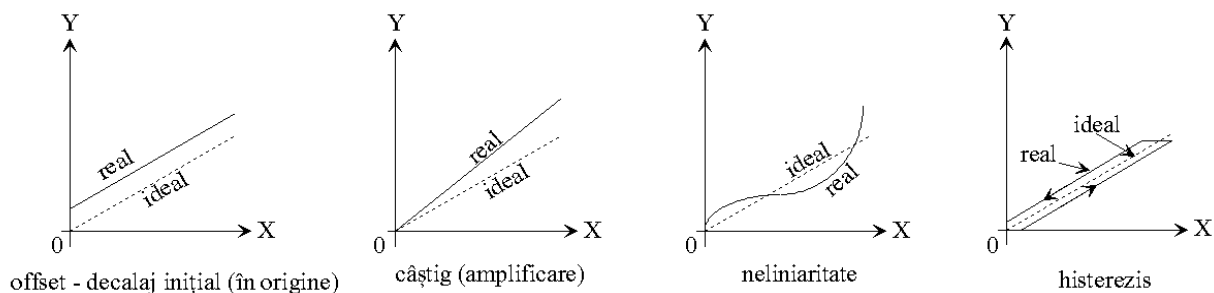


Fig.2.4. Componentele erorii instrumentale de bază

Marea majoritate a mijloacelor de măsurare au posibilitatea anulării manuale sau automate a erorilor de zero și de câștig (tehnicile autozero și autocalibrare anulează aceste erori atât la începutul cât și pe parcursul procesului de măsurare). În aceste condiții, singurele erori care continuă să afecteze măsurările, chiar în condiții normate, sunt eroarea de neliniaritate și eroarea de histerezis.

Când condițiile de măsurare sunt altele decât cele normate, pe lângă eroarea instrumentală de bază apar erorile de influență, între care cea mai însemnată este datorată variației temperaturii. Eroarea totală se obține prin sumarea pătratică a erorilor de influență cu eroarea instrumentală de bază, în valori absolute sau relative.

Eroarea instrumentală de bază poate fi descrisă grafic (cel mai complet) prin zone de existență a caracteristicii reale (fig.2.5). Eroarea poate fi determinată prin raportare la mărimea de intrare (pentru intrarea  $X$  ieșirea are valori în domeniul  $(Y_{\min}, Y_{\max})$ ) sau de ieșire (pentru ieșirea  $Y$  intrarea are valoarea reală în domeniul  $(X_{\min}, X_{\max})$ ).

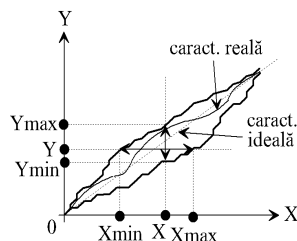


Fig.2.5. Caracteristica statică sub formă grafică

**Indicii de precizie** reprezintă sintetic preciziile instrumentale constructive ale instrumentelor de măsurare uzuale.

Definiția simplă a indicelui de precizie este: *eroarea relativă procentuală maxim admisibilă raportată la valoarea nominală a domeniului de măsurare*. Indicii de precizie exprimă erorile instrumentale de bază sistematice maxim posibile ale mijloacelor de măsurare și se definesc adecvat fiecărui mijloc de măsurare:

- pentru aparate analogice cu domenii de măsurare finite, destinate mărimilor de tip intensitate, raportarea se face la mărimile nominale de intrare:

$$c \equiv \frac{\Delta X_{adm}}{X_n} \times 100 \quad (2.9)$$

- pentru măsurii, structuri de măsurare și instrumente de tip contor, integrator, sumator, raportarea se face la valorile indicate ale măsuranzilor:

$$\textcircled{C} \equiv \frac{\Delta X_{adm}}{X_{ind}} \times 100 \quad (2.10)$$

Valorile normate (standardizate) ale indicilor de precizie sunt:

- pentru aparate de laborator: 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1;
- pentru aparate industriale: 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2

Pentru mijloacele de măsurare cu echilibrare a mărimilor de tip intensitate (compensatoare, comparatoare de curent) sau parametrice (punți) precizia instrumentală se descrie tot în formă procentuală, însă cu separarea valorilor admisibile ale erorilor de offset și de câștig:

$$\epsilon_{\%} = \pm \left( a_{\%} + b_{\%} \frac{X_{max}}{X_{mas}} \right) \quad (2.11)$$

unde  $X_{max}$  este valoarea de capăt de scală iar  $X_{mas}$  - valoarea indicată (măsurată) a mijlocului de măsurare respectiv. Primul termen reprezintă componenta constantă a erorii (offset-ul), al doilea termen reprezintă componenta proporțională cu valoarea măsurată (eroarea de câștig). Modalități similare de descriere a preciziei instrumentale se întâlnesc la mijloacele digitale de măsurare:

$$\Delta X_{adm} = \pm (a_{\%} X_{ind} + b_{\%} X_{max}) \quad (2.12)$$

$$\Delta X_{adm} = \pm [a_{\%} X_{ind} + n(\text{LSD})] \quad (2.13)$$

unde  $X_{ind}$  este valoarea indicată de instrument iar LSD reprezintă rezoluția absolută a instrumentului (semnificația celui mai puțin semnificativ digit). În acest ultim caz, primul termen reprezintă eroarea de câștig (proporțională cu valoarea măsurată), al doilea - eroarea de offset (componenta constantă).

## 2.2. Dependențe funcționale și indicatori de calitate în regim dinamic

### 2.2.1. Dependențe funcționale

Descrierea matematică a regimului dinamic al mijloacelor de măsurare este o ecuație diferențială de forma:

$$f\left(X, \frac{dX}{dt}, \frac{d^2X}{dt^2}, \dots, \frac{d^mX}{dt^m}, Y, \frac{dY}{dt}, \frac{d^2Y}{dt^2}, \dots, \frac{d^nY}{dt^n}\right) = 0 \quad (2.14)$$

Mijloacele de măsurare au caracter integrator, cu  $m < n$ .

În general, mijloacele de măsurare sunt elemente de ordinul 1 sau 2: dispozitivele de măsurat electromecanice și traductoarele care conțin mase în mișcare sunt elemente de ordinul 2, datorită caracterului lor inerțial; traductoarele directe sunt, majoritatea, elemente de ordinul 1; amplificatoarele sunt elemente de ordinul 1..3, filtrele sunt elemente de ordin superior (2...6). Studiul teoretic al comportării mijloacelor de măsurare în regim dinamic se face, de regulă, prin liniarizarea pe porțiuni (domenii de funcționare) a ecuației (1.15). Dacă mijlocul de măsurare este liniar sau liniarizat, atunci această ecuație este liniară cu coeficienți constanți, pe porțiunile liniare, putând fi definită funcția complexă de transfer (în condiții inițiale nule):

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (2.15)$$

Pe baza funcției complexe de transfer se poate defini caracteristica complexă de frecvență  $H(j\omega)$ , din care rezultă:

- caracteristica de frecvență:  $A(\omega) = |H(j\omega)| \quad (2.16)$

- caracteristica de fază:  $\varphi(\omega) = \arg[H(j\omega)] = \arctg \frac{\text{Im}[H(j\omega)]}{\text{Re}[H(j\omega)]} \quad (2.17)$

### 2.2.2. Indicatori de calitate

Indicatorii de calitate în regim dinamic se definesc pe baza *caracteristicilor de timp* - evoluții temporale ale mărimilor de ieșire în condiții inițiale nule, ca răspunsuri la mărimi de intrare treaptă unitară (funcția Heaviside):

$$X(t) = 1(t) \quad \forall t > t_0 \quad (1.19)$$

Ieșirea  $Y[1(t)]$  se numește *răspuns indicial*, sau rampă:  $X(t) = kt$ ,  $k = \text{const.}$

Principalii indicatori prin care se apreciază calitatea mijloacelor de măsurare sunt (fig.2.6):

- eroarea dinamică instantanee, definită pentru intrare treaptă:

$$\Delta_{\text{inst}}^{\text{din}}(t) = Y_{\text{real}}(t) - Y_{\text{ideal}}(t) \quad (2.18)$$

unde  $Y(t)$  - funcția care descrie caracteristica statică de transfer, iar  $y(t)$  - o valoare instantanee;

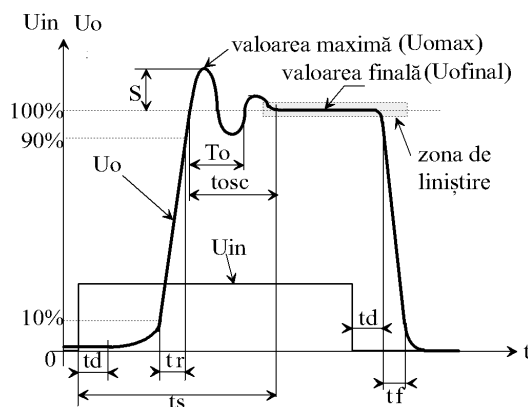


Fig.2.6. Indici de performanță definiți pe caracteristica de timp

- *timpul de răspuns* ( $t_s$ ) definit pe răspunsul indicial ca interval de timp scurs între momentul în care mărimea de intrare ia valoarea treptei (unitare sau nu) și momentul în care mărimea de ieșire intră în zona de liniștire (o bandă de eroare de lățime egală cu jumătatea rezoluției, centrată pe valoarea finală a mărimii de ieșire). Timpul de răspuns are 3 componente:

- *timpul de întârziere* ( $t_d$ ), definit ca interval de timp între momentul în care mărimea de intrare ia valoarea treaptă și momentul în care mărimea de ieșire începe să se modifice față de valoarea inițială;

- *timpul de creștere*, definit ca interval de creștere a mărimii de ieșire între 10% și 90% din valoarea finală:

$$t_r = t_{90\%} - t_{10\%} \quad (2.19)$$

- *timpul de oscilație* ( $t_{osc}$ ) în care mărimea de ieșire variază periodic amortizat în jurul valorii finale; o mărime caracteristică specifică acestui regim este *perioada oscilațiilor amortizate* ( $T_0$ );

- *timpul de cădere* - intervalul în care mărimea de ieșire variază între 90% și 10% din valoarea inițială atunci când mărimea de intrare se modifică de la valoarea treptei la zero:

$$t_f = t_{10\%} - t_{90\%} \quad (2.20)$$

- *supracreșterea* sau *suprareglajul* - definită pe baza răspunsului indicial, reprezintă valoarea raportată a creșterii mărimii de ieșire peste valoarea finală, în regim tranzitoriu oscilant. Raportarea se face procentual, la valoarea finală a mărimii de ieșire:

$$S = \frac{Y_{\max} - Y_{\text{final}}}{Y_{\text{final}}} \times 100 \quad (\%) \quad (2.21)$$

- *viteza de creștere* definită ca raport între diferența de nivel cu care se modifică semnalul în timpul de creștere, și timpul de creștere:

$$SR = \frac{U_{90\%} - U_{10\%}}{t_r} \quad (\text{V}/\mu\text{s}) \quad (2.22)$$

Pe caracteristica de frecvență se definește *banda de frecvență* ( $B_f$ ) ca domeniu de frecvență în care abaterile amplitudinii și fazei mărimii de ieșire față de valorile nominale nu depășesc limitele impuse (pentru amplitudine: cel mult -3dB la instrumentația audio-video și maxim 0,01dB la unele module componente ale instrumentelor performante).

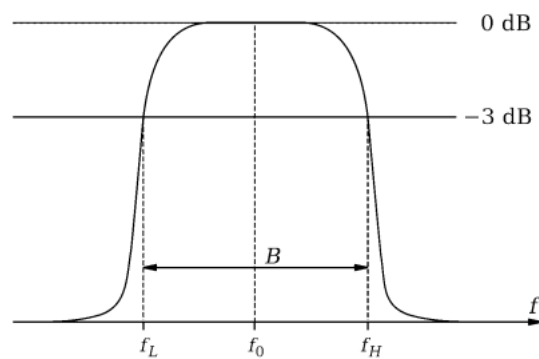


Fig.2.7. Banda de frecvență a unui filtru

Pentru elementele de ordinul întâi, timpul de creștere  $t_r$  exprimat în secunde este corelat cu limita superioară a benzii de frecvență  $f_{\max}$  exprimată în Hz:

$$f_{\max} = 0,35 / t_r \quad (2.23)$$

## 12. Măsurarea frecvențelor și defazajelor

Frecvența este o mărime definită pentru semnale alternative cu diferite forme de undă, (eventual cu componente continue) și pentru semnale uni- și bi-polare nesimetrice repetitive. Unitatea de măsură pentru frecvență este *herț* (Hz), cu semnificația numărului de repetări (*perioade*) pe secundă (*cycles per second*). *Exemplu*: 5Hz înseamnă 5 perioade/s, deci forma de undă a semnalului se repetă de 5 ori în fiecare secundă.

Metodele de măsurare a frecvențelor sunt preponderent directe, numerice.

Aparatele destinate măsurării frecvențelor se numesc *frecvențmetre* (*frequency counters*), cu domenii de măsurare extinse la  $\times 10\text{GHz}$ .

În unele cazuri, frecvențele sunt măsurate indirect, prin conversii în tensiuni.

### 12.1. Conversia frecvență - tensiune

Principiul funcțional presupune obținerea unor "trenuri de impulsuri" unipolare cu forme dreptunghiulare, cu amplitudini " $U$ " și durate " $\tau$ " constante, aplicate unor milivoltmetre generice (mV). Impulsurile sunt sincrone cu trecerile prin zero ale tensiunilor cu frecvențele de măsurat (fig.12.1).

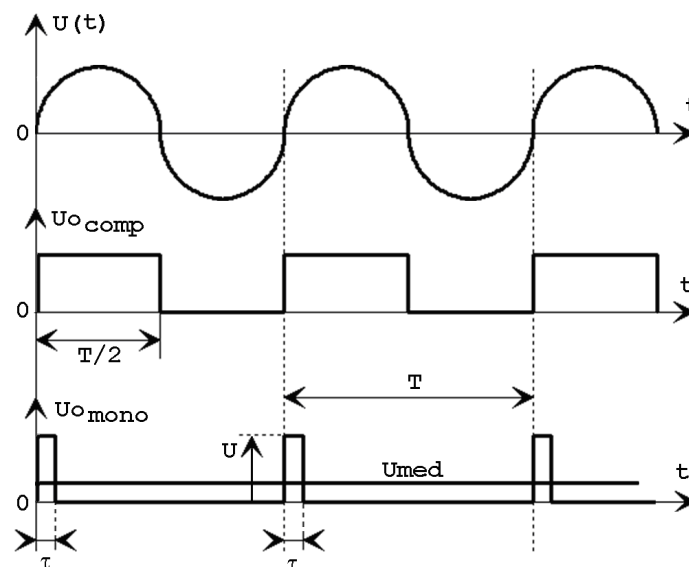


Fig.12.1. Semnalele specifice conversiei  $f-U$

Structura minimală a unui convertor  $f-U$  are forma bloc din fig.12.2. Tensiunea de intrare este "condiționată" prin adaptarea nivelului (atenuare), protecție mpotriva supratensiunilor (cu circuite R-D cu diode rapide) și filtrare (de cele mai multe ori pasivă) urmată de amplificare simplă ori selectivă.

Compararea cu nivelul de zero se realizează cu comparatoare ale căror niveluri de referință pot fi ajustabile, pentru evitarea comutațiilor false.

În logica pozitivă, ieșirile comparatoarelor au niveluri logice "1" pentru semialternanțele pozitive, și "0" pentru cele negative.

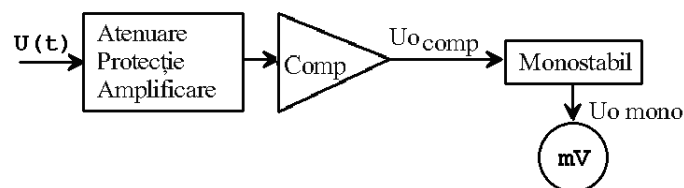


Fig.12.2. Principiul conversiei frecvență-tensiune

Pentru semnalele dreptunghiulare în care sunt convertite cele sinusoidale, triunghiulare simetrice sau trapezoidale simetrice fără componente continue, factorii de umplere (DC) standard ai semnalelor de ieșire din comparatoare sunt

DC=0,5 și nu depind de frecvențele de măsurat. Fronturile pozitive ale acestor semnale declanșează circuite basculante monostabile (CBM), care produc semnale dreptunghiulare, cu amplitudini  $U=\text{const}$ , factori de umplere DC foarte mici și frecvențe egale cu cele de măsurat.

Tensiunile de ieșire ale CBM sunt mediate cu filtre trece-jos, apoi aplicat mV:

$$U_{\text{mV med}} = U \times \text{DC} = U \tau / T_x = U \tau f_x \quad (12.1)$$

Erorile care afectează conversiile  $f$ - $U$  sunt determinate de preciziile comparatoarelor și de stabilitatea duratelor impulsurilor generate de CBM.

Măsurarea frecvențelor se rezumă la măsurarea tensiunilor de ieșire din circuitele de mediere și scalarea dependențelor  $f_x(U_{\text{mV med}})$  corespunzătoare domeniilor de măsurare.

## 12.2. Măsurarea intervalelor de timp cu cronometre numerice

Ecartul temporal minim între două evenimente care poate fi măsurat numeric este cuanta de timp egală cu perioada semnalului de ceas – mărime caracteristică oricărui sistem numeric de măsurare.

Intervalele de timp măsurate cu sisteme numerice le sunt asociate numere care reprezintă multipli ai perioadelor semnalelor de ceas ale respectivelor sisteme. Numerele respective sunt contorizate cu numărătoare (*counters* – în oltenește) ale impulsurilor de ceas (*clock* – în oltenește), în intervalele de timp de măsurat (fig.12.3).

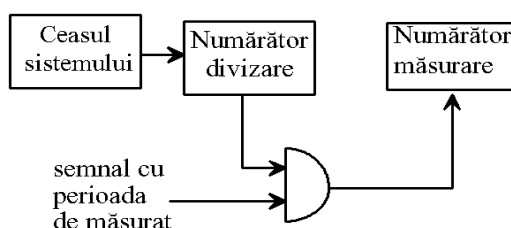


Fig.12.3. Principiul măsurărilor numerice ale intervalelor de timp

Aparatele de măsurare dedicate se numesc *cronometre*. Preciziile și rezoluțiile cronometrelor sunt proporționale cu frecvențele semnalelor de ceas (fig.12.4). Dacă aceste impulsuri au frecvențe mari, după finalizarea măsurărilor numerele conținute în numărătoare vor fi mari. De aceea numărătoarele trebuie să aibă capacități mari (biți mulți), cu avantajul rezoluțiilor înalte.

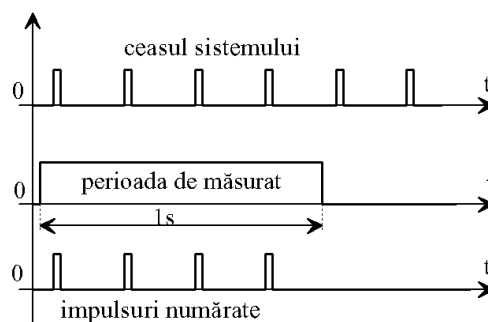


Fig.12.4. Măsurarea numerică a intervalelor de timp

Păstrarea unor rezoluții înalte pentru măsurarea intervalelor de timp mici impune frecvențe (foarte) mari ale semnalelor de ceas (în oltenește – *clock*).

*Exemplu:* pentru a măsura un interval de 50ms cu rezoluția  $1\mu\text{s}$  în domeniul 100ms cu o rată de afișare 1 măsurare/s este necesară contorizarea a minim 50000 pulsuri, impunând  $f_{\text{clock}}=100\text{kHz}$ . Dacă pentru măsurarea unor intervale mai mari de timp, de exemplu 500ms, se păstrează aceeași frecvență a semnalului de ceas, atunci rezoluția va fi doar  $10\mu\text{s}$ . Soluția inginerască care asigură rezoluții



relative constante pentru o gamă foarte largă de intervale de timp măsurate este proporționalizarea perioadelor semnalelor de ceas (cuantelor de timp) cu intervalele de timp măsurate. Acest lucru este posibil prin divizarea frecvențelor "ceasurilor" sistemelor numerice - oscilatoare stabilizate cu care se generează impulsurile de tact.

Pentru intervale de timp scurte, se utilizează factori de divizare mici, iar pentru intervale de timp lungi - factori de divizare mari.

### 12.3. Măsurarea frecvențelor prin metode numerice

Măsurarea numerică a frecvențelor se poate face prin metode directe sau indirecte. O metodă de măsurare directă presupune:

- generarea unui semnal-poartă cu durata de forma  $10^{-n}$  s;
- formarea semnalului cu frecvența de măsurat;
- obținerea unor impulsuri sincrone cu semnalul format;
- numărarea impulsurilor pe durata semnalului - poartă.

Semnalul-poartă se obține cu un generator de semnal dreptunghiular (simetric sau asimetric) cu durata stării active 1s. Pe durata porțiunii active a semnalului de ceas se numără impulsurile sincrone cu semnalul a cărui frecvență se măsoară. Pe durata porțiunii inactive se afișează rezultatul măsurării până la finalizarea măsurării următoare.

"Formarea" semnalelor (*signal shaping* - în oltenește) presupune amplificarea lor puternică sau trecerea lor prin detectoare de trecere prin zero (comparatoare cu una din intrări la masă). Se obțin astfel semnale dreptunghiulare cu perioade egale cu cele ale semnalelor ale căror frecvențe se măsoară. Pe fronturile pozitive ale acestor semnale se declanșează circuite monostabile cu factori de umplere foarte mici. Se obțin astfel impulsuri sincrone cu trecerile prin zero în sens crescător ale semnalelor de intrare. Aceste impulsuri vor fi numărate cu numărătoare pe duratele semnalelor de validare (de obicei 1s). Conținuturile numărătoarelor vor fi memorate și afișate după expirarea perioadelor de numărare; numărătoarele vor fi "resetate" imediat după transferarea conținuturilor lor în memoriile afișoarelor, fiind pregătite astfel pentru o nouă măsurare.

Frecvențmetrele reactualizează valorile măsurate la fiecare ciclu de măsurare. Pentru păstrarea rezoluției la măsurarea frecvențelor joase, impulsurile corespunzătoare perioadelor semnalelor de intrare se validează (și se numără) pe durate de 10 ori mai mari.

Schema bloc a unui frecvențmetru numeric este reprezentată în fig.12.5 iar formele de undă corespunzătoare sunt reprezentate în fig.12.6.

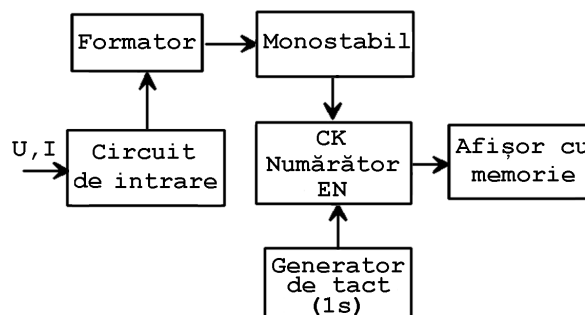


Fig.12.5. Schema bloc a unui frecvențmetru numeric

Pentru rezoluții ridicate, se numără impulsurile provenite de la un generator de tact cu frecvență mare pe durata unei perioade a semnalului de intrare. Este cazul sistemelor de măsurare automată controlate de circuite numerice.

Semnalul de tact este, de regulă, chiar semnalul de ceas al sistemului numeric, cu o frecvență suficient de mare pentru rezoluții acceptabile chiar pentru măsurarea frecvențelor foarte mari. În schema bloc de mai sus se schimbă numai intrările numărătorului între ele. Semnalul format este introdus într-un

bistabil pentru obținerea semnalului de validare cu starea activă cât perioada semnalului de intrare.

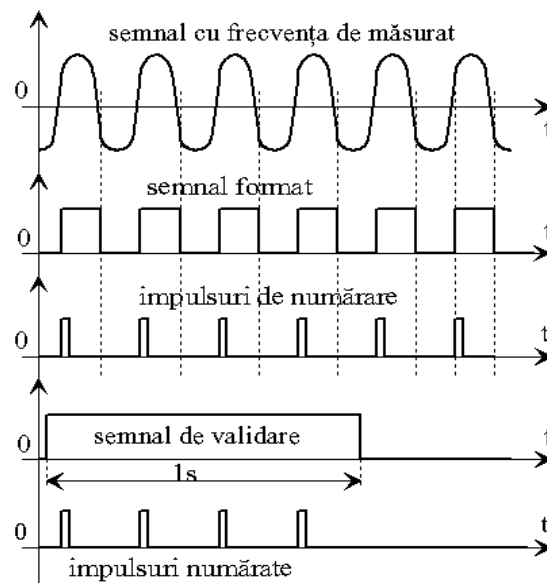


Fig.12.6. Formele de undă specifice unui frecvențmetru numeric

#### 12.4. Fazmetre

Defazajul dintre două mărimi electrice alternative poate fi măsurat pornind de la definiție: *interval de timp între trecerile prin zero în același sens de variație ale mărimilor între care se măsoară.*

Defazajul este definit exclusiv între semnale cu frecvențe egale. Cel mai adesea, defazajul se măsoară între curentul și tensiunea de la bornele unui consumator, între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire a unui triport sau quadripol generic, sau între tensiunile sau curenții unui sistem polifazat.

##### 12.4.1. Conversia fază-tensiune

Măsurarea fazei cu instrumente electronice analogice presupune generarea unei tensiuni proporționale cu decalajul în timp între trecerea prin zero a unui semnal de referință  $X_1$  și a semnalului principal  $X_2$ .

Structura unui fazmetru include circuite electronice pentru conversia în semnale dreptunghiulare a semnalelor periodice între care se definește defazajul. Circuitele cu care se realizează această conversie se numesc *formatoare* și sunt realizate cu amplificatoare limitatoare sau cu comparatoare. Fronturile crescătoare și descrescătoare ale acestor semnale vor fi sincrone cu trecerile prin zero ale celor două semnale periodice. Măsurarea defazajelor se reduce la măsurarea în regim dinamic a intervalelor de timp dintre fronturile crescătoare ale celor două semnale dreptunghiulare.

Pentru aceasta, cele două semnale sunt introduse într-o poartă "NAND" pentru a defini porțiunile lor necomune, care definesc chiar unghiul de defazaj. Semnalul rezultat se normalizează, menținându-i-se amplitudinea constantă. Un mijloc simplu pentru îndeplinirea acestei condiții funcționale este alimentarea porții "NAND" dintr-o sursă de tensiune foarte bine stabilizată.

Semnalul dreptunghiular obținut va avea un factor de umplere variabil, direct proporțional cu defazajul dintre cele două semnale de intrare. Prin intermediul acestui semnal, cu un integrator sau chiar cu un dispozitiv milivoltmetric generic, se obține o mărime de ieșire proporțională cu defazajul:

$$\alpha = K \int U_{O_{NAND}} dt = k U_{stab} f_u = k' U_{stab} \Delta \varphi \quad (12.2)$$

Blocurile componente ale unui fazmetru analogic electronic sunt (fig.12.7):

- formatoare de semnal pe canalele de intrare;
- poarta NAND;

- integratorul analogic;
- dispozitivul de măsurare;
- sursa de alimentare.

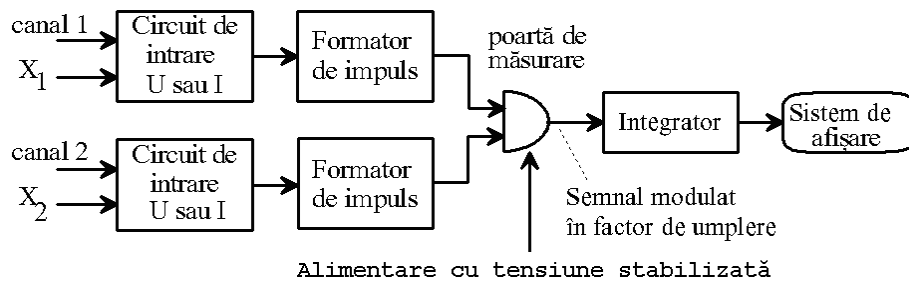


Fig.12.7. Principiul măsurării analogice a defazajului

#### 12.4.2. Fazmetre numerice

Măsurarea numerică a defazajului urmărește același principiu ca mai sus, cu deosebirea că timpul (ca măsură a defazajului) se măsoară numeric, pe calea contorizării unui număr echivalent de impulsuri. Semnalul de la ieșirea circuitului-poartă se utilizează ca semnal de validare pentru impulsurile provenite de la un ceas intern corelat cu frecvența semnalelor între care se definește defazajul, astfel încât valoarea afișată a defazajului să nu depindă de frecvență. Corelarea se poate realiza analogic, cu circuite PLL sau prin calcul numeric. Echivalând o perioadă cu 360 grade electrice, pentru a măsura defazajul cu precizie de 0,1 grade electrice, ceasul de măsurare trebuie să aibă perioada:

$$T_{\text{mas}} = T_{\text{semnal}} / 3600.$$

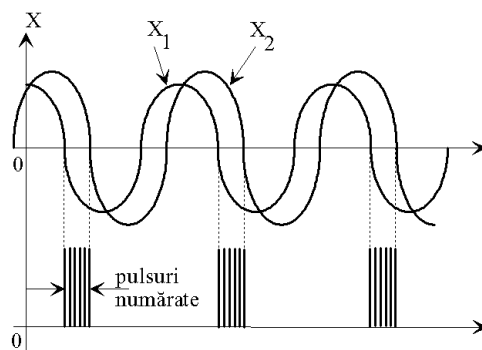


Fig.12.7. Forme de undă esențiale ale unui fazmetru analogic

astfel încât unui defazaj de 0,1 grade electrice să-i corespundă un impuls de ceas.

**Exemplu:** pentru măsurarea defazajului cu rezoluție  $r_a = 0,1$  grade electrice între semnale cu frecvența comună 50Hz, frecvența ceasului de măsurare trebuie să fie:

$$f_{\text{mas}} = 3600 / T_{\text{semnal}} = 3600 / 20\text{ms} = 180\text{kHz}$$

Pentru a măsura același defazaj într-o rețea cu frecvența 60Hz ar fi nevoie de un ceas de măsurare cu frecvența  $f_{\text{mas}} = 3600 / T_{\text{semnal}} = 3600 / 16,67\text{ms} = 216\text{kHz}$ .

Pentru semnale cu frecvență oarecare, trebuie măsurată numeric perioada unuia din semnale, obținând un număr de impulsuri de ceas-sistem  $N_T$ . Acest număr trebuie divizat la 3600 obținându-se numărul de impulsuri de ceas-sistem care va genera un impuls de ceas de măsurare:  $N_{\text{unit}} = N_T / 3600$

$N_{\text{unit}}$  este încărcat într-un numărător presetabil care numără invers (funcția de timer).

De fiecare dată când numărătorul ajunge la zero, se generează un impuls de ceas de măsurare și se reîncarcă valoarea  $N_{\text{unit}}$ . Impulsurile de ceas de măsurare cu frecvența  $f_{\text{mas}}$  sunt contorizate într-un numărător de măsurare a defazajului pe durata dintre trecerile succesive prin zero în același sens de variație (pe

porțiunile crescătoare sau descrescătoare) ale celor două semnale între care se măsoară defazajul. Acest număr de impulsuri este memorat prin blocarea numărătorului și afișat pe display-ul fazmetrului. O schemă bloc a unui fazmetru funcționând după principiul enunțat este reprezentată în fig.12.8.

Pentru măsurarea defazajului între semnale cu frecvență (comună) oarecare este necesară ajustarea frecvenței ceasului în funcție de frecvența semnalelor care definesc defazajul, astfel încât unei perioade a semnalului să-i corespundă un număr constant de impulsuri de ceas. Ajustarea frecvenței se poate face cu circuite analogice (oscilatoare comandate în tensiune controlate cu convertitoare frecvență-tensiune care primesc la intrări semnalele cu frecvențele de măsurat, sau cu multiplicatoare de frecvență cu bucle PLL) sau numerice (microcontrolere).

Dacă fazmetrele sunt realizate cu sisteme numerice cu microcontroller, numărul impulsurilor corespunzătoare unei singure perioade a semnalelor care definesc defazajul nu mai are semnificație.

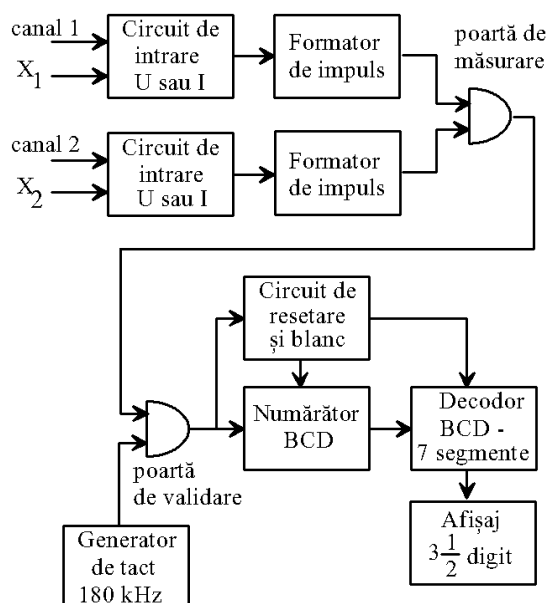


Fig.12.8. Schema bloc a unui fazmetru numeric

Se măsoară întâi perioada (comună a) semnalelor, obținând numărul  $N_T$ , apoi durata intervalului dintre două treceri prin zero în același sens de variație a celor două semnale ( $N\phi$ ).

Ulterior se calculează raportul  $N\phi/N_T$  care se înmulțește cu 180 pentru a obține defazajul în grade sexagesimale.

Realizarea funcției  $\cos\phi$ -metru este relativ simplă, rezumându-se la stocarea în memorie a valorilor factorilor de putere ( $\cos\phi$ ) sub forma unui tabel de corespondență între valorile măsurate ale defazajului  $\phi$  (în grade) și cele ale funcției  $\cos\phi$  corespunzătoare, urmată de citirea ulterioară a valorilor  $\cos\phi$  din tabelul memorat.

## 5. Conversia analog-numeric (A/N)

### Metode de conversie și convertoare A/N

Convertoarele analog/numeric (CA/N) - componente esențiale în sistemele de procesare a semnalelor - sunt circuite electronice care, prin algoritme specifice, asociază valorilor tensiunilor de intrare câte un număr binar cu  $n$  biți. Mulțimea continuă a valorilor tensiunii de intrare,  $[U_i]$  este pusă în corespondență cu o mulțime cu număr finit de valori numerice succesive. Există mai multe tipuri de CA/N, fiecare cu avantaje care le recomandă diferitelor aplicații. De structura internă a CA/N depind rata și rezoluția conversiei (fig.5.5.1).

Metoda **aproximațiilor succesive** a fost utilizată frecvent în ultimii 40 de ani pentru rezoluții de 8...16 biți. În general, rata de conversie este invers proporțională cu rezoluția, deoarece metoda necesită câte o perioadă de ceas pentru fiecare bit din cuvântul de ieșire, limitând viteza maximă de conversie. CAN cu aproximații succesive pot furniza datele sub formă paralelă sau sub formă serială.

Metoda **Sigma-Delta** ( $\Sigma\Delta$ ) a câștigat popularitate în ultimii ani, în special pentru rate de eșantionare sub 10MSPS, fiind utilizată pentru conversia semnalelor audio. Metoda presupune supraeșantionare intrinsecă urmată de decimare și filtrare numerică trece-jos, având cea mai mare rezoluție.

**Conversia simultană** (flash) se evidențiază prin viteze mari de conversie (peste 150 MSPS). Convertoarele flash de  $n$  biți conțin  $2^n - 1$  comparatoare și un divizor cu  $2^n$  rezistoare (suprafață mare pe circuitul integrat), consumă mult, au capacități de intrare mare și sunt scumpe.

Arhitecturile semi-flash și, în general, cele pe subdomenii, reprezintă un compromis convenabil între consum/cost și rata mare de conversie. Arhitecturile recente tip pipeline câștigă popularitate deoarece sunt o combinație potrivită între rata mare de conversie, suprafața mică ocupată și cost moderat, fiind utilizate în aplicațiile cu eșantionare continuă, unde întârzierea inerentă structurii pipeline nu afectează performanțele sistemului.

Convertoarele "flash" simple și cascade sunt utilizate în aplicațiile de foarte mare viteză, cu precădere pentru analiza regimurilor tranzitorii și pentru conversia semnalelor de frecvență foarte mare (aplicații video).

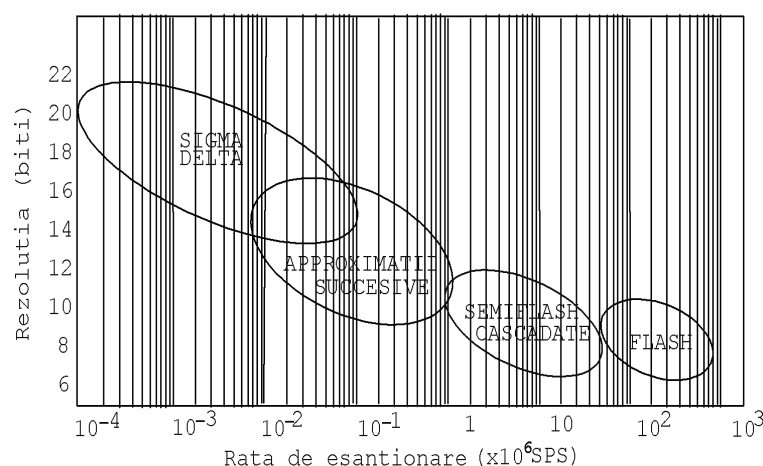


Fig.5.1 Compararea tehnicilor de conversie A/N după rezoluție și rata de eșantionare

Fiecare din cele 4 tipuri de convertoare caracterizate succint în tabelul 1 are avantaje care îl fac propriu uneia sau alteia din aplicații. Tabelul evidențiază și principalele dezavantaje ale fiecărui tip de convertor (consumul și prețul).

Tabelul 1. Topologia convertoarelor A/N

Tip	Descriere	Caracteristici
Flash	Conversie paralelă $2^n - 1$ comparatoare	Viteză foarte mare Rezoluție scăzută Consum mare
Aproximații succesive	Comparații secvențiale de 1 bit	Viteză medie Rezoluție medie Preț minim
Sigma-Delta	Cuantizare și supraeșantionare de 1 bit Filtrare numerică	Viteză medie Rezoluție maximă Preț mediu

### Mărimi caracteristice

**Domeniul tensiunii de intrare**  $D_i$ , precizat prin valoarea nominală (capăt de scală)  $U_{iN}$  și semnul său (unipolară sau bipolară).

**Rezoluția** este măsura numărului de valori distincte ale mulțimii de valori ale mărimii de ieșire; acest număr poate fi explicit, sub forma  $N_{\max}$  - numărul maxim de valori distincte ale mărimii de ieșire, sau implicit "n" - numărul de ranguri ale cuvântului de ieșire.

**Codul** folosit pentru descrierea valorii numerice a mărimii de ieșire poate fi o variantă de cod binar, ce poate să fie de tip continuu (cod binar complement față de 2 (CBC2), cu bitul cel mai semnificativ (MSB) asignat ca bit de semn, cod binar complement față de 1, cod binar deplasat, etc.) sau cod zecimal codificat binar (Binary Coded Decimal - BCD). Codurile binare sunt „economice”, utilizând toate combinațiile posibile dintr-un cuvânt binar de "n" biți. Codul BCD este, din acest punct de vedere, mai puțin eficient, căci din cele 16 combinații posibile corespunzătoare unui cuvânt binar de 4 biți utilizează doar 10; în schimb el permite o decodificare simplă (din binar în zecimal), prin operații separate pentru fiecare rang zecimal.

### **Caracteristica statică de transfer**

Tensiunea de intrare are o variație continuă în domeniul:  $D_i = [0, U_{iN}]$  iar mărimea de ieșire are doar  $N_{\max}$  valori distincte. Domeniul  $D_i$  se împarte în  $N_{\max} - 1$  subintervale pentru care se definește o modalitate de corespondență cu câte o valoare a mărimii de ieșire  $N_i \Leftrightarrow [U_i - \frac{r}{2}, U_i + \frac{r}{2}]$ , unde  $r$  reprezintă rezoluția absolută a convertorului:

$$r = \frac{U_N}{N_{\max}} = \frac{U_N}{2^n} \quad (5.1)$$

Pentru descrierea caracteristicii statice de transfer, se consideră valoarea mărimii de ieșire corespunzând tensiunii de intrare egală cu media limitelor intervalului:

$$U_i = \frac{1}{2} \left[ \left( U_i + \frac{r}{2} \right) + \left( U_i - \frac{r}{2} \right) \right] \quad (5.2)$$

Funcția de transfer a unui CA/N ideal unipolar este o funcție scară, lățimea fiecărei trepte fiind rezoluția absolută iar înălțimea 1 bit. Scara are trepte egale după cele două axe, cu excepția vecinătății originii, față de care deschiderea "r" este simetrică (fig.5.2).

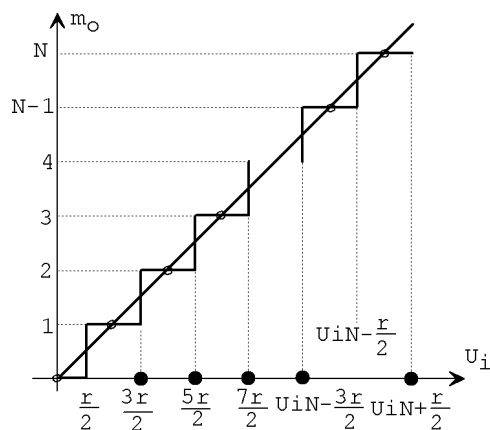


Fig.5.2 Caracteristica statică a CAN ideal

**În regim dinamic**, principalele mărimi caracteristice de transfer sunt *timpul de conversie*,  $t_{conv}$  dintre momentul lansării conversiei și momentul obținerii valorii finale a numărului binar de ieșire  $n$ , și inversul său: *rata de conversie*:  $f_{conv} = 1/t_{conv}$  [conversii/s].

### Variante de convertoare A/D utilizate în prelucrarea semnalelor

Conversia unui semnal analogic în formă numerică poate fi realizată prin aplicarea mai multor metode. Principiul de bază este compararea nivelurilor semnalelor (tensiunilor) de intrare cu niveluri de referință (constante); rezultatele comparațiilor ( $>$ ,  $<$ ) determină valorile biților (1,0) în numerele de ieșire.

Cea mai simplă soluție pentru aplicarea acestei metode este generarea nivelurilor de referință cu ajutorul unui divizor rezistiv alimentat cu o tensiune de referință.

**Convertoarele A/N cu comparare simultană** (flash) au ieșire paralelă. Un convertor generic de  $n$  biți presupune compararea simultană a tensiunii de intrare cu  $2^{n-1}$  tensiuni de referință prin intermediul a  $2^{n-1}$  comparatoare. În realitate sunt  $2^n$  comparatoare, unul semnalizând depășirea domeniului nominal. În fig.5.3 este reprezentat un convertor cu comparare simultană de 3 biți. Tensiunea de intrare este comparată simultan cu toate nivelurile de referință. Ieșirile simultane ale comparatoarelor sunt mărimile de intrare ale unui circuit numeric combinatorial care codifică combinațiile de stări ale comparatoarelor (conform unei tabele de adevăr) într-unul din codurile binare agreeate. Mărimea de ieșire este (în acest caz) un cuvânt binar de 3 biți, cu mulțimea valorilor formată din 8 elemente, inclusiv zero. Timpul de conversie este minim, incluzând doar timpul de răspuns al comparatoarelor și timpul de propagare al circuitului de codificare, independent de ceasul sistemului numeric care include convertorul.

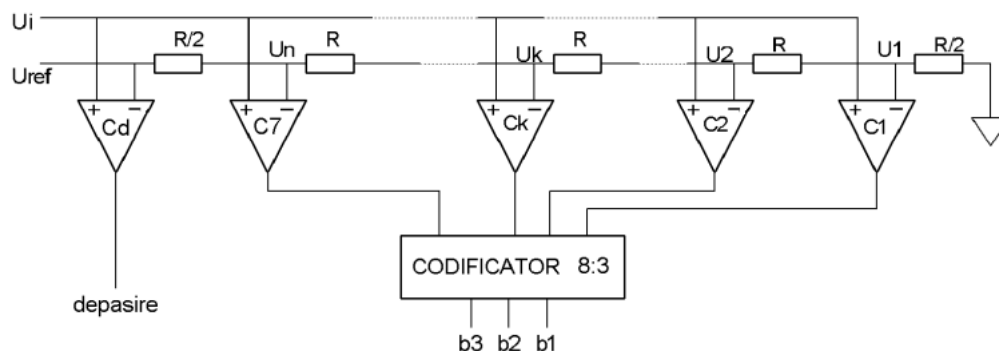


Fig.5.3. Structura principală a CA/N cu comparație simultană (flash) de 3 biți

CA/N tip flash sunt cele mai rapide convertoare, dar necesită foarte multe comparatoare ( $2^n - 1$ ),  $n$  fiind numărul de biți pe care se face conversia. Adică: 255 comparatoare pentru 8 biți, 1023 pentru 10 biți, ș.a.m.d.. Problema tehnologică nu constă numai în numărul mare ci mai ales în identitatea caracteristicilor statice și dinamice ale comparatoarelor.

Cele  $2^n - 1$  comparatoare ocupă o suprafață mare pe pastila de siliciu, crescând prețul și consumul. Rata de rebut tehnologic este relativ mare și de aceea aceste convertoare au prețuri relativ mari.

Capacitatea de intrare este mare: suma tuturor capacităților de intrare ale comparatoarelor. De aceea tensiunea de intrare este aplicată comparatoarelor prin intermediul unui amplificator repetor.

Variantele actuale au rezoluții maxime de 10 biți și rate de conversie reale peste 100MSPS.

**Convertoarele A/N cu aproximații succesive** au viteze și rezoluții suficiente pentru majoritatea aplicațiilor, iar prețul lor este scăzut. Ele includ câte un comparator și un convertor numeric-analogic (CN/A), iar duratele conversiilor sunt independente de nivelurile tensiunilor de intrare. Nivelurile tensiunilor cu care se compară succesiv tensiunile de intrare sunt sintetizate urmând un algoritm de convergență care urmărește îndeaproape nivelul tensiunii de intrare. Principiul funcțional al CAN cu aproximații succesive este reprezentat în fig.5.4.

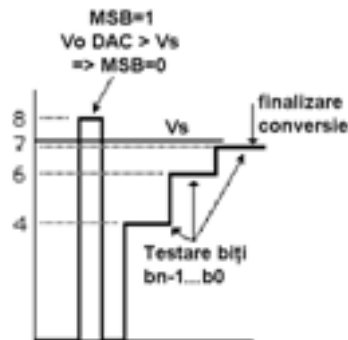


Fig.5.4. Principiul conversiei cu aproximări succesive

Biții care urmează să alcătuiască numărul binar de ieșire sunt testați succesiv, începând cu MSB. Testarea înseamnă setarea bitului (bit  $X = 1$ ), verificarea contribuției lui și păstrarea valorii setate (1) dacă aceasta produce în CN/A o tensiune de ieșire mai mică decât cea de intrare (fig.5.5).

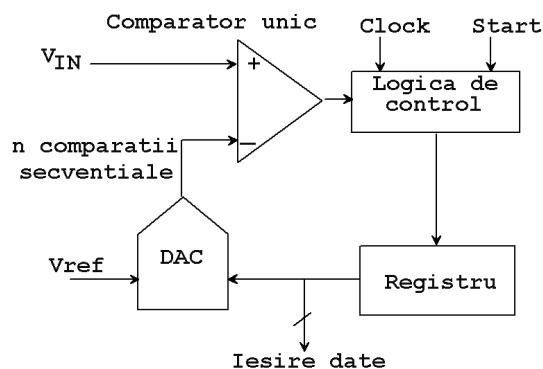


Fig.5.5. Structura principală a CAN cu aproximații succesive

CA/N cu aproximații succesive permit restrângerea dimensiunilor fizice și minimizarea consumului, necesitând un singur comparator. Un CA/N de  $n$  biți realizează secvențial  $n$  comparații ale căror rezultate sunt memorate într-un registru (numit de aproximații succesive). Viteza de conversie este limitată la  $x1$ MSPS. Variantele comerciale au rezoluții 8...12 biți și rate de conversie  $x100$ kSPS.



### Convertoarele A/N cu rampă numerică

O altă metodă de generare a nivelurilor de referință cu care se compară mărimea de intrare presupune utilizarea unui convertor numeric-analogic (CN/A) controlat cu un numărator. Odată cu creșterea numărului de la intrarea număratorului crește și tensiunea de referință cu care se compară semnalul. Comanda „start conversie” (SC) resetează număratorul inițiind o nouă rampă formată din niveluri succesiv-crescătoare (fig.5.6). Numărarea începe pe frontul căzător al impulsului SC.

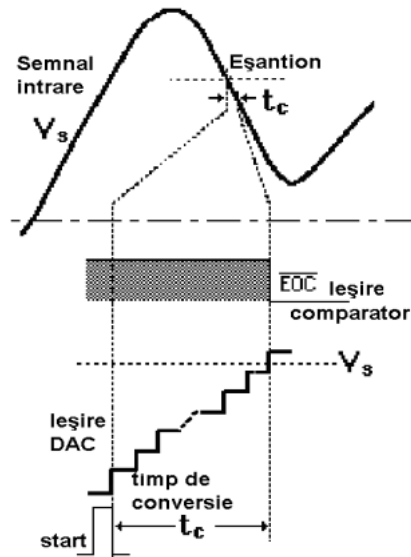


Fig.5.6. Principiul conversiei cu rampă numerică

Pe una din intrările comparatorului se aplică semnalul de intrare, pe cealaltă - tensiunea de la ieșirea CA/N cu formă de scară cu trepte egale (înălțimi și durate) obținute prin incrementarea număratorului la fiecare tact al ceasului (fig.5.7). Când nivelul tensiunii de referință de la ieșirea CA/N atinge nivelul tensiunii de convertit, comparatorul își schimbă starea din 1 în 0. Număratorul se oprește prin invalidarea semnalului de ceas cu poarta ȘI. Se generează simultan și semnalul de sfârșit de conversie „EOC”, activ în zero. Conținutul număratorului reprezintă echivalentul numeric al tensiunii de intrare.

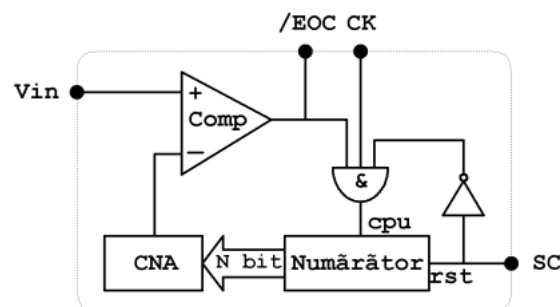


Fig.5.7. Schema bloc a convertorului cu rampă numerică

Timpul de conversie este determinat de perioada semnalului de ceas ( $T_{ck}$ ) care incrementează număratorul și de suma întârzierilor tuturor circuitelor componente. În comparație cu CAN cu aproximări succesive, care are  $t_{comp}$  constant ( $n+1$  perioade ale semnalului de ceas), CAN cu rampă numerică are timp de conversie variabil, proporțional cu nivelul semnalului de intrare. Semnalele mai mici sunt convertite mai rapid, iar cele mari - mai lent.

## 9. Analiza răspunsurilor în frecvență ale circuitelor electronice prin caracteristicile de amplitudine și de fază

### 9.1. Parametrii esențiali ai cuadripolilor

Majoritatea circuitelor electronice au structuri cuadripolare, cu două terminale de intrare și două terminale de ieșire (fig.9.1). Terminalele de referință sunt de cele mai multe ori comune intrării și ieșirii, ceea ce permite tratarea cuadripolilor ca triporturi.

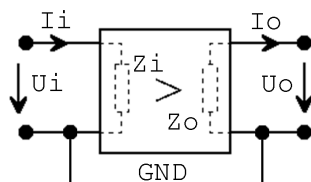


Fig.9.1. Forma cuadripolară a circuitelor electronice

Parametrii esențiali ai cuadripolilor sunt:

- factorul de transfer în tensiune:  $A_U = \frac{U_o}{U_i}$ ; (9.1)

- factorul de transfer în curent:  $A_I = \frac{I_o}{I_i}$ ; (9.2)

- factorul de transfer în putere:  $A_P = \frac{P_o}{P_i} = A_U A_I$ ; (9.3)

- impedanța de intrare:  $Z_i = \frac{U_i}{I_i}$ ; (9.4)

- impedanța de ieșire:  $Z_o = \frac{U_o}{I_o}$ ; (9.5)

- transconductanța (panta):  $g_m = \frac{I_o}{U_i}$ ; (9.6)

- transimpedanța (impedanța de transfer):  $Z_m = \frac{U_o}{I_i}$ ; (9.7)

- banda de frecvență: domeniul de frecvență  $B_f$  în care factorul de transfer se menține în limitele  $[0,707A_0, 1,414A_0]$  ( $A_0$  - factorul de transfer "în bandă").  
Exemplu: pentru un amplificator,  $B_{f(-3dB)}$  este intervalul de frecvențe în care modulul factorului de transfer evoluează între  $0,707A_0$  și  $A_0$  (fig.9.2).

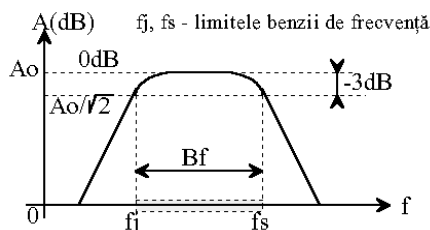


Fig.9.2. Definirea benzii de frecvență

Factorul de transfer poate lua valori foarte mari, mai ales la amplificatoarele cu mai multe etaje. De aceea amplificările se exprimă în decibeli (dB):

$$A_U [\text{dB}] = 20 \lg A_U = 20 \lg \frac{U_o}{U_i} \quad (9.8)$$

$$A_I [\text{dB}] = 20 \lg A_I = 20 \lg \frac{I_o}{I_i} \quad (9.9)$$

$$A_P [\text{dB}] = 20 \lg A_P = 10 (\lg A_U + \lg A_I) = 10 \lg \frac{P_o}{P_i} \quad (9.10)$$

Observație: Exprimarea în decibeli a amplificării în putere este utilizată rar.

- variația factorului de transfer în banda de frecvență:

$$\Delta A(\text{dB}) = \pm 20 \lg(1 - 0,707) = \pm 3 \text{dB} \quad (\text{limita sensibilității organoleptice umane}) \quad (9.11)$$

- nivelul distorsiunilor: - reflectă măsura în care neliniaritățile caracteristicilor elementelor componente ale unui amplificator afectează formele de unde ale semnalelor amplificate. În general, aplicând un semnal sinusoidal la intrarea unui circuit electronic, se obține la ieșire o sinusoidă deformată (distorsionată). Descompunând exprimarea matematică a semnalului de ieșire în serie Fourier, se obțin (teoretic) o infinitate de componente sinusoidale cu frecvențe (multipli ai frecvenței semnalului de intrare). Nivelul distorsiunilor este definit ca raport între puterea deformantă (suma puterilor componentelor spectrale ale formei de undă corespunzătoare ieșirii cu frecvență diferită de fundamentală) și puterea totală măsurată la ieșire:

$$THD_{(\%)} = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_\infty}{P_1} \times 100 \quad (9.12)$$

unde: -  $P_{2,3,\dots}$  - puterile transmise pe frecvențele armonice;

-  $P_1$  - puterea transmisă pe frecvența fundamentală;

THD exprimă în formă procentuală deformarea semnalului de intrare.

- excursia semnalului de ieșire - reprezintă o plajă de variație a semnalului de ieșire (de tensiune sau de curent) pentru care nu apar distorsiuni semnificative ale semnalului de intrare. Prelucrarea analogică a semnalelor presupune absorbție de energie de la o sursă exterioară, excursia semnalului de ieșire fiind limitată de parametrii sursei de alimentare:

$$|\Delta U_0| < |U_{\text{alim}}| \text{ și } |\Delta I_0| < |I_{\text{max}}| \quad (9.13)$$

În funcție de excursia semnalului de ieșire comparată cu nivelul tensiunii de alimentare, circuitele electronice pot fi:

- de semnal mic, la care excursia semnalului de ieșire este mult mai mică decât limita permisă de circuitul de polarizare și sursa de alimentare;

- de semnal mare, la care excursia semnalului de ieșire ia valori apropiate de cele limitele corespunzătoare tensiunii de alimentare.

## 9.2. Reprezentarea funcțiilor de transfer prin diagrame Bode

### 9.2.1. Funcții de transfer

Funcțiile de transfer reprezintă dependențele intrare-ieșire (pentru un sistem fizic analizat ca un cuadripol), în funcție de frecvența mărimii de intrare. Pentru aceasta se definesc:

$$s = \sigma + j\omega \quad - \text{frecvența complexă} \quad [s^{-1}] \quad (9.14)$$

$$\underline{H}(s) = \frac{\underline{Y}(s)}{\underline{X}(s)} \quad - \text{funcția de transfer} \quad (9.15)$$

în care: -  $\underline{Y}(s)$  este transformata Laplace a mărimii de ieșire  $y(t)$ ;

-  $\underline{X}(s)$  este transformata Laplace a mărimii de intrare  $x(t)$ ;

$\underline{H}(s)$  semnifică sensibilitatea complexă a cuadripolului, fiind o expresie a răspunsului său la stimulul aplicat la intrare.

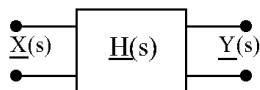


Fig.9.3. Funcția de transfer a unui cuadripol

Forma generică a funcției de transfer este:

$$\underline{H}(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (9.16)$$

Această formă polinomială este dificil de analizat și de abordat în calcule. Ea trebuie adusă mai întâi la forma factorială:

$$\underline{H}(s) = H_0 \frac{(s - z_m)(s - z_{m-1}) \dots (s - z_1)}{(s - p_n)(s - p_{n-1}) \dots (s - p_1)} \quad (9.17)$$

în care:

-  $z_i$  ( $i=1 \dots m$ ) sunt rădăcinile polinomului numărător al funcției de transfer, numite zerouri;

-  $p_j$  ( $j=1 \dots n$ ) sunt rădăcinile polinomului numitor al funcției de transfer, numite poli;

-  $H_0$  - factor de scară (amplificare), independent de frecvență.

$H(j\omega)$  poate fi scris sub forma exponențială:  $\underline{H}(j\omega) = H(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$  (9.18)

în care: -  $H(\omega)$  - modulul funcției de transfer:  $H(\omega) = |\underline{H}(j\omega)|$ ; (9.20)

-  $\varphi(\omega)$  - faza funcției de transfer:  $\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}[\underline{H}(j\omega)]}{\text{Re}[\underline{H}(j\omega)]}$  (9.21)

Reprezentarea grafică a unei funcții de transfer se face cu două curbe:

- variația modulului factorului de transfer în funcție de frecvență - caracteristica amplitudine-frecvență sau caracteristica de amplitudine;

- variația fazei în funcție de frecvență - caracteristica fază-frecvență sau caracteristica de fază.

$$H(j\omega)_{\text{dB}} = 20 \lg H(\omega) + 20 \lg e^{j\varphi(\omega)} = 20 \lg H(\omega) + \frac{20}{2,3} j\varphi(\omega) \quad (9.22)$$

în care:

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\prod_{k=1}^m (j\omega - z_k)}{\prod_{i=1}^n (j\omega - p_i)} \quad (9.23)$$

unde  $z_k$  sunt zerourile iar  $p_i$  - polii funcției de transfer.

Exprimând:  $j\omega - z_k = M_k e^{j\alpha_k}$  și:  $j\omega - p_i = N_i e^{j\beta_i}$ , unde  $M_k$ ,  $N_i$  sunt modulele factorilor elementari, iar  $\alpha_k$ ,  $\beta_i$  sunt fazele factorilor elementari, putem scrie:

$$\underline{H}(j\omega) = H_0 \frac{M_m M_{m-1} M_{m-2} \dots M_1}{N_n N_{n-1} N_{n-2} \dots N_1} e^{j\left(\sum_{k=1}^m \alpha_k - \sum_{i=1}^n \beta_i\right)} \quad (9.24)$$

$$H(\omega)_{\text{dB}} = 20 \lg H_0 + 20 \sum \lg M_k - 20 \sum \lg N_i \text{ și } \varphi(\omega) = \sum \alpha_k - \sum \beta_i \quad (9.25)$$

Modulul funcției de transfer, exprimat în dB este suma algebrică a modulelor factorilor elementari exprimați în dB. Faza funcției de transfer este suma algebrică a fazelor factorilor elementari.

### 9.2.2. Factori elementari ai funcției de transfer

-  $H_0$  - factor de scară, independent de frecvență;

-  $(j\omega)^n$  - zero de ordinul  $n$  în origine;

-  $1/(j\omega)^n$  - pol de ordinul  $n$  în origine;

-  $(j\omega - z_k)^n$  - zero de ordinul  $n$  în punctul  $z_k$ ;

-  $1/(j\omega - p_i)^n$  - pol de ordinul  $n$  în punctul  $p_i$ .

Cu notațiile:  $\tau = -1/z_k$  și  $\tau = -1/p_i$  se obțin expresiile:

$$(j\omega - z_k)^n = \frac{1}{\tau_{z_k}^n} (j\omega \tau_{z_k} + 1) \quad \text{și} \quad \frac{1}{(j\omega - p_i)^n} = \frac{\tau_{p_i}}{(j\omega \tau_{p_i} + 1)^n} ; \quad (9.26)$$

în care sunt puse în evidență :

-  $\tau_{z_k}$  - constanta de timp asociată zeroului  $z_k$ ;

-  $\tau_{p_i}$  - constanta de timp asociată polului  $p_i$ .

Punctele de pe abscisă corespunzătoare zerourilor și polilor ( $\omega = z_k$  respectiv  $\omega = p_i$ ) reprezintă puncte în care caracteristica  $H(\omega)$  își schimbă panta. În punctele corespunzătoare zerourilor panta crește cu  $n \times 20$  dB/dec, iar în punctele corespunzătoare polilor panta descrește cu  $n \times 20$  dB/dec, unde  $n$  reprezintă ordinul zeroului, respectiv al polului.

### 9.2.3. Diagrame Bode

Diagramele Bode sunt variante aproximative ale reprezentărilor grafice ale funcțiilor de transfer în care curbele reale se identifică cu asimptotele lor. Variațiile modulelor funcțiilor de transfer  $H(\omega)$  în funcție de frecvență se reprezintă la scară *logaritmică*, atât pe abscisă cât și pe ordonată. Variațiile fazelor  $\varphi(\omega)$  funcțiilor de transfer se reprezintă la scară liniară. Scara *logaritmică* prezintă avantajul că *intervalele ale căror extreme se află în același raport se reprezintă prin segmente cu lungimi egale*. Intervalul ale cărui extreme se află în raportul 1:10 se numește *decadă*. Exemple: 5...50Hz, 25...250kHz. Intervalul ale cărui extreme se află în raport de 1:2 se numește *octavă*. Exemple: 10...20Hz, 150...300Hz.

Originea scării logaritmice a frecvenței este  $\omega=1$  (deoarece  $\lg 1=0$ ). Pe axa frecvențelor se trec valorile absolute (nu logaritmice). Construcția unei scări logaritmice presupune alegerea unui ecart (segment) corespunzător unei decade, apoi împărțirea acestui interval în subintervale cu lungimi:  $x_n = l_{\text{decadă}} \lg n$  ( $n = 2 \dots 9$ ).

Decadele următoare se obțin prin translație în stânga sau în dreapta a decadei construite inițial.

*Exemplu:* Scara *logaritmică* pentru frecvențe cuprinse în domeniul 1mHz...1kHz cu punctele intermediare: 1, 2, 5, 10.

Poziția pe segmentul corespunzător unei decade a punctelor intermediare este la  $x_{0\text{dec}}=0$ :  $x_2-x_{0\text{dec}}=\Delta_{\text{dec}}\lg 2=0,3\Delta_{\text{dec}}$  și  $x_5-x_{0\text{dec}}=\Delta_{\text{dec}}\lg 5=0,7\Delta_{\text{dec}}$  de extremitatea din stânga a reperului  $x_{0\text{dec}}$  al decadei respective Fig.9.4).

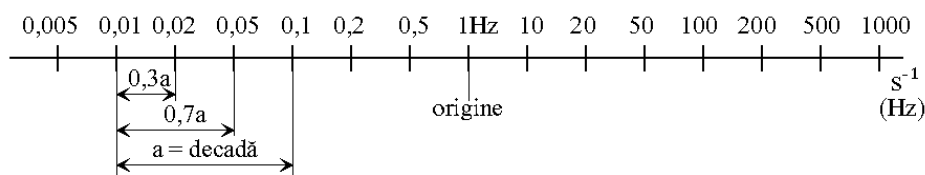


Fig.9.4. Scara logaritmică a frecvențelor

#### 2.3.1. *Diagrame Bode pentru factorii elementari ai funcțiilor de transfer*

##### a) Factori de scară

$$H_{0[\text{dB}]} = 20 \lg H_0 \quad (\text{pozitiv pentru } H_0 > 1, \text{ negativ pentru } H_0 < 1)$$

Convenția de semn este intuitivă,  $H_0$  având semnificația unui factor de scară multiplicator ( $H_{0[\text{dB}]}$ -pozitiv) sau atenuator ( $H_{0[\text{dB}]} < 0$ ).

Dacă  $H_0=100$  atunci  $H_{0[\text{dB}]}=40\text{dB}$ . Faza se reprezintă pe ordonată la scară liniară.

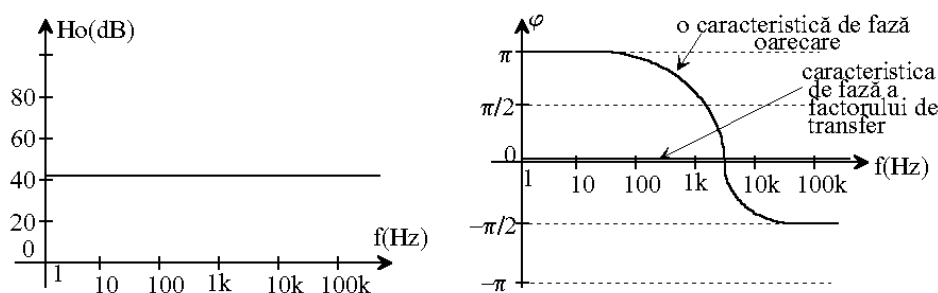


Fig.9.5. Caracteristicile de amplitudine și de fază ale unui factor de scară

##### b) Zerouri și poli în origine

Dacă  $H(j\omega) = (j\omega)^n$ , atunci  $H(\omega)_{[\text{dB}]} = 20n \lg \omega$

Reprezentarea zerourilor și polilor în origine se face prin drepte care trec prin punctele:  $\omega=1$ ,  $H(\omega)=0\text{dB}$  (origine) și  $\omega=10$ ,  $H(\omega)=n20\text{dB}$ , înclinate față de orizontală cu unghiuri corespunzătoare pantelor  $n20\text{dB/dec}$ ,  $n$  - ordinul polului.

Pentru  $H(j\omega) = (j\omega)^n$ ,  $\varphi(\omega) = n\pi/2$ .

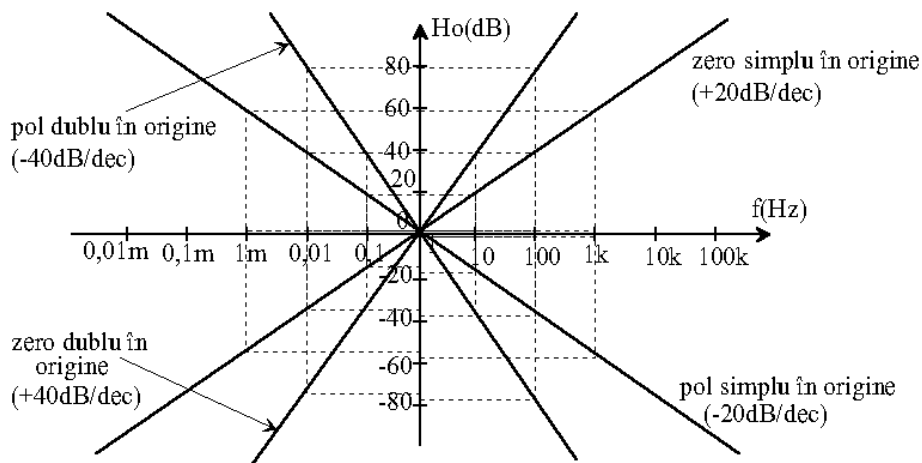


Fig.9.6. Caracteristicile de amplitudine ale polilor și zerourilor în origine

Zerourile de ordinul I se mai numesc zerouri simple, polii de ordin 1 – poli simpli, zerourile de ordinul 2 – zerouri duble, polii de ordinul 2 – poli dubli. Dacă polul sau zeroul sunt simple, au panta de 20 dB/dec, dacă sunt duble – au panta 40 dB/dec, dacă sunt triple – au panta de 60 dB/dec.

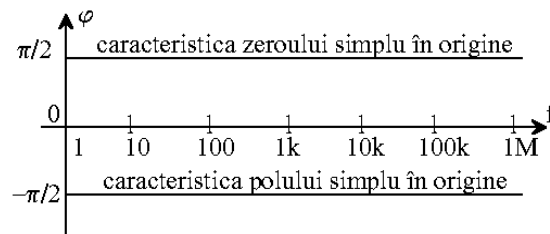


Fig.9.7. Caracteristicile de fază ale unui pol și unui zero simple în origine

#### c) Zero-uri și poli simpli

Dacă  $H(j\omega) = j\omega\tau + 1$  atunci:  $H(\omega) = \sqrt{\omega^2\tau^2 + 1}$  iar  $H(\omega)_{[dB]} = 20\lg \sqrt{\omega^2\tau^2 + 1}$  (9.27)

Pentru  $\omega \ll 1/\tau$  rezultă  $H(\omega) = 0$  dB; iar dacă  $\omega \gg 1/\tau$  rezultă  $H(\omega) = 20\lg \omega\tau$  dB.

Caracteristica Bode este aproximarea caracteristicii reale cu asimptotele sale: curba reală se aproximează cu  $H(\omega) = 0$  până în punctul  $\omega = 1/\tau$  și cu  $H(\omega) = 20\lg \omega\tau$  din punctul  $\omega = 1/\tau$  spre dreapta axei frecvenței. Pentru  $\omega = 1/\tau$ , valoarea reală este:  $|H(j\omega)| = \sqrt{2}$ , sau, în dB:  $H(\omega)_{[dB]} = 20\lg \sqrt{2} = +3$  dB, față de 0 dB corespunzător asimptotei.

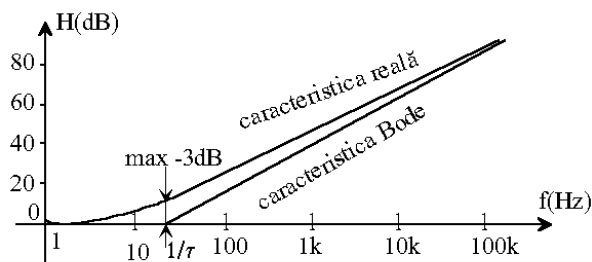


Fig.9.8. Caracteristica de amplitudine a unui zero simplu

Eroarea maximă de aproximare nu depășește -3 dB în dreptul zerourilor  $1/\tau$ .

Pentru un pol simplu,  $H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\omega^2\tau^2 + 1}}$ ; rezultă:

$$H(\omega)_{[dB]} = -20\lg \sqrt{\omega^2\tau^2 + 1} \quad (9.28)$$

la fel ca la un zero simplu, dar cu panta negativă. Eroarea maximă la aproximarea polilor nu depășește +3dB.

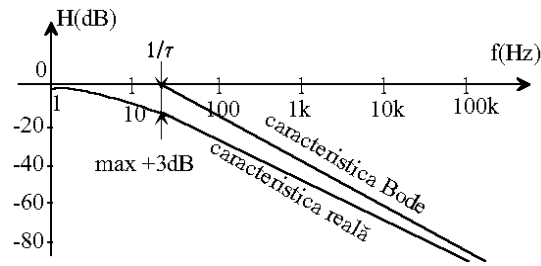


Fig.9.9. Caracteristica de amplitudine a unui pol simplu

Caracteristicile de fază pentru zerouri și poli simpli au forma unor rampe, conform relațiilor de mai jos:

a) pentru un zero simplu:  $\varphi(\omega) = \arctg \omega\tau$

Pentru  $\omega = 1/\tau$ , rezultă  $\varphi(\omega) = \arctg 1 = \pi/4$ ; pentru  $\omega < 1/\tau$ , rezultă  $\varphi(\omega) = 0$ ; și pentru  $\omega > 1/\tau$ , rezultă  $\varphi(\omega) = \arctg \infty = \pi/2$  (fig.9.10).

Notă:  $\omega < 1/\tau$  înseamnă  $\omega < 1/10\tau$ , iar  $\omega > 1/\tau$  înseamnă  $\omega > 10/\tau$ .

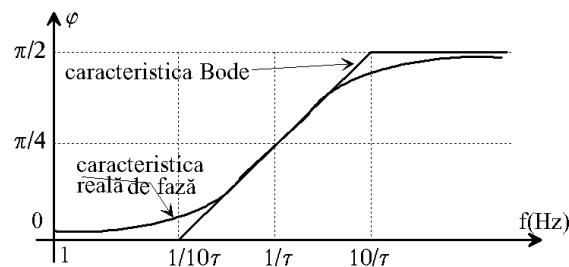


Fig.9.10. Caracteristica de fază a unui zero simplu

b) pentru un pol simplu, situația este similară:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}[H(j\omega)]}{\text{Re}[H(j\omega)]} = \arctg \frac{\text{Im} \frac{1}{j\omega\tau + 1}}{\text{Re} \frac{1}{j\omega\tau + 1}} = \arctg \frac{\text{Im} \frac{1-j\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2}}{\text{Re} \frac{1-j\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2}} = \arctg \frac{-\omega\tau}{\frac{1+\omega^2\tau^2}{1+\omega^2\tau^2}} = \arctg -\omega\tau = -\arctg \omega\tau \quad (9.29)$$

(se schimbă semnul fazei față de situația de la un zero simplu).

Dacă  $\omega = 1/\tau$  rezultă  $\varphi(\omega) = -\pi/4$ ;

Dacă  $\omega > 1/\tau$  rezultă  $\varphi(\omega) = -\pi/2$ ;

Dacă  $\omega < 1/\tau$  rezultă  $\varphi(\omega) = 0$ .

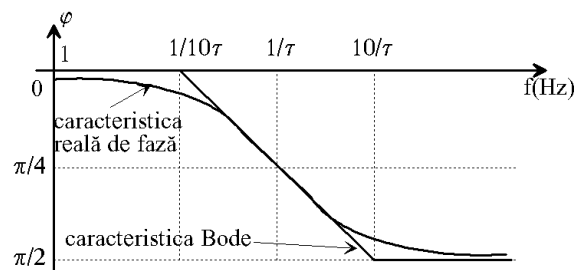


Fig.9.11. Caracteristica de fază a unui pol simplu

**Concluzie:** Pentru un pol sau un zero, punctul de frângere a caracteristicii de fază este la  $\omega = 1/\tau$ , căruia îi corespunde  $\varphi = n\pi/4$ . Pentru  $\omega = 1/10\tau$  rezultă  $\varphi = 0$  iar pentru  $\omega = 10/\tau$  rezultă  $\varphi = n\pi/2$ , ( $n$  - ordinul polului sau zeroului).

$$H(j\omega) = 10 \frac{j\omega 0,1 + 1}{j\omega(j\omega 0,1 + 1)} \quad (\equiv H_0 H_1 H_2 H_3)$$

**Exemplu:** Fie un circuit cu funcția de transfer

Prin identificare:

$H_0 = 10 \Rightarrow H_{0[\text{dB}]} = +20\text{dB}$  este factor de scară (independent de frecvență);

$H_1 = j\omega 0,1 + 1$  este zero simplu cu  $f_t = 10\text{Hz} \Rightarrow \tau_1 = 0,1$  și  $1/\tau_1 = 10$ ;

Pentru:  $\omega < 1/\tau_1$  (adică  $f < 10\text{Hz}$ )  $H_1(\omega) = 0$ ;  
 $\omega > 1/\tau_1$  (adică  $f > 10\text{Hz}$ )  $H_1(\omega)$  crește cu  $20\text{dB/dec}$ ;  
 $H_2 = 1/j\omega$  este pol simplu în origine;  
 $H_3 = 1/j\omega \cdot 0,01 + 1$  este pol simplu cu  $f_t = 100\text{Hz} \Rightarrow \tau_2 = 0,01$ ;  $1/\tau_2 = 100$ ;  
Pentru:  $\omega < 1/\tau_2$ , (adică  $f < 100\text{Hz}$ )  $H_3(\omega) = 0$ ;  
 $\omega > 1/\tau_2$ , (adică  $f > 100\text{Hz}$ )  $H_3(\omega)$  scade cu  $-20\text{ dB/dec}$ .

Caracteristica globală se obține prin sumarea grafică a caracteristicilor parțiale ale factorilor elementari ai funcției de transfer. Caracteristica Bode amplitudine-frecvență este reprezentată în fig.9.12).

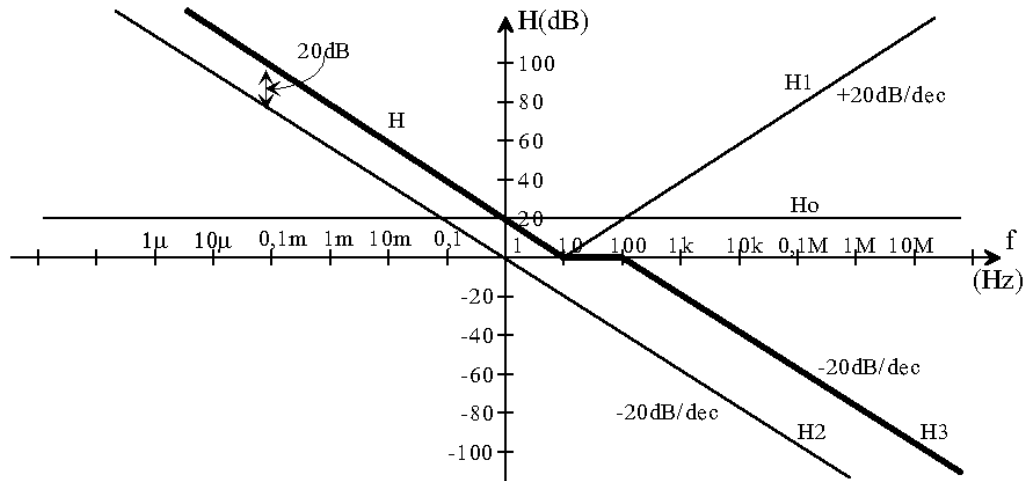


Fig.9.12. Caracteristica de amplitudine globală a circuitului propus

Caracteristica de fază are o expresie similară:

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 \quad (9.30)$$

în care:

- $\varphi_0 = 0$  (factorul de scară nu defazează semnalul);
- $\varphi_1$  - caracteristica de fază a zero-ului simplu cu  $1/\tau_1 = 10$ ;
- $\varphi_2 = -\pi/2$  (pol simplu în origine);
- $\varphi_3$  - caracteristica de fază a polului simplu cu  $1/\tau_3 = 100$ .

Temă: Reprezentați caracteristica de fază a circuitului propus



## 6. Surse de tensiune pentru instrumente și circuite electronice

Instrumentele și circuitele electronice se alimentează cu surse de tensiune sau (mai rar) de curent continuu. Tot cu tensiuni continue se fixează referințele convertoarelor A/N și N/A, și amplitudinile semnalelor furnizate de generatoarele de funcții sau de semnale aleatoare. Aceste tensiuni sunt furnizate de "surse de tensiune de referință" - stabilizatoare electronice de tensiune cu performanțe superioare celor utilizate pentru alimentarea dispozitivelor și circuitelor.

Alimentarea circuitelor electronice (inclusiv a aparatelor electronice de măsurare) se poate face cu surse:

- de curent continuu independente, electrochimice (pile electrice elementare sau baterii), cu durate de utilizare limitate și unice;
- de curent continuu independente, electrochimice, cu mai multe cicluri de exploatare (acumulatoare reîncărcabile elementare sau baterii);
- de curent continuu semi-dependente: fotoelemente și termoelemente;
- staționare, conectate la rețeaua de distribuție casnică sau industrială

**Sursele de alimentare** pot fi de tensiune constantă și de curent constant. Sursele de tensiune ideale păstrează constante tensiunile la borne indiferent de mărimile sarcinilor, adică au rezistențe interne nule și puteri infinite. Pentru sursele reale se definesc *puteri nominale* (VA sau W, în c.c.) ca produse între valorile curenților nominali și ale tensiunilor nominale. Cât timp puterile absorbite de la sursele de tensiune constantă rămân în domeniile nominale, căderile de tensiune pe rezistențele interne ale surselor se mențin în limitele admisibile precizate în specificațiile tehnice ale surselor respective.

*Exemplu:* pentru o sursă de tensiune constantă cu puterea nominală 100VA căderea de tensiune pe rezistența internă nu depășește 20mV pentru o sarcină mai mică decât 50VA.

Sursele de tensiune constantă actuale pot fi liniare sau în comutație.

Cele liniare au structuri similare celei generice din fig.6.1 incluzând un transformator coborâtor, un redresor, un filtru și un circuit de stabilizare cu tensiune de ieșire reglabilă, eventual de un circuit de limitare a curentului de ieșire (protecție la supracurent, deasemenea reglabilă).

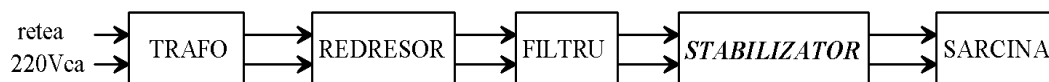


Fig.6.1. Structura internă a unei surse electronice de tensiune constantă stabilizată

La ieșirea filtrului, tensiunea are o componentă continuă și una alternativă. Evident, la o sursă de alimentare de c.c. interesează doar componenta continuă, cea alternativă fiind nedorită. Un indice de calitate important al filtrelor este *factorul de ondulație* ( $\gamma$ ). Acesta exprimă măsura în care un stabilizator de tensiune rejectează componentele alternative ale tensiunilor de alimentare:

$$\gamma = \frac{U_{\sim}}{U_{cc}} 100 \quad (\%) \quad (6.1)$$

Pentru redresoarele monoalternanță, componentele alternative au chiar frecvența rețelei, iar pentru redresoarele bialternanță - dublul frecvenței rețelei. Ca urmare, pentru aceeași valoare a capacității filtrului, aceeași sarcină și aceeași putere a transformatorului, factorul de ondulație al redresoarelor bialternanță este de 2 ori mai mic decât al celor monoalternanță. Îmbunătățirea performanțelor înseamnă micșorarea factorilor de ondulație, realizabilă fie prin mărirea capacităților condensatoarelor de filtrare, fie prin utilizarea unor circuite electronice: *multipliatorul de capacitate sau stabilizatorul cu amplificatoare de eroare*.

*Limitarea curenților de ieșire* este benefică atât pentru surse cât și pentru sarcini, evitând deprecierea sau distrugerea acestora prin efectele termice ale curenților de suprasarcină sau de scurtcircuit.

O sursă de tensiune care funcționează (voit sau forțat) în regim de limitare de curent se comportă ca o sursă de curent, limitând curentul prin sarcină la

valori prestabilite, ajustabile cu un element de reglare (potențiometrul). Indiferent cât scade rezistența sarcinii, eventual până la zero (scurtcircuit), o sursă de curent își va scădea automat tensiunea de ieșire până la valoarea necesară pentru ca în sarcină (la borne) curentul să nu depășească limita prescrisă.

În principiu, sursele de tensiune constantă sunt bine protejate la suprasarcini pe ieșire și nu pot fi deteriorate sau distruse prin scurtcircuite, însă pot fi sensibile la supratensiunile la ieșire produse prin autoinducție de comutațiile sarcinilor inductive. Trebuie să fie (și sunt) protejate împotriva acestora.

Specificațiile principale ale surselor de tensiuni constante sunt:

- tensiunea nominală de alimentare și gama de lucru (exp: 230Vca +10%, -15%);
- puterea nominală (exp: 100VA);
- domeniul tensiunilor și curenților de ieșire (exp: 2 x 0,1...48Vcc / 0...1A);
- factorul de stabilizare a tensiunii de ieșire cu sarcina (exp: 10μV/mA);
- factorul de stabilizare a tensiunii de ieșire cu tensiunea rețelei (exp: 10μV/V) în gama de lucru.

### **Stabilizatoare liniare cu dispozitiv de control serie**

Structura generică a unei surse stabilizate de tensiune continuă este reprezentată în fig.6.2.

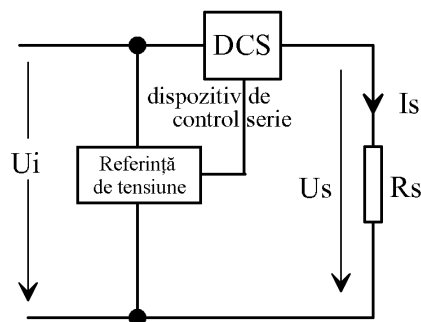


Fig.6.2. Stabilizatorul elementar cu dispozitiv de control serie (DCS)

Sursele de tensiune pot fi:

- unipolare, cu tensiune de ieșire unică variabilă și protecție la supracurent;
- duble, unipolare, cu două tensiuni de ieșire independente reglabile;
- duble bipolare cu urmărire, pentru alimentarea etajelor diferențiale;
- triple, cu o tensiune de ieșire unipolară fixă (+5Vcc) pentru alimentarea secțiunilor numerice ale circuitelor complexe, și două tensiuni reglabile independente sau simultan (cu urmărire) pentru alimentarea circuitelor analogice diferențiale.

Între sursa de alimentare primară (nestabilizată) și sarcină este înseriat un element (dispozitiv) de control cu conductanță variabilă. Stabilizarea tensiunii la borne presupune modificarea corespunzătoare a conductanței dispozitivului de control serie (DCS) – uzual un tranzistor bipolar sau unipolar în RAN.

Pentru a contracara tendința de scădere a tensiunii pe sarcină odată cu curentul prin sarcină, conductanța DCS trebuie să crească, și reciproc. Tensiunea la bornele sarcinii poate avea variații datorate sursei de alimentare sau modificării curentului de sarcină (parametrilor sarcinii).

Se definesc factori de stabilizare distincți pentru fiecare din aceste situații. Factorul de stabilizare cu sarcina este definit pentru alimentare cu tensiune constantă, ca variație maximă a tensiunii de ieșire datorată variației sarcinii în gama de lucru:

$$S_s = \left. \frac{\Delta U_s}{\Delta I_s} \right|_{U_i = \text{const}} \quad (6.2)$$

Factorul de stabilizare cu tensiunea de alimentare este raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația tensiunii de intrare, în condițiile menținerii sarcinii la o valoare constantă:

$$S_a = \left. \frac{\Delta U_s}{\Delta U_i} \right|_{I_s = \text{const}} \quad (6.3)$$

Modul în care este obținută tensiunea de ieșire variabilă poate fi cu stabilizatoare liniare cu reglare continuă cu potențiometre liniare, sau în trepte, cu rezoluții dependente de performanțele circuitelor numerice de control.

Alimentarea poate fi făcută de la un transformator de rețea funcționând la frecvența rețelei, sau de la o sursă în comutație cu circuit intermediar de curent continuu, funcționând la frecvență de ordinul x10kHz.

Sursa dublă IEMI (fig.6.3 - model vechi) asigură izolare prin transformator de rețea și stabilizare liniară, cu performanțe adecvate experimentelor uzuale cu circuite analogice și numerice. Domeniul de tensiune acoperitor pentru testarea oricărui circuit electronic de măsurare, control sau comandă (0...40Vcc) corelat cu domeniul de curent (0...1,2A), ca și toleranța față de scurtcircuitele accidentale, recomandă această sursă pentru testarea circuitelor electronice.

Sursa funcționează în regim de tensiune constantă (reglabilă cu potențiometrele U) până când curenții de sarcină ating nivelurile maxime prescrise cu potențiometrele I. Începând de la pragurile respective, sursa funcționează în regim de curent constant, limitând tensiunile pe sarcini la valori corespunzătoare curenților prestabiliți cu potențiometrele I.

Cele două indicatoare sunt comutate cu cele 4 comutatoare de deasupra bornelor de ieșire pentru funcțiile de voltmetre și ampermetre de ieșire pe câte două domenii: 15V și 40V pentru tensiuni, respectiv 0,5A și 1,5A pentru curenți.

LED de sub indicatoare semnalizează funcționarea în regim de tensiune constantă (U) sau în regim de curent constant (I) a celor două canale ale sursei. Butonul N-P este utilizat pentru cuplarea în paralel (P) a celor două canale, pentru mărirea capacității în curent în cazul alimentării unipolare a unui singur consumator cu putere peste 50W.

Sursa are factori de stabilizare remarcabili atât pentru variații ale sarcinilor cât mai ales pentru variații ale tensiunii de alimentare de la rețeaua monofazată de joasă tensiune, limita inferioară a acestora pentru care sursa este încă funcțională (cu tensiuni de ieșire mici) fiind sub 100Vca.



Fig.6.3. Panoul frontal al sursei liniare duble 2 x 40V, I 4102 M (I.E.M.I.)

O sursă triplă dedicată exclusiv circuitelor electronice din categoria "mixed-signal" este modulul HM8040 (Hameg) din seria 8000 (fig.6.4). Secțiunea bipolară furnizează tensiuni reglabile în domeniul 0...±20Vcc pentru curenți de ieșire până la 0,4A, fiind complementată de o sursă de tensiune fixă +5Vcc dedicată alimentării circuitelor numerice, cu un curent maxim aproximativ 0,5A. Specificațiile tehnice ale sursei HM8040 actuale pot fi văzute aici: <http://www.hameg.com/0.145.0.html>.



Fig.6.4. Modulul sursă triplă HM8040 din completul de măsurare Hameg HM 8000

Curentul maxim este de asemenea reglabil în domeniul specificat, valoarea prescrisă demarcând limita de la care sursa de tensiune începe să funcționeze ca sursă de curent.

O sursă modernă din categoria surselor triple cu performanțe mai bune (pentru probele de laborator) decât cea descrisă anterior este modelul *Seintek P6100* (fig.6.5). Aceasta poate furniza o tensiune bipolară reglabilă în domeniul  $0... \pm 30V$  și un curent maxim  $I_{max}=3A$  pentru secțiunile analogice de mică și medie putere și o tensiune unipolară fixă  $+5V$  cu  $I_{max}=2A$  pentru alimentarea secțiunilor analogice ale sistemelor testate.

La fel ca la sursa anterioară, există facilitatea de a comuta rapid toate ieșirile în vederea revizuirii reglajelor sau alimentării simultane a tuturor circuitelor testate. În plus, posibilitatea blocării tastaturii elimină eventuale avarii prin manipularea accidentală sau neavizată a sursei. Ca oricare sursă stabilizată, și aceasta este dotată cu protecții la suprasarcini (supracurenți supratensiuni și supraîncălzire).

Pentru alimentarea cu tensiune bipolară a circuitelor diferențiale sursa are posibilitatea reglării simultane a ambelor tensiuni (pozitivă și negativă) prin urmărire. Reglajul se face cu înaltă rezoluție (14biți) în regim manual (cu viteză adaptivă) și în regim de programare prin intermediul PC cu care are legătură serială prin interfața RS-232 conform standardului SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments).

O facilitate deosebit de utilă este memorarea a 8 seturi de regimuri de funcționare și valori prescrise pentru reluarea rapidă a testărilor după întreruperea intenționată a activității (întreruperea furnizării energiei electrice sau alte activități prioritare).

O performanță impresionantă a acestei surse în comutație (SMPS - Switched Mode Power Supply), prezentă și la sursa IEMI descrisă anterior, este domeniul foarte larg al tensiunii primare de alimentare:  $85...270Vac$  ( $\pm 10\%$ ) și al frecvenței acesteia:  $48...66Hz$ , care permite utilizarea sursei în toate țările fără opțiuni speciale.

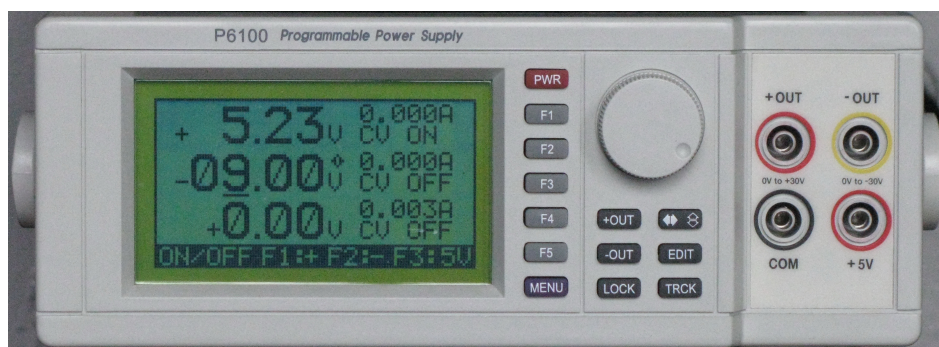


Fig.6.5. Sursa triplă controlată numeric Seintek P6100

**Măsurile (referințele) de tensiune** sunt tot surse de tensiune.

În experimentele practice, referințele de tensiune electrochimice (**elemente normale**) au fost folosite doar până în al treilea sfert al secolului trecut.

Elementul normal Clark, cu tensiunea nominală  $U_{\text{Clark}} = 1,434\text{V}$  la  $15^\circ\text{C}$ , avea structura din fig.6.6. Electrocul pozitiv era din mercur (Hg), în contact cu pastă de sulfat de mercur ( $\text{Hg}_2\text{SO}_4$ ). Electrocul negativ era din amalgam de zinc și mercur, în contact direct cu soluția de sulfat de zinc ( $\text{ZnSO}_4$ ). Tensiunea nominală a elementului normal Clark variază cu temperatura conform relației:

$$U_o(\theta) = 1,434 - 0,0012 (\theta^\circ\text{C} - 15) \quad [\text{V}] \quad (6.4)$$

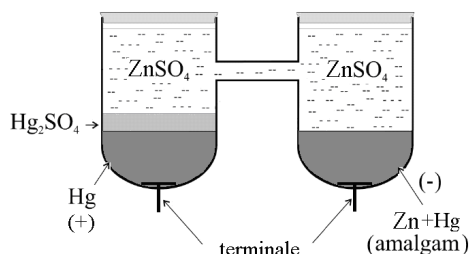


Fig.6.6. Elementul normal Clark

18 ani mai târziu, elementul normal Clark a fost înlocuit cu elementul normal Weston (fig.6.7), cu tensiunea nominală  $U_{\text{Weston}} = 1,019\text{V}$ , aproape independentă de temperatură (în domeniul de lucru).

Elementul normal Weston nu se deosebește structural de elementul normal Clark, dar zincul (Zn) a fost înlocuit cu cadmiu (Cd), iar sulfatul de zinc -  $\text{ZnSO}_4$  cu sulfatul de cadmiu ( $\text{CdSO}_4$ ). Două vase comunicante etanșe conțin soluție saturată de  $\text{CdSO}_4$  și electrozii. Electrocul pozitiv este din mercur (Hg), iar cel negativ din amalgam de cadmiu, de la care se preiau potențialele electrice prin intermediul unor terminale din platină. Electrocul din Hg e acoperit cu pastă depolarizantă (sulfat de mercur -  $\text{Hg}_2\text{SO}_4$ ).

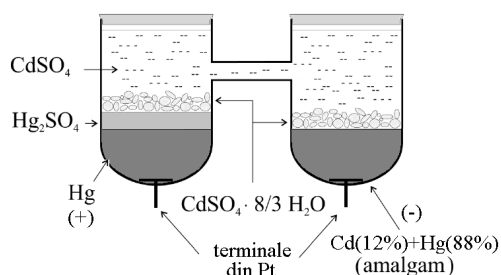


Fig.6.7. Elementul normal Weston



Fig.6.8. Structura internă a elementului normal Weston



Fig.6.9. Aspectul extern al elementului normal Weston

Aceste etaloane de tensiune sunt instabile termic, electric și mecanic. Suprasarcinile, scurtcircuitarea accidentală a bornelor, simple răsturnări sau mișcări bruște le fac inutilizabile timp de mai multe ore în măsurările de precizie, până la restabilirea diluției și/sau echilibrului electrochimic.

Un înlocuitor prețios al elementelor normale electrochimice - ca etaloane de tensiune - este *etalonul de tensiune cu diode Zenner* (fig.6.10), care aproximează tensiunea nominală a elementului normal Weston până la a patra cifră semnificativă:  $U_0=1,0190V$ .



Fig.6.10. Etalonul de tensiune cu diode Zenner fabricat de IMB

Etalonul se alimentează din rețeaua monofazată, incluzând un transformator coborât, un redresor bialternanță cu filtru capacitiv și două stabilizatoare parametrice cascade, ultimul având la ieșire un divizor rezistiv pentru ajustarea tensiunii la valoarea 1,0190V.

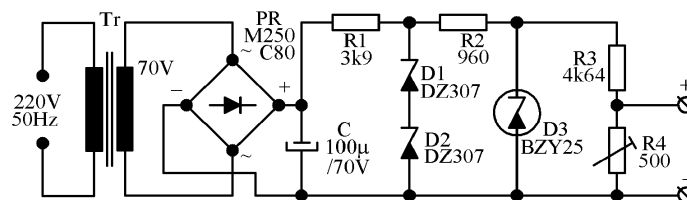


Fig.6.11 Schema etalonului de tensiune cu diode Zenner fabricat (cândva) de INMB (schema tipică a unei surse de alimentare liniară cu stabilizator parametric)

Coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii de ieșire a etalonului este mai mic decât  $10^{-4}/^{\circ}C$ .

Avantajul fundamental al etalonului electronic este indestructibilitatea lui prin scurtcircuitarea ieșirii. Fiind un circuit elementar cu diode stabilizatoare, scurtcircuitarea ieșirii nu aduce nici un prejudiciu diodelor stabilizatoare, doar încălzește suplimentar rezistoarele de balast R1, R2. Aceste rezistoare sunt însă dimensionate prudent, supraîncălzirea lor este nesemnificativă, iar pericolul ieșirii din funcțiune este practic eliminat.



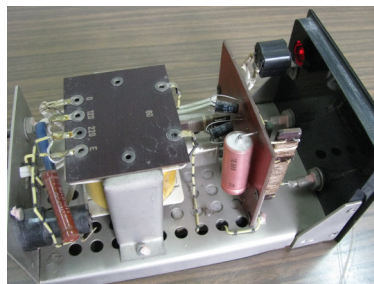


Fig.6.12. Etalon de tensiune cu diode Zenner - aspect interior

**Referințele de tensiune** - circuite integrate specializate - sunt etaloane de tensiune folosite în instrumentația modernă. Structural și funcțional, acestea sunt stabilizatoare de tensiune de înaltă calitate, cu performanțe deosebite, utilizate pentru convertoarele analog-numerice și numeric-analogice, în voltmetrele diferențiale, în contoarele de energie electrică și termică și în alte instrumente în care mărimile de referință pot fi substituite prin tensiuni echivalente. Referințele de tensiune sunt produse de mai mulți producători de circuite integrate analogice (Analog Devices, Texas Instruments, SGS Thomson, Fairchild, etc.). Rolul lor este de a furniza tensiuni continue constante imune față de variațiile: tensiunilor de intrare, impedențelor sarcinilor, temperaturilor ambiante, presiunilor, umidităților, câmpurilor magnetice ambiante și alți factori de mediu, dar și față de trecerea timpului. O referință de tensiune notorie (AD589) are schema internă din fig.6.13.

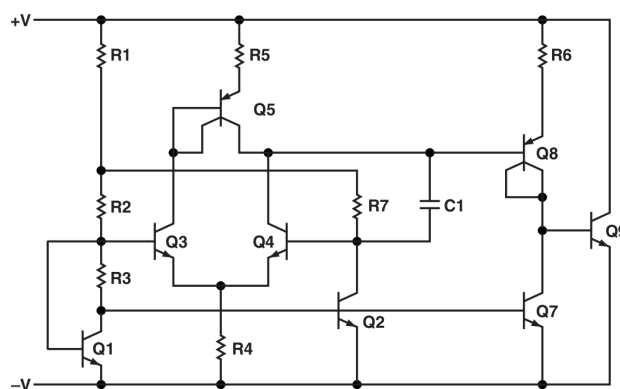


Fig.6.13. Schema echivalentă a referinței de tensiune integrate AD589

Circuitul poate avea capsulă din plastic (SOIC R-8) sau metal (H-02) (fig.6.14)

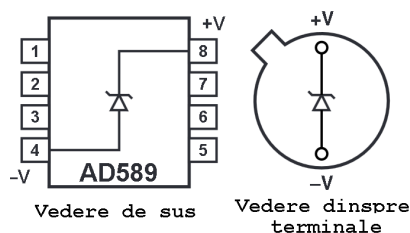


Fig.6.14. Forme de încapsulare pentru AD589

Utilizarea unei referințe de tensiune (fig.6.15) este similară celei a diodelor stabilizatoare în stabilizatoarele parametrice.

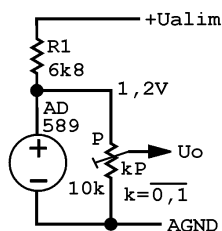


Fig.6.15. Circuit tipic pentru utilizarea referinței de tensiune AD589

## 8. Osciloscopul "de timp real" (RTO)

Osciloscopul - instrument complex destinat vizualizării evoluțiilor în timp sau interdependențelor unor tensiuni sau altor mărimi convertibile în tensiuni.

Mărimile de intrare în osciloscop sunt tensiunile la bornele de intrare.

Mărimea de ieșire este poziția unui spot luminos pe un ecran gradat în diviziuni (orizontale și verticale) care alcătuiesc o graticulă, căreia îi corespund doi factori de scară:

- pe orizontală - secunde (ms,  $\mu$ s, ns) pe diviziune;
- pe verticală - volți pe diviziune (V/div)

Poziția spotului se modifică prin deflexia electrostatică a unui fascicul electronic generat prin termoemisie în interiorul unui tub electronic special, denumit tub catodic (CRT).

Părțile funcționale esențiale ale tuburilor catodice sunt (fig.8.1):

- tunul electronic;
- electrozii de focalizare și accelerare a fasciculului de electroni;
- plăcile de deflexie;
- ecranul fluorescent.

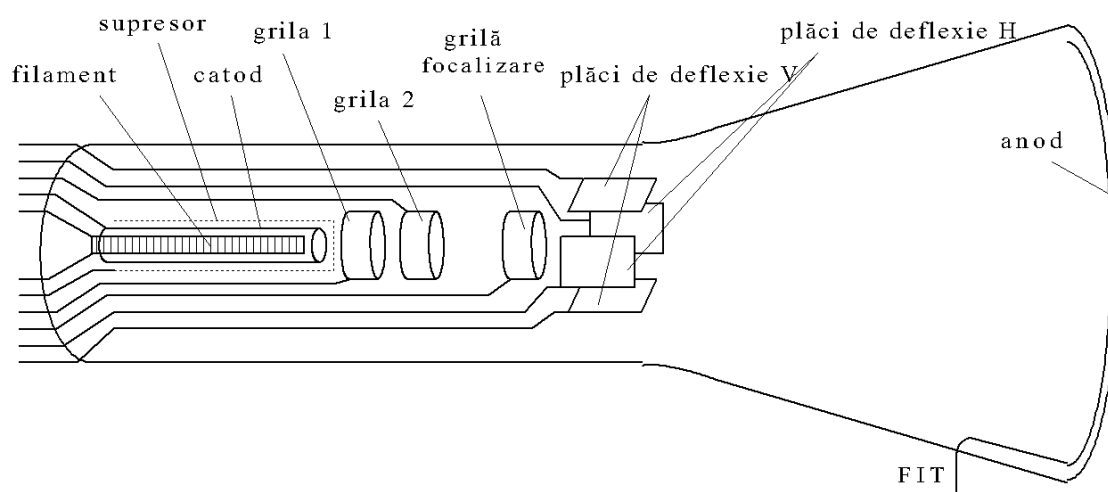


Fig.8.1. Tubul catodic

Ca oricare alte instrumente de măsurare, osciloscoapele include câte o schemă electrică și un dispozitiv de afișare a mărimilor măsurate (ecran).

### 8.1. Vizualizarea interdependențelor funcționale

Principiul de funcționare al osciloscopului constă în generarea unui fascicul electronic, focalizarea (concentrarea) și accelerarea acestui fascicul, urmate de deflexia lui pe două direcții (orizontală și verticală) cu ajutorul a două câmpuri electrostatice reciproc rectangulare. Fasciculul electronic accelerat bombardează partea frontală interioară metalizată a tubului catodic pe care este depus un strat fluorescent de luminofor, producând iluminarea acestuia, vizibilă din exterior sub forma unui punct luminos aflat într-o poziție oarecare pe ecranul osciloscopului.

Poziția punctului luminos (spot) pe ecranul osciloscopului este determinată de tensiunile de deflexie orizontală și verticală, și caracterizată prin coordonatele sale: (x,y), "x" reprezentând distanța pe orizontală între poziția curentă a punctului luminos și o poziție considerată de referință, iar "y"-distanța pe verticală între poziția curentă a punctului luminos și aceeași poziție de referință.

Poziția de referință este centrul ecranului, corespunzătoare unui fascicul electronic nedeviat (tensiunilor de deflexie nule pe orizontală și pe verticală). Câmpul de deflexie orizontală  $E_x$  este creat de tensiunea de comandă a plăcilor de deflexie corespunzătoare, X,X', iar câmpul de deflexie verticală este creat de tensiunea aplicată plăcilor de deflexie Y,Y' (fig.8.2).



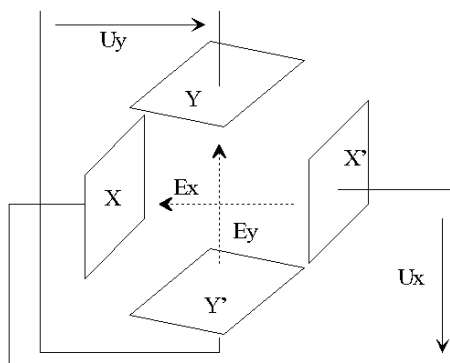


Fig.8.2. Deflexia electrostatică

Pentru vizualizarea unei interdependențe a două semnale (corelate în timp), este necesar ca unul din semnale,  $x(t)$ , să genereze tensiunea de deflexie orizontală iar celălalt,  $y(t)$  - tensiunea de deflexie verticală. Pe ecranul osciloscopului va apare, la scară, graficul funcției  $y(x)$ .

Schema bloc a osciloscopului corespunzătoare acestui regim de funcționare va fi formată (fig.8.3) din următoarele module funcționale:

- blocul de deflexie orizontală (BDO);
- blocul de deflexie verticală (BDV).

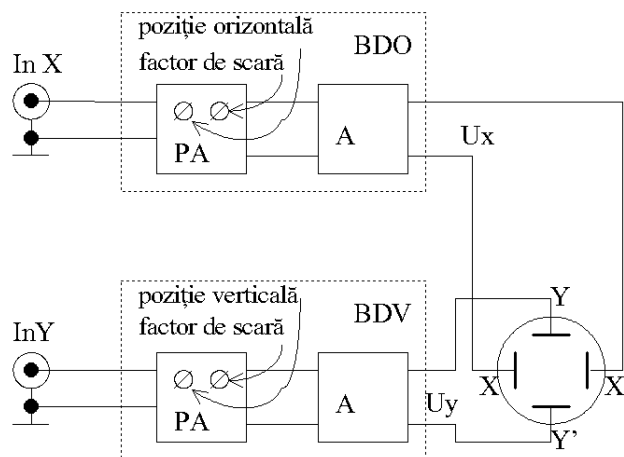


Fig.8.3. Schema bloc generică a RTO

Tubul catodic necesită tensiuni de deflexie relativ mari,  $U_x$  și  $U_y$  având valori de ordinul sutelor de volți. De aceea, semnalele prezente la intrările  $In_x$  și  $In_y$ , nu pot controla direct poziția punctului pe ecran decât în situații rar întâlnite în practică, în care au amplitudini suficiente.

În aplicațiile uzuale este necesară amplificarea semnalelor de vizualizat, acest fapt permițând și realizarea mai multor domenii de măsurare. Fiecare din cele două blocuri funcționale (BDO și BDV) va fi constituit, așadar, dintr-un etaj preamplificator cu câștig variabil, intrare asimetrică și ieșire simetrică (PA), și un etaj amplificator diferențial (cu intrarea și ieșirea simetrice) de semnal mare, cu câștig constant.

Preamplificatoarele oferă și posibilitatea "deplasării" tensiunilor de ieșire, în scopul deplasării imaginii de pe ecran pe orizontală (stânga-dreapta) și pe verticală (sus-jos), pentru o poziționare convenabilă unei analize comode.

Deplasarea imaginilor tensiunilor  $U_x(t)$  și  $U_y(t)$  se realizează prin sumarea acestor tensiuni cu componente continue a căror valoare poate fi ajustată utilizând potențioetrele de reglare a poziției pe orizontală și pe verticală.

Câștigul pe căile de amplificare orizontală și verticală poate fi prescris cu ajutorul unor comutatoare în trepte calibrate, inscripționate direct în unități ale factorului de scară (V/div.).

Căile de prelucrare a semnalelor prezente la bornele de intrare  $In_x$  și  $In_y$  se numesc canale.

Regimul de vizualizare a interdependenței  $y(x)$  se mai numește *regim X-Y*, utilizându-se pentru analiza caracteristicilor dinamice ale unor dispozitive sau circuite precum caracteristicile curent-tensiune ale unor dispozitive semiconductoare sau ciclul dinamic al unor materiale feromagnetice. Același regim de operare este utilizat pentru măsurarea frecvențelor mari (metoda figurilor Lissajoux sau metoda figurilor rotitoare) sau a puterii și defazajelor (metoda elipsei) în circuite care funcționează la frecvențe mari, pentru care aparatele analogice clasice ar avea erori de măsurare mari sau foarte mari.

Cu toate acestea, regimul X-Y este un regim în care osciloscopul este relativ rar utilizat, marea majoritate a aplicațiilor impunând folosirea osciloscopului pentru vizualizarea dependențelor în timp și analiza calitativă a semnalelor, atât în regim stabilizat cât și în regim tranzitoriu.

Pe ecranul osciloscopului apare graficul funcției  $U_{in}(t)$ ; deoarece  $U_{in}$  comandă poziția pe verticală a spotului, acest regim de funcționare se mai numește *regim Y(t)*.

## 8.2. Vizualizarea evoluțiilor în timp ale semnalelor

### 8.2.1. Vizualizarea unui singur semnal

Osciloscopul poate vizualiza evoluția în timp a tensiunilor prezente la intrarea (intrările) sa (sale). Pentru aceasta, este necesar ca în axa orizontală a ecranului să fie implementată axa timpului. În acest fel, imaginea de pe ecranul osciloscopului va reprezenta graficul funcției  $U(t)$  (sau graficele funcțiilor  $U_1(t)$  și  $U_2(t)$ , pentru osciloscopul cu două canale). Implementarea axei timpului în axa orizontală a ecranului presupune comanda blocului de deflexie orizontală prin intermediul unui generator de semnal triunghiular sincronizat cu semnalul de vizualizat, denumit "bază de timp".

Deplasarea spotului pe orizontala ecranului (de la stânga către dreapta) va fi proporțională cu timpul dacă viteza sa de deplasare este constantă. Asigurarea unei viteze constante de deplasare a spotului pe ecran presupune variația liniară a tensiunii de deflexie orizontală de la o valoare negativă,  $-V_{stg}$ , corespunzătoare poziționării spotului la limita din stânga a ecranului, la o valoare pozitivă,  $V_{dr} = |-V_{stg}|$ , corespunzătoare poziționării spotului la limita din dreapta a ecranului.

Blocul funcțional esențial din structura bazei de timp este generatorul de tensiune liniar variabilă declanșat (GTLVD), care livrează la ieșire un semnal de tensiune cu forma din fig.8.4, la fiecare impuls de declanșare  $U_d$ .

Forma de undă triunghiulară de la ieșirea GTLV se mai numește "dinte de fierăstrău" și este formată din trei intervale de timp (fig.8.4):

- intervalul cursei directe a spotului, de la stânga la dreapta, de durată  $t_d$ ; pe durata acestei porțiuni se pun condiții severe privind liniaritatea tensiunii  $U_{gtlv}$ ;
- intervalul cursei inverse, corespunzătoare întoarcerii spotului în poziția inițială de la limita din stânga a ecranului,  $t_i$ , pentru care se pune doar condiția unei durate cât mai reduse;
- intervalul de pauză ( $t_p$ ) corespunzând timpului de așteptare a unui nou impuls de declanșare.

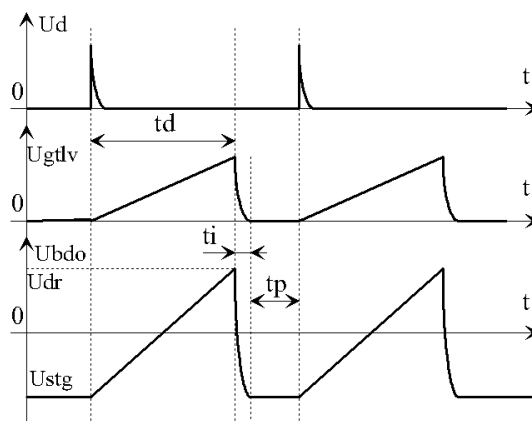


Fig.8.4. Forme de undă specifice GTLVD

Pentru a crea impresia de stabilitate și continuitate, imaginea pe ecran trebuie reîmprospătată suficient de des astfel încât, datorită inerțiilor optice ale stratului de luminofor și văzului omenesc, discontinuitatea din modul de generare a imaginii să nu fie sesizată. Prin urmare, punctul luminos care descrie graficul curbei  $U(t)$  trebuie să se miște suficient de repede pe ecran și să repete cât mai des mișcarea de baleiere orizontală (de la stânga la dreapta) a ecranului.

Baleierea ecranului de minim 25 ori/s elimină senzația de pâlpâire a imaginii.

Obținerea unor imagini stabile pe ecranul osciloscopului implică trasarea unor porțiuni identice din evoluțiile în timp ale semnalelor de vizualizat, începând din același punct de pe ecran. Evident, această condiție nu poate fi îndeplinită decât pentru semnale periodice.

Prin urmare, imagini stabile pe ecranul osciloscopului se pot obține doar atunci când se realizează sincronizarea bazei de timp cu semnalul de vizualizat.

Sincronizarea în timp presupune declanșarea GTLV la intervale de timp corespunzătoare unor multipli (sau submultipli) ai perioadei semnalului de vizualizat, în momente bine determinate (de exemplu la trecerile prin zero). Această metodă de sincronizare nu mai este utilizată în prezent datorită dezavantajelor sale privind imposibilitatea obținerii de imagini stabile indiferent de perioada semnalului de vizualizat.

Sincronizarea în nivel reprezintă metoda de sincronizare utilizată în toate osciloscopurile moderne, fiind o modalitate mult mai corectă de a obține imagini stabile indiferent de perioada semnalului de vizualizat.

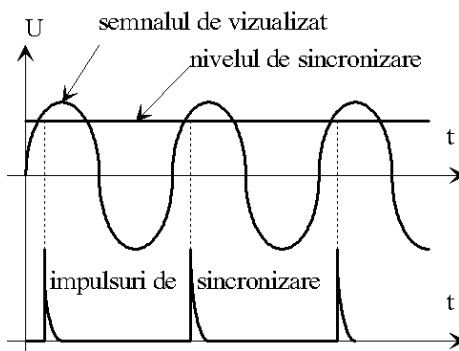


Fig.8.5. Sincronizarea în nivel

Sincronizarea în nivel presupune declanșarea GTLV în momentul în care semnalul de vizualizat atinge un nivel prestabilit (fig.8.7). Pentru aceasta, este necesar ca semnalul de vizualizat să fie comparat cu nivelul de sincronizare (un nivel de tensiune continuă reglabil cu ajutorul unui potențiometru (LEVEL) de pe panoul frontal al osciloscopului).

Compararea celor două tensiuni se face cu un comparator cu histerezis. Pragul de histerezis al comparatorului are un nivel corespunzător rezoluției absolute de măsurare și corespunde, pe toate treptele de sensibilitate, la 0,2 diviziuni pe axa verticală a ecranului.

Histerezis-ul este necesar pentru a elimina posibilitatea declanșărilor intempestive ale GTLV datorate eventualelor comutări ale comparatorului, atunci când semnalul de vizualizat are o formă de undă perturbată de regimuri oscilante de mică amplitudine. Forma de undă a tensiunii de ieșire din comparator va fi dreptunghiulară, având nivel ridicat cât timp semnalul depășește nivelul de sincronizare, și nivel scăzut în rest, cu fronturi crescătoare corespunzătoare pantei crescătoare (+) a semnalului de vizualizat, și fronturi descrescătoare corespunzătoare pantei descrescătoare (-). Declanșarea GTLV poate fi făcută atât pe fronturile crescătoare cât și pe fronturile descrescătoare ale tensiunii de ieșire din comparator (selecția pantei semnalului pe care se începe vizualizarea făcându-se cu comutatorul SLOPE). Pentru aceasta este necesar ca semnalul de ieșire din comparator să fie derivat, obținându-se impulsuri pozitive corespunzătoare momentelor în care semnalul de vizualizat depășește nivelul de sincronizare, și impulsuri negative corespunzătoare momentelor în care semnalul de vizualizat scade sub nivelul de sincronizare. Comutatorul SLOPE permite declanșarea GTLV ori cu impulsurile pozitive, care apar pe porțiunile (pantele) crescătoare ale semnalului de

vizualizat, ori cu impulsurile negative, care apar pe pantele negative ale aceluiași semnal.

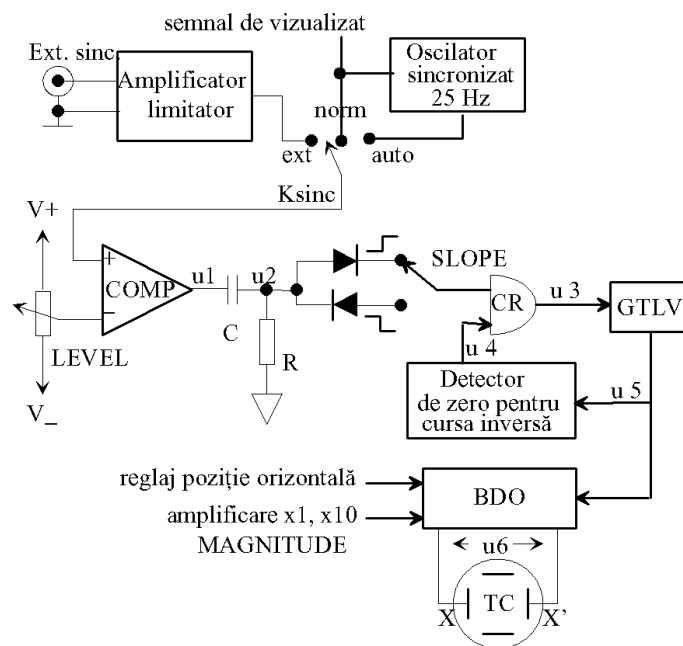


Fig.8.6. Blocul de sincronizare

Accesul impulsurilor de declanșare în terminalul de comandă al GTLV este condiționat de finalizarea cursei inverse a spotului, declanșarea GTLV nefiind permisă decât în perioadele în care acesta este în așteptare, după terminarea cursei inverse (adică după readucerea spotului în poziția inițială situată la limita din stânga a ecranului), în caz contrar imaginea ar fi stabilă doar întâmplător. Fig.8.6 reprezintă schema bloc a circuitului de sincronizare iar fig.8.7- formele de unde ale principalelor semnale de comandă pentru declanșarea GTLV în cazul sincronizării în nivel. Comutatorul  $K_{sinc}$  oferă posibilitatea alegerii sursei semnalului de sincronizare:

- un semnal exterior (poziția EXT);
- semnalul de vizualizat (poziția NORM);
- semnal de la un generator intern cu frecvența 20...50Hz, care, în prezența semnalului, se poate sincroniza cu acesta (poziția AUTO).

### Regimuri de sincronizare

a) - regimul de *sincronizare exterioară*, în care imaginea de pe ecran este sincronizată cu un semnal exterior, cu care semnalul de vizualizat se află într-o corelație în timp oarecare (de exemplu pulsurile unui mutator sunt sincrone cu rețeaua de alimentare, semnalele logice dintr-un sistem cu microprocesor sunt sincrone cu ceasul sistemului);

b) - regimul de *sincronizare normală*, în care imaginea de pe ecran este sincronizată în nivel chiar cu semnalul de vizualizat, în modalitatea descrisă mai sus; în acest regim, în lipsa semnalului, GTLV nu este declanșat iar pe ecran nu există imagine; același lucru se întâmplă și când nivelul semnalului este inferior pragului de histeresis al comparatorului;

c) - regimul de *sincronizare automată*, în care GTLV este declanșat periodic cu impulsuri generate de un oscilator cu frecvența de câteva zeci de Hz (pentru evitarea fenomenului de pâlpâire a imaginii); în acest regim, chiar și în lipsa semnalului, pe ecran apare o linie orizontală care reprezintă nivelul de referință (zero) al formei de undă care va apărea pe ecran atunci când semnalul de vizualizat va avea o amplitudine nenulă. Momentele declanșării GTLV nu sunt corelate cu semnalul de vizualizat, iar imaginea astfel obținută poate fi sau nu stabilă.

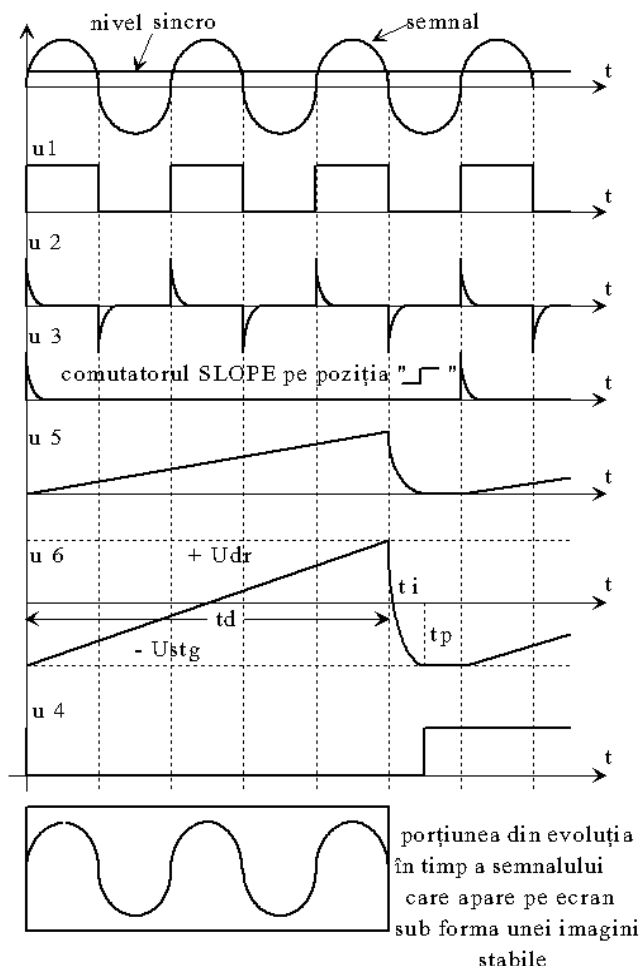


Fig.8.7. Semnale esențiale pentru sincronizarea în nivel

Pentru a obține imagini stabile, osciloscoapele moderne oferă posibilități pentru sincronizări ale generatoarelor de sincronizare cu semnalele de vizualizat (atunci când acestea au amplitudini suficient de mari), prin intermediul unor bucle PLL. Poziția corespunzătoare a comutatorului  $K_{\text{sinc}}$  este "P-P AUTO".

- regimul de *image singulară*, destinat memorării unor imagini corespunzătoare unor regimuri tranzitorii unice (de pornire sau de oprire) specifice circuitelor electrice sau electronice, presupune vizualizarea evoluției semnalului de la intrare pe durata unei singure treceri a spotului de la stânga la dreapta ecranului. Generatorul de tensiune liniar variabilă va fi declanșat o singură dată, de un impuls singular de sincronizare provenit din semnalul de vizualizat (în modul normal de sincronizare), după care se blochează în poziția de așteptare, indiferent de evoluția semnalului de intrare.

Pe panoul frontal al osciloscopului există butonul RESET cu ajutorul căruia blocul de sincronizare poate fi pregătit pentru o nouă declanșare a GTLV.

Noua declanșare se va produce atunci când nivelul semnalului de intrare va depăși nivelul de sincronizare stabilit cu potențiometrul LEVEL.

Având în vedere că persistența imaginii pe ecranul osciloscopului în regim de image singulară este relativ redusă, va fi relativ dificil să se prescrie nivelul de sincronizare corespunzător vizualizării întregului fenomen tranzitoriu; de aceea, pentru stabilirea nivelului optim de sincronizare, sunt necesare mai multe experimente, până când imaginea de pe ecran, memorată fotografic, conține toată zona de interes a evoluției în timp a semnalului care trebuie analizat.

Obținerea imaginilor stabile pe ecranul osciloscopului este condiționată, în aproape toate situațiile practice, de alegerea unui regim de sincronizare optim și a unui nivel corespunzător de sincronizare. Există situații în care nu se poate obține o imagine stabilă pe ecranul osciloscopului indiferent de regimul sau nivelul de sincronizare (amplitudinea semnalului de analizat este mai mică decât pragul de histerzis al comparatorului). De exemplu, pentru un osciloscop

cu sensibilitatea maximă 5mV/div. nu vom putea obține imagini stabile dacă amplitudinea semnalului de analizat este sub 1mV. Dacă semnalul nu poate produce o deviație pe verticală a spotului mai mare de 0,2 div. pe treapta de sensibilitate maximă, atunci nu se vor putea obține imagini stabile. Pentru analiza detaliată a formelor de undă ale diferitelor semnale cu viteze mari de variație, blocul de deflexie orizontală al osciloscopului are posibilitatea de a oferi un efect de "lupă de timp", prin dilatarea imaginii pe orizontală. Acest artificiu este posibil prin mărirea câștigului amplificatorului de deflexie orizontală de 5 sau 10 ori (comutatorul MAGN). Imaginea care va apărea pe ecranul osciloscopului va avea dimensiunea orizontală de 5 sau 10 ori mai mare, permițând analiza detaliată și măsurarea cu precizie superioară a unor durate foarte scurte de timp. Corespunzător acestui regim de vizualizare, relația de calcul a duratelor de timp este:

$$\Delta t_{\text{măs}} = N_{\text{div.ORIZ.}} \cdot K_{\text{bt}} / K_{\text{magn}}$$

în care:  $N_{\text{div.ORIZ.}}$  reprezintă dimensiunea orizontală a porțiunii de interes a imaginii, în diviziuni,  $K_{\text{bt}}$  este factorul de transfer pe orizontală (coeficientul bazei de timp) iar  $K_{\text{magn}}$  reprezintă factorul de mărire (MAGNIFIER) al "lupei de timp". Butonul de reglare a poziției pe orizontală permite deplasarea imaginii dilatate pe orizontală astfel încât zona de interes să poată fi plasată în centrul ecranului, pentru o analiză comodă.

Pe lângă etajele funcționale esențiale, blocul de sincronizare mai conține filtre (trece sus, trece jos sau trece bandă) pentru evitarea declanșării GTLV de fronturile parazite mari care pot apărea pe pantele crescătoare (sau descrescătoare) ale semnalelor principale (de analizat), sau de semnalele cu frecvențe reduse care modulează purtătoarele ale căror evoluții în timp urmează a fi analizate.

### 8.2.2. Vizualizarea simultană a două semnale

Marea majoritate a osciloscopelor de fabricație recentă au posibilitatea vizualizării simultane a două semnale. În acest scop, blocul de deflexie verticală va avea două canale; accesul semnalelor de pe cele două canale la tubul catodic se va produce succesiv, pe durate determinate de modul de vizualizare. S

structura blocului de deflexie verticală este cea din fig.8.8, ambele canale de intrare având structuri identice care includ:

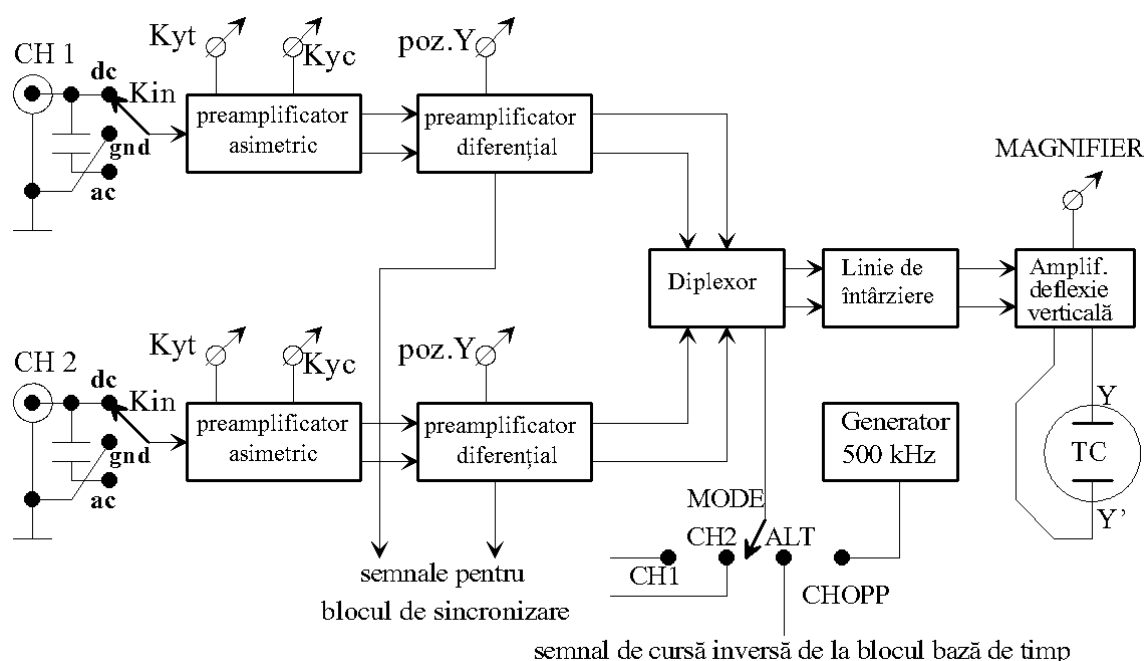


Fig.8.8. Structura blocului de deflexie verticală al osciloscopului cu două canale

- **bornele de intrare**, ( $CH_1$  or  $Y$  și  $CH_2$  or  $X$ ), la care sunt aduse semnalele de vizualizat. În regim de vizualizare a interdependențelor,  $y(x)$ , pe canalul 1 se introduce semnalul din axa orizontală,  $x$ , iar pe canalul 2 se introduce semnalul din axa verticală,  $y$ , care depinde de  $x$ ; ambele borne sunt tip BNC mamă;

- **comutatoarele de intrare**,  $K_{in}$ , permit cuplajul *galvanic* (DC) sau *capacitiv* (AC) între semnale și circuitele de intrare. Pentru analiza semnalelor alternative mici suprapuse unor niveluri mari de tensiune continuă (de exp. ondulațiile tensiunilor de ieșire din circuitele de stabilizare), cuplajul trebuie să fie capacitiv, pentru a rejecta componentele continue și a permite vizualizarea corectă a componentelor alternative pe treapte de sensibilitate în acord cu amplitudinile lor mici. Cuplajul direct ar impune poziționarea comutatorului factorului de transfer pe verticală pentru sensibilități mici, în acord cu nivelurile mari ale componentelor continue de intrare, făcând imposibilă observarea componentelor alternative (exp. ondulația), cu amplitudini mici. Poziția "GND" este utilizată pentru scurtcircuitarea intrărilor în căile de prelucrare a semnalelor și fixarea în poziții convenabile a liniilor orizontale care reprezintă nivelurile de referință;

- **preamplificatorul asimetric** este un etaj de amplificare cu câștig reglabil în trepte ( $K_{yt}$ ) și/sau continuu ( $K_{yc}$ ) cu intrare asimetrică și ieșire diferențială, care asigură mai multe trepte de sensibilitate cărora le corespund diferiți factori de transfer pe verticală ( $K_y$ ). Un alt rol esențial al acestui etaj este protecția la suprasarcină (la supratensiuni) a întregului bloc de prelucrare a semnalului de vizualizat.

- **preamplificatorul diferențial** are mărimile de intrare și de ieșire bipolare (simetrice) oferind și posibilitatea sumării unei tensiuni continue la semnalul de vizualizat, cu efectul deplasării pe verticală a imaginii de pe ecran.

- **diplexorul** este un comutator electronic (cheie electronică) static, bipolar, cu 2 poziții (fig.8.9). Comutarea de pe o poziție pe alta se face cu un semnal de comandă (un nivel de tensiune) în regim manual (pentru vizualizarea preferențială a semnalului de pe un singur canal, sau automat, cu o frecvență oarecare, în regim de vizualizare simultană (BOTH).

Regimurile posibile de vizualizare simultană sunt:

- regimul alternat;
- regimul choppat (fragmentat).

Regimul *alternat* presupune comutarea diplexorului de pe un canal pe altul pe durata cursei inverse a amplificatorului de deflexie orizontală. În acest fel, la fiecare baleiere orizontală, imaginea de pe ecran va corespunde semnalului care are acces, prin intermediul diplexorului, la amplificatorul de deflexie orizontală.

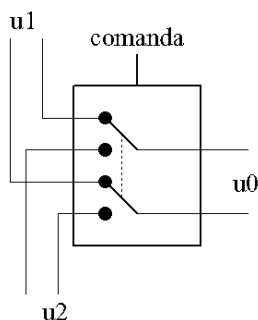


Fig.8.9. Structura diplexorului

Imaginile celor două semnale vizualizate vor fi obținute succesiv, când una, când cealaltă (alternat), acest regim de vizualizare fiind recomandat când frecvența celor două semnale este mare, astfel încât comutarea de pe un canal pe celălalt să nu fie observabilă.

Regimul *choppat* presupune comutarea foarte rapidă a diplexorului de pe un canal pe celălalt, pe durata aceleiași curse directe a spotului, pe ecran apărând fragmente de lungimi egale din ambele forme de undă. Comanda diplexorului se face, în această situație, de la un generator de semnal dreptunghiular cu frecvența de cca. 500kHz, astfel încât, datorită dispersiei spotului în zonele de impact cu ecranul, să se creeze impresia de imagine continuă pe ambele canale. Acest efect este cu atât mai pronunțat cu cât raportul dintre frecvența de comutare a diplexorului și frecvența semnalelor care se vizualizează simultan este mai mare, de aceea regimul choppat este recomandat analizei corelațiilor în timp a semnalelor de frecvență redusă.

Valorile orientative ale limitelor domeniilor de utilizare a celor două regimuri de vizualizare simultană sunt: pentru regimul choppat:  $f_{\text{semnal}} < 1\text{kHz}$ , iar pentru regimul alternat:  $f_{\text{semnal}} > 1\text{kHz}$ . Aceste valori nu sunt fixe, domeniile de frecvență respective având o zonă comună în care semnalele pot fi vizualizate simultan corect atât în regimul alternat cât și în regimul choppat.

Blocurile funcționale cu care se generează și se prelucerează semnalele de sincronizare au viteze de răspuns finite, astfel că, până la începutul deplasării spotului pe orizontala ecranului, este posibil ca un front al semnalului de vizualizat, care a declanșat GTLV, să dispară (înainte de a putea fi vizualizat).

**Linia de întârziere** este un dispozitiv electronic care asigură ca frontul cu care s-a făcut sincronizarea să apară la intrarea amplificatorului de deflexie verticală după începutul deplasării spotului de la stânga către dreapta ecranului.

Practic, linia de întârziere este un *impedor cu impedanță distribuită* (un cablu coaxial de foarte bună calitate) cu ajutorul căruia semnalele de deflexie orizontală se decalează în timp (întârzie) suficient vizualizării fronturilor foarte rapide care produc declanșarea GTLV. Fără linia de întârziere, aceste fronturi ar declanșa GTLV, dar ar dispărea înainte ca spotul să-și înceapă excursia de la stânga către dreapta ecranului, nemaiputând fi vizualizate.

Linia de întârziere este foarte utilă atunci când se analizează impulsuri cu durate foarte reduse care apar relativ rar (semnale dreptunghiulare cu factori de umplere foarte mici). În lipsa ei, analiza detaliată a unor asemenea semnale nu este imposibilă. Linia de întârziere este o necesitate constructiv-funcțională a tuturor osciloscopelor performante.

### 8.3. Schema bloc a osciloscopului cu două canale

Schema bloc (simplificată) a osciloscopului cu două canale este reprezentată în fig.8.10, cu următoarele elemente suplimentare:

- **atenuatorul rezistiv compensat**, este un divizor rezistiv compensat în frecvență, care are rolul de a transpune domeniul de variație al semnalului de intrare în domeniul admisibil (pentru funcționare liniară) la intrarea preamplificatorului asimetric.

Pentru semnale de intrare de amplitudini mari, câștigul preamplificatorului este minim (unitar), din comutatorul factorului de transfer pe verticală fiind realizate diferite trepte de atenuare. Pentru semnale de intrare de amplitudini mici, attenuatorul rămâne pe poziția corespunzătoare atenuării minime (unitare), din comutatorul factorului de transfer pe verticală fiind alese trepte corespunzătoare de amplificare, astfel încât dimensiunea verticală a imaginii să permită analiza comodă și corectă (imaginea să umple cât mai bine ecranul).

Relația de determinare a amplitudinii sau valorilor instantanee ale semnalelor ( $\Delta U = N_{\text{div.vert}} K_y$ ) este valabilă numai în poziția "calibrat" a potențioanelor de ajustare continuă a factorului de transfer pe verticală, potențioamele ale căror axe (butoane) sunt, de obicei, coaxiale cu cele ale comutatoarelor factorului de transfer pe verticală.

- **inversorul** de pe canalul 2 este destinat schimbării semnelor semnalului de pe acest canal în scopul de a oferi posibilitatea vizualizării evoluției în timp a semnalului diferență a două semnale de la intrările osciloscopului.

- **sumatorul** reprezintă un circuit cu ajutorul căruia se poate aduce la intrarea amplificatorului de deflexie verticală un semnal corespunzător sumei sau diferenței semnalelor de pe cele două canale;

- **cheia electronică bipolară** dă posibilitatea transformării canalului 1 în canalul X în regim de vizualizare a interdependențelor funcționale, prin direcționarea semnalului de pe canalul 1 nu spre amplificatorul de deflexie verticală, ci spre cel de deflexie orizontală, păstrându-se posibilitatea de a alege un factor adecvat de transfer pe orizontală;

- **triplexorul** din blocul de deflexie pe verticală are același rol ca și diplexorul descris anterior, numai că ieșirea sa poate fi conectată la oricare din cele trei intrări;

- **diplexorul** de pe calea semnalului de sincronizare dă posibilitatea alegerii sursei semnalului de sincronizare (semnal de pe canalele 1 sau 2), iar în regim de vizualizare alternată a semnalelor de pe cele două canale, de obținere a unor imagini stabile chiar și în situațiile în care nu există nici o corelație



temporală între cele două semnale vizualizate. Acest fapt este posibil prin poziționarea comutatorului sursei semnalului de sincronizare (SOURCE) în poziția "VERTICAL MODE", diplexoarele de pe calea semnalului de sincronizare și din BDV fiind comandate (comutate) simultan pe durata cursei inverse a spotului, astfel încât semnalul de pe fiecare canal să fie vizualizat sincronizat cu el însuși. Se obține astfel pe ecranul osciloscopului imaginea stabilă a ambelor semnale, dar între acestea nu vor putea fi stabilite nici un fel de corelații, deoarece, practic, ele apar pe ecran total independent una de cealaltă. Poziția "VERTICAL MODE" a comutatorului SOURCE va fi aleasă întotdeauna doar în regimul de vizualizare alternat.

Schema completă a osciloscopului conține blocuri auxiliare indispensabile funcționării corecte a tubului catodic (nereprezentate în fig.8.10):

- circuitul de alimentare a filamentului TC;
- circuitul de reglare a intensității spotului prin potențializare a catodului TC;
- circuitul de obținere a tensiunii de preaccelerare a fasciculului electronic;
- circuitul de obținere a FIT (3...10 kV, pentru accelerare);
- circuitul de generare și ajustare a tensiunilor de focalizare și astigmatism;
- surse de alimentare pentru toate etajele funcționale

#### 8.4. Sonde

Semnalul de vizualizat este adus la intrarea osciloscopului prin intermediul unor cabluri coaxiale speciale (sonde) prevăzute, la una din extremități, cu o bornă BNC-tată, iar la cealaltă cu un cap de măsurare de construcție specială (coaxial). Sondele pot fi unitoare sau atenuatoare.

Sondele unitoare au factor de transfer unitar și se folosesc pentru măsurările curente care presupun amplitudini reduse, frecvențe medii și proveniența semnalului de la surse de impedanță redusă de ieșire.

Sondele atenuatoare au structuri speciale ale terminalelor ("capetelor") de măsurare, conținând rezistențe adiționale cu valori tipice  $R_{ad}=9M\Omega$  (care formează, împreună cu rezistențele de intrare  $R_{in}=1M\Omega$  divizoare rezistive cu factori de transfer 10:1) și condensatoare semireglabile (trimmer),  $C_{ad}$ , pentru compensarea în frecvență a divizoarelor astfel formate. Condiția de compensare constă în egalarea constantelor de timp ale circuitelor RC:

$$R_{ad}C_{ad} = R_{in}C_{in} \quad (5.1)$$

Schema echivalentă (cu parametri concentrați) a unei căi de intrare în osciloscop este prezentată în fig.8.11.

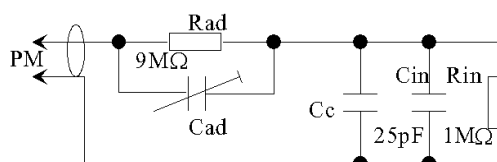


Fig.8.10. Schema unei sonde atenuatoare la intrarea unui canal al RTO

Utilizarea sondelor atenuatoare este indicată nu numai în situațiile în care semnalele de vizualizat au amplitudini mari ( $\times 10 \dots \times 100 V_V$ ) ci și în situațiile în care aceste semnale au amplitudine relativ mică, dar au frecvență mare și provin de la surse de semnal cu impedanță mare de ieșire.

În acest caz, impedanța "văzută" la borna de intrare în osciloscop ( $1M\Omega$  în paralel cu  $C_{in}=\times 10 pF$ ) poate să reprezinte o sarcină importantă prin componenta sa capacitivă de valoare redusă (la 1MHz, o capacitate de intrare de 25pF este echivalentă cu o rezistență de  $6366\Omega$ , valoare mult mai mică decât componenta rezistivă a impedanței de intrare în osciloscop,  $1M\Omega$ , care devine neglijabilă) producând erori mari de măsurare prin scurtcircuitarea (practic) a sursei de semnal.

Utilizând sonde atenuatoare, capacitățile condensatoarelor de compensare din capetele de măsurare apar înseriate cu capacitățile de intrare (și cu capacitățile cablurilor coaxiale prelungitoare) rezultând reduceri substanțiale ale capacităților echivalente în punctele de măsurare, și, ca urmare, adaptări eficiente la sursele de semnal cu impedanțe mari.

Compensarea sondelor presupune ajustarea condensatoarelor  $C_{ad}$  la valori:

$$C_{ad} = R_{in} (C_{in} + C_c) / R_{ad} \quad (5.2)$$

în care  $C_c$  reprezintă capacitatea echivalentă a cablului coaxial de legătură dintre capul de măsurare și borna de intrare în osciloscop.

Pentru facilitarea compensării sondei atenuatoare, toate osciloscoapele au pe panourile frontale câte o bornă dedicată la care furnizează un semnal dreptunghiular calibrat. Sondele se conectează cu capetele de măsurare la aceste borne, apoi se ajustează  $C_{ad}$  până când imaginile semnalelor de calibrare pe ecrane au fronturi (perfect verticale) nedeformate și paliere orizontale și rectilinii. Formele de undă corespunzătoare sondelor atenuatoare sub-, supra- și corect compensate sunt reprezentate în fig.8.12.

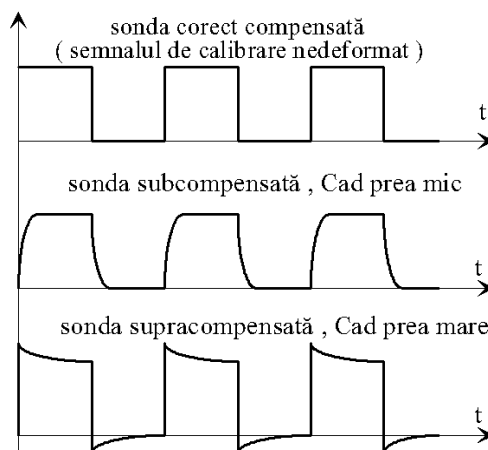


Fig.8.12. Compensarea unei sonde atenuatoare

### 8.5. Indicatori de calitate ai osciloscopului de timp real

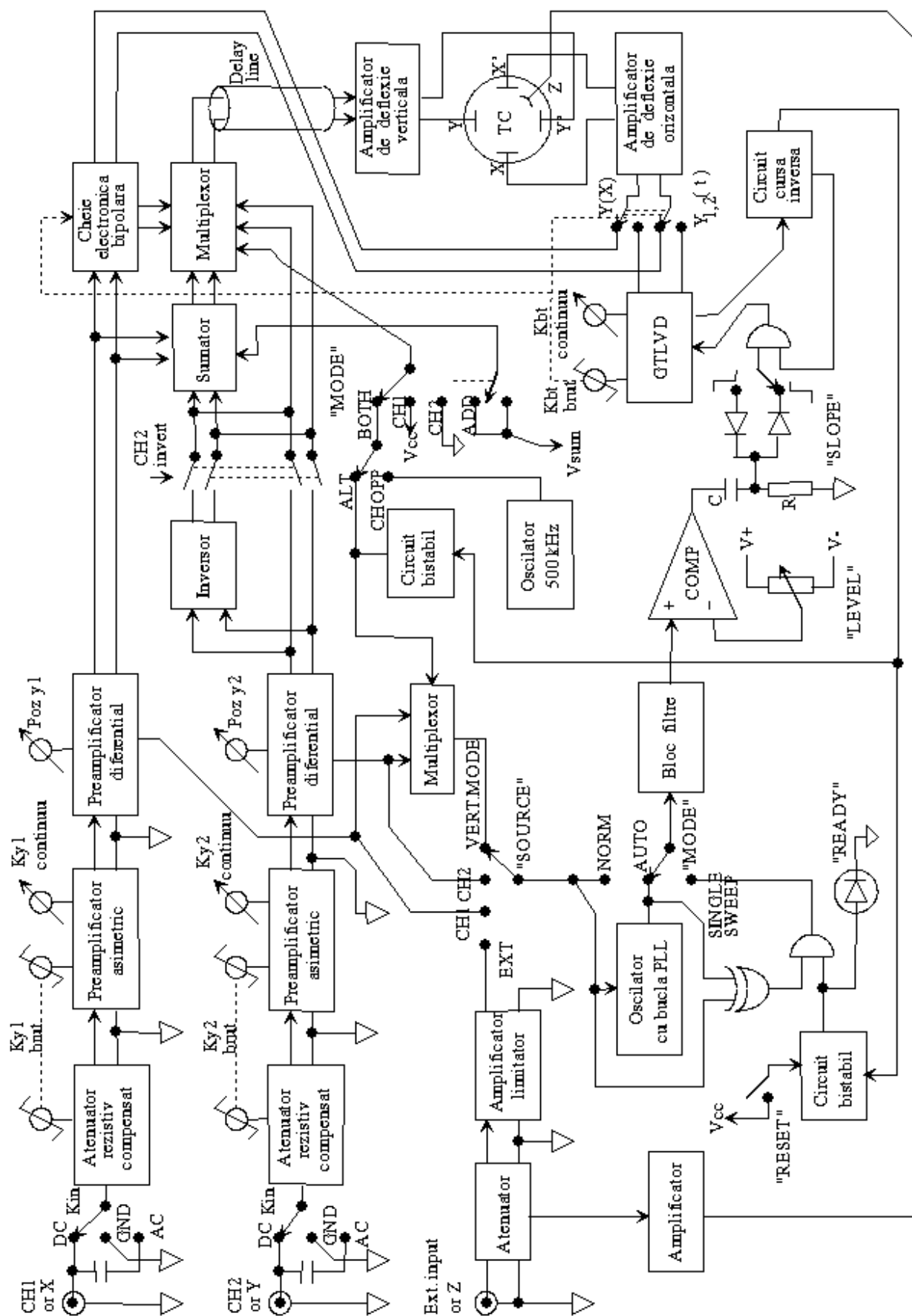
Calitatea unui oscilosop poate fi apreciată după următoarele mărimi caracteristice:

- *capacitatea de intrare  $C_{in}$* , a cărei valoare este în strânsă legătură cu banda de frecvență, determină posibilitatea osciloscopului de a oferi informații cât mai corecte asupra semnalelor provenite de la surse de semnal cu impedanță mare de ieșire. Osciloscoapele performante au  $C_{in} < 10\text{pF}$ .

- *banda de frecvență,  $B_f$*  reprezintă, de fapt, banda de frecvență a amplificatorului de deflexie verticală și exprimă posibilitățile osciloscopului de a vizualiza cu acuratețe fronturi foarte abrupte ale semnalelor de analizat.  $B_f$  reprezintă frecvența cea mai mare a unui semnal sinusoidal care poate fi vizualizat cu eroare de amplitudine de maxim 3dB. Un oscilosop cu banda de frecvență de 5MHz poate vizualiza un semnal sinusoidal de 1MHz cu o eroare mică, dar un semnalul dreptunghiular de aceeași frecvență cu eroare mult mai mare. Pentru o formă de undă oarecare este recomandat să considerăm limita maximă a frecvenței semnalului de vizualizat de 5-10 ori mai mică decât  $B_f$  ;

- *sensibilitatea maximă a blocului de deflexie verticală*, corespunde cu valoarea minimă a constantei de transfer pe verticală. Osciloscoapele performante au  $K_{y_{min}} = 1...2\text{mV/div}$  (această valoare reflectă și performanțele blocului de sincronizare).

- *liniaritatea* - măsură a proporționalității dintre dimensiunile imaginii și parametrii reali ai semnalului de analizat și se apreciază prin valorile componentelor sale: liniaritatea BDV și liniaritatea GTLV (cu amplificatorul de deflexie orizontală), influențând precizia de măsurare a valorilor instantanee și a intervalelor de timp.



SCHEMA BLOC SIMPLIFICATA A OSCILOSCOFULUI "TEK 2205 "

Fig.8.10. Schema bloc simplificată a osciloscopului de timp real cu două canale

## 10. Măsurarea parametrilor de circuit

Parametrii de circuit uzuali sunt: rezistența (R), capacitatea (C) și inductanța (L).

### Structuri de măsurare cu echilibrare - punți de c.c. și c.a.

Structurile cu echilibrare dedicate măsurării parametrilor de circuit implementează metode de zero (caracterizate de precizie ridicată) și sunt reprezentate de punți simple sau duble de curent continuu, automate sau manuale, analogice sau numerice, pentru măsurarea rezistențelor, și punți de curent alternativ automate sau manuale, analogice sau numerice, pentru măsurarea capacității și inductivității.

Punțile sunt rețele patrulatere pentru care se definesc (fig.10.1):

- laturile AC, CB, AD, BD;
- diagonalele: - de alimentare: AB;
- de măsurare: CD;
- nodurile A, B, C, D.
- brațele: ACB, ADB

Pe laturile punților sunt dispuse impedanțe: una fixă, necunoscută, celelalte reglabile. Caracterul acestor impedanțe determină destinația, tipul și denumirea punții.

Pe diagonala de alimentare este conectată o sursă de tensiune sau de curent (SA), iar pe diagonala de măsurare - un indicator de nul (IZ) reprezentat de un galvanometru sau dispozitiv milivoltmetric generic (pentru punțile de curent continuu) sau de un microvoltmetru electronic (pentru punțile de curent alternativ).

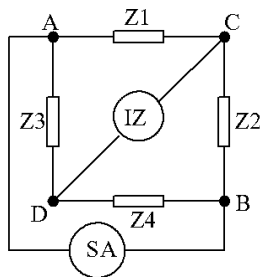


Fig.10.1. Puntea generică

Schemele electrice detaliate ale punților de măsurare depind de valoarea impedanțelor necunoscute care trebuie măsurate, necesitatea eliminării perturbațiilor electromagnetice exterioare sau proprii, ș.a.

Principalii indicatori de calitate prin care se apreciază punțile sunt: precizia, sensibilitatea și convergența.

*Precizia* unei punți este determinată preponderent de preciziile instrumentale și rezoluțiile impedențelor reglabile.

*Sensibilitatea* este variația mărimii de intrare în indicatorul de nul raportată la variația parametrului măsurat. Sensibilitatea este determinată de structura punții, de valorile impedanțelor laturilor și de sensibilitatea indicatorului de nul.

*Convergența* exprimă numărul de operații (sau cicluri de operații) necesare determinării valorii impedanței necunoscute cu precizia și rezoluția maximă, fiind determinată de structura schemei electrice a punții (adoptată în funcție de modelarea, prin schema echivalentă, a impedanței necunoscute). De regulă, aceste 3 caracteristici sunt comparabile cu cele ale instrumentației numerice cu aceeași destinație și rezoluție de 5-6 cifre.

## 10.1. Punți de curent continuu

### 10.1.1. Puntea simplă de curent continuu (Wheatstone)

Acest tip de punte este constituită de o rețea poligonală cu 4 laturi rezistive, una din ele fiind reprezentată de rezistența necunoscută (fig.10.2). Pe diagonala de alimentare este conectată o sursă stabilizată de tensiune sau de curent continuu, iar pe diagonala de măsurare - un indicator de nul reprezentat de un galvanometru, un microvoltmetru sau microampermetru electronic de curent continuu, cu scala negradată, singurul reper interesant fiind poziția de zero. Puntea Wheatstone este destinată măsurării rezistențelor de valoare mijlocie ( $1\Omega \dots 1M\Omega$ ), domeniul de măsurare fiind limitat de rezistențele de contact și de izolație.

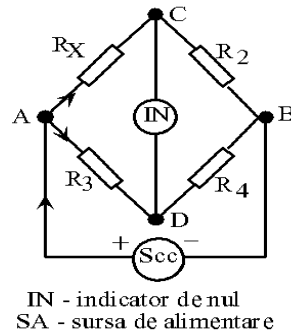


Fig.10.2. Puntea simplă de curent continuu

Utilizarea punții simple de c.c. constă în combinarea următoarelor regimuri de lucru fundamentale:

- alimentare din sursă de curent constant;
- alimentare din sursă de tensiune constantă;
- indicator de nul sensibil la curent;
- indicator de nul sensibil la tensiune;

- *regim echilibrat*, când se măsoară valori absolute ale rezistențelor necunoscute, valoarea finală indicată de IN fiind 0 (la echilibrul punții se echipotențializează nodurile C și D);

- *regim dezechilibrat*, pentru măsurarea abaterilor valorilor rezistențelor necunoscute de la valori prescrise, când IN negradat este înlocuit cu un instrument sensibil cu scala gradată în valori absolute sau relative (%).

Pentru o punte de c.c. alimentată pe diagonala AB cu tensiunea constantă " $U_a$ ", având IN sensibil la tensiunea  $U_{CD}$  de pe diagonala de măsurare, echilibrul implică  $U_{CD} = 0$  (punctele C și D cu același potențial).

La echilibru vom avea succesiv:

$$U_{AC} = E \frac{R_X}{R_X + R_2}; \quad U_{AD} = E \frac{R_3}{R_3 + R_4};$$

$$U_{CD} = E \left( \frac{R_X}{R_X + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = E \left( \frac{R_X R_4 - R_2 R_3}{(R_X + R_2)(R_3 + R_4)} \right) = 0 \quad (10.1)$$

Condiția de mai sus se rezumă la relația simplă:

$$R_X R_4 = R_2 R_3 \quad (10.2)$$

utilizată pentru determinarea valorii rezistenței măsurate (necunoscute):

$$R_X = R_2 \frac{R_3}{R_4} \quad (10.3)$$

Din expresia sensibilității la tensiune a punții simple de c.c.:

$$S_p^U = \frac{\Delta U_{CD}}{\Delta R_X} = f(E, R_X, R_2, R_3, R_4) \quad (10.4)$$

se deduc modalitățile practice de creștere a sensibilității punții :

- creșterea tensiunii de alimentare;
- ajustarea rezistoarelor reglabile la valori corespunzătoare maximului funcției  $S_p^U(R_X, R_2, R_3, R_4)$ .  $R_X$  fiind necunoscută, valorile optime ale rezistențelor de pe celelalte laturi nu pot fi prescrise de la început. De aceea modalitatea

practică de dimensionare rapidă a punții se rezumă la a prescrie o valoare  $R_2$  de ordinul de mărime al rezistenței necunoscute (estimate în prealabil cu un ohmmetru de joasă rezoluție) și valori corespunzătoare  $R_3$  și  $R_4$  în concordanță cu rezoluția de ajustare a  $R_2$ , astfel încât să se obțină rezoluția maximă de măsurare. Concluzia imediată a determinării tripletei  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  optime este dispunerea indicatorului de nul între brațul format de rezistențele mari și cel format de rezistențele mici.

Eroarea instrumentală de bază a punții Wheatstone se determină aplicând algoritmul logaritmare - diferențiere relației (10.3), având în vedere caracterul indirect al măsurării. Se obține eroarea maximă absolută:

$$\gamma_{R_X\%} = \gamma_{R_2\%} + \gamma_{R_3\%} + \gamma_{R_4\%} \quad (10.5)$$

În schemele reale, rezistoarele  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  sunt măsurii reglabile de rezistență (cutii decadice), eroarea care afectează valorile acestora fiind doar componenta constructivă specificată prin indicele de precizie. Dacă  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  sunt de același tip, atunci (5) devine:

$$\gamma_{R_X\%} = 3C_R \quad (10.6)$$

### 10.1.2. Puntea dublă de curent continuu (Thomson)

Această punte este destinată măsurării rezistențelor (foarte) mici, a căror valoare este comparabilă cu valoarea rezistențelor conductoarelor de legătură sau a conexiunilor (contactelor). În consecință, schema sa electrică și dimensionarea adecvată a elementelor sale elimină, principal, influențele perturbatoare ale rezistențelor parazite menționate.

Schema electrică a punții inventate de Joseph Thomson (Lord Kelvin) este reprezentată în fig.10.3 și conține două circuite distincte:

- circuitul principal, format din sursa de tensiune  $E$ , ampermetrul  $A$ , rezistorul de limitare a curentului  $R_h$  (ansamblul  $E+R_h$  se poate înlocui cu o sursă reglabilă de curent constant), rezistența necunoscută  $R_X$ , conductorul de legătură  $r$  și rezistența normală  $R_n$ ;

- circuitul de măsurare, format din decadele  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  și indicatorul de nul de c.c..

Prezența reostatului și a ampermetrului în circuitul principal al punții este impusă de necesitatea controlului curentului care, în lipsa acestora, ar putea urca până la valori foarte mari, permise de valoarea mică a rezistenței totale  $R_X + R_n + r$ .

Ecuția de echilibru pentru puntea Thomson conduce la relația de determinare a rezistenței necunoscute:

$$R_X = \frac{R_1}{R_2} R_n + \frac{r R_4}{r + R_3 + R_4} \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right) \quad (10.7)$$

dependența de rezistența "r" a firului de legătură dintre  $R_n$  și  $R_X$  putând fi eliminată prin îndeplinirea condiției:

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} \quad (10.8)$$

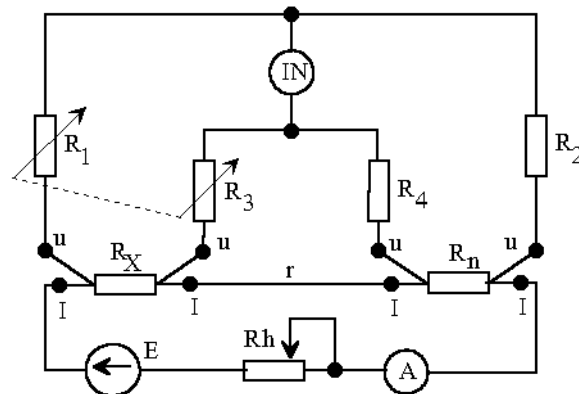


Fig.10.3. Puntea dublă (Thomson)

Această condiție se realizează sub forma:

$$R_1=R_3 \quad \text{și} \quad R_2=R_4 \quad (10.9)$$

prin modificarea simultană a rezistoarelor variabile  $R_1$  și  $R_3$ .

Relația de determinare a rezistențelor necunoscute devine similară celei de la puntea simplă:

$$R_X = \frac{R_1}{R_2} R_n \quad (10.10)$$

Eroarea instrumentală de bază are aceeași expresie cu cea calculată pentru puntea simplă:

$$\gamma_{R_X}^{\%} = \gamma_{R_1}^{\%} + \gamma_{R_2}^{\%} + \gamma_{R_n}^{\%} \quad (10.11)$$

cu mențiunea că  $R_n$ , fiind o rezistență normală fixă, va avea un indice de precizie mai mic decât  $R_1$  și  $R_2$ , realizate din cutii decadice.

Asupra ambelor punți descrise anterior se manifestă o eroare suplimentară corespunzătoare pragului de sensibilitate al indicatorului de nul și abilității experimentatorului de a sesiza corect poziția de zero a instrumentului. Această eroare, exprimată sub formă relativă procentuală, are valoarea teoretică:

$$\gamma_{R_X}^{\text{supl}} = \frac{\Delta R_X^{\text{supl}}}{R_X} = \frac{1}{R_X} \frac{\Delta \alpha_{\text{min}}}{S_{\text{IN}} S_p} \quad (10.12)$$

unde:

$\Delta \alpha_{\text{min}}$  reprezintă deviația minimă observabilă de experimentator;

$S_{\text{IN}}$  - sensibilitatea indicatorului de nul;

$$S_{\text{IN}} = \frac{\Delta \alpha_{\text{IN}}}{\Delta I_{\text{IN}}} \quad (10.13)$$

$S_p$  - sensibilitatea punții;

$$S_p = \frac{\Delta I_{\text{IN}}}{\Delta R_X} \quad (10.14)$$

Punțile de curent continuu sunt realizate în două variante constructive:

- punți industriale, de precizie medie (cu fir calibrat), pentru care coeficienții  $a\%$ ,  $b\%$  care definesc erorile de offset și de câștig au valori peste 0,5; punțile industriale încorporează, de regulă, indicatorul de nul și, uneori, sursa de alimentare.

- punți de laborator, de mare sau foarte mare precizie, la care aceiași coeficienți au valori sub 0,5, ajungând la 0,01...0,005.

## 10.2. Ohmmetre electronice cu conversie analogică

Ohmmetrele electronice sunt compuse din circuite electronice analogice prin care se realizează conversia rezistență-tensiune ( $R-U$ ) și convertoare analog-numerice (CAN) folosite pentru afișarea numerică a valorilor măsurate. Caracteristica de funcționare a convertoarelor  $R-U$  se dimensionează astfel încât tensiunea de intrare în CAN să fie direct proporțională cu rezistența măsurată.

Principii:

- măsurarea căderii de tensiune la bornele  $R_X$  produse de curentul constant cu valoarea  $I_{CC}=10^{-n}\text{A}$  (fig.10.4);

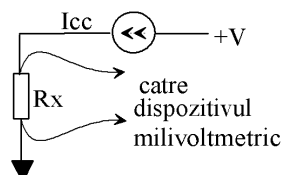


Fig.10.4. Conversia rezistență-tensiune cu sursă de curent constant

- dispunerea  $R_X$  în circuitul de reacție negativă al unui amplificator inversor cu tensiunea de intrare  $U_{\text{ref}}=-10^{-n}\text{V}$  (fig.10.5).

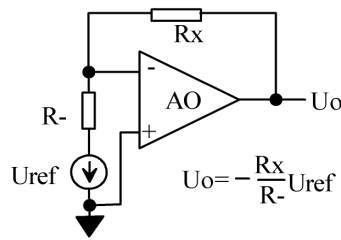


Fig.10.5. Conversia rezistență-tensiune cu amplificator inversor

Pentru ca mărimea de intrare în CAN să fie o tensiune proporțională cu rezistența măsurată, (necunoscută), aceasta se dispune în circuitul de reacție al unui amplificator inversor cu funcția de transfer:

$$U_o = - \frac{U_{in}}{R_-} \quad (10.15)$$

Alegând  $U_{in} = -1000\text{mV}$ ,  $U_o$  (tensiunea de ieșire a convertorului R-U) va fi pozitivă și proporțională cu raportul  $R_x/R_-$ . Tensiunea  $U_{in}$  poate fi obținută, de exemplu, prin divizarea și inversarea tensiunii de referință a CAN care folosește  $U_o$ . O schemă completă pentru un convertor analogic R-U care funcționează pe principiul de mai sus este prezentată în fig.10.6.

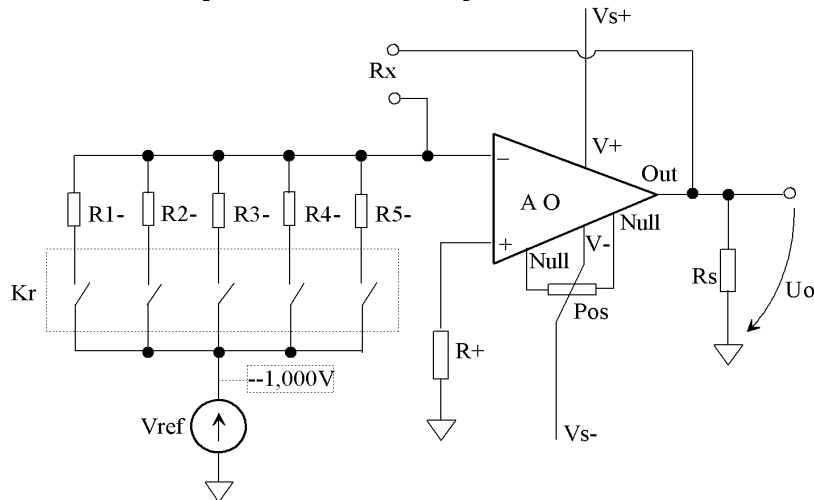


Fig.10.6. Convertor analogic rezistență-tensiune

Pentru dimensionarea rezistoarelor  $R_{i-}$ , ( $i=1\dots 5$ ), corespunzătoare celor 5 domenii de măsurare a rezistenței, se consideră că valoarea numerică afișată (ieșirea CAN) va fi chiar valoarea rezistenței măsurate.

**Exemplu:** pentru domeniul  $R_{x\max 1} = 1999\Omega$ , care înseamnă 1999mV la intrarea CAN, este necesar ca raportul  $R_x/R_{1-}$  să aibă valoarea 1,999. Rezultă valoarea  $R_{1-}$ :

$$R_{1-} = \frac{R_{x\max 1}}{\langle U_{in\max ADC} \rangle} = 1999/1,999 = 1000\Omega \quad (10.16)$$

Relația generală pentru dimensionarea rezistoarelor  $R_{i-}$  este:

$$R_{i-} = \frac{R_{Xcsi}}{U_{in\max ADC}} \quad (10.17)$$

unde  $R_{Xcsi}$  este rezistența maximă măsurabilă pe domeniul  $i$ .

AO va avea performanțe de c.c. adecvate preciziei și domeniului de temperatură impuse în proiect, cum ar putea fi 108, 725, etc, rezultând valorile potrivite pentru  $P_{os}$  și  $R_s$ . Pentru cheile  $K_r$  se vor utiliza relee reed, care introduc rezistențe parazite nesemnificative în serie cu rezistoarele de calibrare ( $R_{i-}$ ).

### 10.3. Măsurarea numerică a parametrilor de circuit

Un exemplu concret este convertorul rezistență-interval de timp (fig.10.7), utilizat pentru măsurarea numerică a rezistențelor.



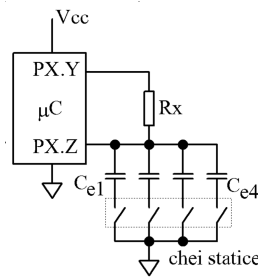


Fig.10.7. Măsurarea numerică a rezistenței prin conversia rezistență-număr

În starea inițială, microcontrolerul resetează pinii Y și Z ai portului X, programați ca pini de ieșire. Condensatoarele etalon  $C_{e1} \dots C_{e4}$  cu care sunt realizate 4 domenii de măsurare a rezistenței sunt descărcate.

Inițierea măsurării presupune:

- trecerea pinului Z al portului X în stare de înaltă impedanță;
- programarea pinului Z al portului X ca pin de intrare;
- pornirea unui numărător intern al  $\mu C$  (microcontroler) care numără impulsuri de ceas;
- setarea pinului Y al portului X care începe să încarce prin  $R_x$  condensatorul  $C_{ek}$  selectat pentru domeniul de măsurare;
- testarea repetată a stării pinului Z până când aceasta devine 1;
- oprirea numărătorului și citirea conținutului acestuia.

Pe durata măsurării, fiecare impuls de ceas va incrementa numărătorul cât starea pinului Z al portului Y nu este 1. Numărul din numărător va fi proporțional cu durata de încărcare a condensatorului etalon conectat în circuitul de măsurare. Încărcarea fiind făcută de la tensiune constantă, conținutul numărătorului va fi proporțional cu valoarea  $R_x$  a rezistenței de măsurat.

Măsurarea se finalizează când tensiunea pe condensatorul  $C_{ek}$  corespunzător domeniului de măsurare ales ajunge la nivelul corespunzător stării logice 1 a pinului Z al portului X. Numărătorul se oprește iar conținutul său este convertit în valoare a rezistenței care se afișează. Repetabilitatea și precizia măsurărilor impun un trigger pe pinul de intrare Z. Circuitul poate fi utilizat și pentru măsurarea capacităților condensatoarelor, utilizând rezistențe etalon în locul  $R_x$  pentru realizarea mai multor domenii de măsurare. Condensatorul de măsurat se plasează între  $P_{X,Z}$  și masă.

#### 4. Instrumente pentru măsurarea tensiunilor și curenților

Curenții și tensiunile sunt mărimile electrice măsurate uzual, în condiții specifice fiecărui domeniu. Instrumentele dedicate sunt, de regulă, foarte precise și au rezoluții înalte, incluzând ampermetre și voltmetre de curent continuu și alternativ.

În electrotehnică "domeniul curenților tari" tensiunile și curenții evoluează în domenii largi (mV...kV, mA...kA). Domeniul de frecvență începe de la curentul continuu (0Hz) și se extinde uneori până la 20kHz.

În circuitele alimentate în curent alternativ primează valorile efective. Preciziile impuse măsurărilor sunt specifice mediilor în care acestea se desfășoară: măsurările industriale acceptă erori relative 0,5...2%, pe când măsurările din laboratoare admit erori relative sub 0,01...0,2%.

Condițiile de măsurare pot fi speciale, precum măsurarea curenților în conductoare potențializate sau măsurări în medii puternic perturbate.

În electronică "domeniul curenților slabi" valorile tensiunilor și curenților sunt mici și foarte mici (nV...V, pA...mA) și evoluează într-un domeniu de frecvență foarte larg: c.c...GHz.

Condițiile de precizie pentru sistemele automate și structurile de măsurare sunt foarte severe, cu erori tolerate în domeniul 0,001...1%. În domeniile telecomunicații, audio, video, erorile tolerate sunt 0,5...2,5%.

Oricare mijloc de măsurare real perturbă, prin simpla prezență, starea circuitului în care este montat. Circuitele în care se efectuează măsurări prin includerea unor mijloace de măsurare nu sunt aceleași cu cele din care acestea lipsesc, iar valorile măsurate ale mărimilor diferă de valorile reale atât prin erorile instrumentale și accidentale cât și prin erorile de metodă.

Proporțiile în care instrumentele de măsurare influențează stările circuitelor și modifică valorile mărimilor măsurate sunt un criteriu de performanță prin care se apreciază (indirect, prin intermediul erorilor sistematice) calitățile operaționale ale instrumentelor de măsurare.

##### Măsurarea tensiunilor

Tensiunea dintre două puncte din spațiu cu potențialele electrice  $V_1$ ,  $V_2$  se definește ca raport între lucrul mecanic  $L$  (exprimat în Joule - J) necesar deplasării unei sarcini punctiforme între cele două puncte și mărimea sarcinii respective (exprimată în Coulomb - C):

$$\Delta U = U_{12} = V_1 - V_2 = \frac{L}{Q} = \frac{L}{It} \quad (4.1)$$

Unitatea de măsură a tensiunii este 1Volt.

$$1V = \frac{1J}{1C}$$

Măsurarea tensiunilor presupune introducerea în circuitele de măsurare a unor dipoli cu numele generic *voltmetre* (V), care se conectează între punctele (nodurile)  $V_1$  și  $V_2$  care definesc diferențele de potențial (fig.4.1).

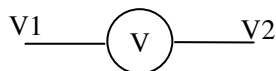


Fig.4.1. Conectarea voltmetrului pentru măsurarea tensiunilor electrice între puncte cu potențiale diferite

Parametrul definitoriu al voltmetrelor este *rezistența internă* ( $R_V$ ). Circuitul de măsurare poate fi concentrat sub forma unei surse de tensiune echivalente înseriate cu o rezistență echivalentă denumită "rezistența internă a sursei" și a rezistenței  $R_V$  a voltmetrului (fig.4.2).

Căderea de tensiune pe rezistența internă echivalentă a circuitului care furnizează tensiunea de măsurat este sursa erorii sistematice:

$$\Delta U = \frac{I_V}{R_{int}} = E_x \frac{R_{int}}{R_V + R_{int}} \quad (4.2)$$

sau:

$$\Delta U = E_x \left( 1 - \frac{R_V}{R_V + R_{int}} \right) \quad (4.3)$$

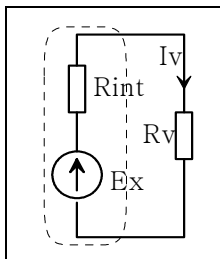


Fig.4.2. Schema generică pentru măsurarea tensiunilor

Exprimând această eroare sub formă relativă procentuală:

$$\varepsilon_{U\%} = \frac{\Delta U}{E_x} 100 = \left( 1 - \frac{R_V}{R_V + R_{int}} \right) \times 100 \quad (\%) \quad (4.4)$$

rezultă valoarea minimă a rezistenței voltmetrului pentru ca eroarea sistematică să fie inferioară unei limite impuse:

$$R_V \geq R_{int} \frac{100 - \varepsilon_{U\%impus}}{\varepsilon_{U\%impus}} \approx \frac{100 R_{int}}{\varepsilon_{U\%impus}} \quad (4.5)$$

**Exemplu:** Pentru a măsura cu eroare mai mică decât  $\varepsilon=0,5\%$  o tensiune continuă între două puncte între care există o rezistență echivalentă de  $1k\Omega$ , este necesar un voltmetru cu rezistența internă minimă  $200k\Omega$ .

**Domeniul nominal de măsurare** reprezintă intervalul de evoluție a mărimii de măsurat pus în corespondență cu domeniul valorilor afișate. Mărimia de măsurat trebuie să fie inclusă în domeniul de măsurare. Pentru a măsura o gamă cât mai mare de tensiuni cu eroare relativă minimă, voltmetrele au mai multe domenii de măsurare, selectabile cu un sistem de comutare. Domeniul adecvat de măsurare trebuie ales așa încât tensiunea măsurată să conducă la o indicație (valoarea numerică afișată de instrumentele numerice) în jumătatea superioară a scalei. Dacă mărimea măsurată nu este cunoscută nici măcar ca ordin de mărime, atunci măsurarea se face în două etape:

- măsurarea *preliminară*, pe domeniul maxim al aparatului, pentru estimarea măsurandului;
- măsurarea *exactă*, pe domeniul minim pe care măsurarea este posibilă, prin care se determină valoarea mărimii măsurate cu precizia maximă oferită de aparatul de măsurat.

Aceste etape sunt parcurse automat de instrumentele cu autoscalare.

## Voltmetre

Caracteristica distinctivă a voltmetrelor analogice este *continuitatea funcției de transfer*, materializată într-o variație continuă a mărimii de ieșire, ca răspuns la o variație continuă a mărimii de intrare.

**Domeniile nominale** de măsurare ale voltmetrelor sunt de forma  $[0 \dots U_N]$  și sunt precizate prin limita lor superioară.

O mărime caracteristică importantă a voltmetrelor analogice și numerice este *rezistența internă*,  $R_{iV}$  - indicator de performanță care etalează măsura în care voltmetrul influențează regimul de funcționare al circuitului în care se montează pentru a măsura tensiunea necunoscută. Rezistența internă a unui voltmetru este diferită pentru fiecare domeniu nominal de măsurare putând fi specificată și sub forma *rezistenței specifice* ( $R_S$ ) în  $\Omega/V$ .

Pentru fiecare domeniu nominal "j" se poate determina rezistența internă a voltmetrului:

$$R_{iV j} = R_S U_{n j} \quad [\Omega] \quad (4.6)$$

La voltmetrele numerice, rezistențele de intrare apar explicit, în valori absolute, în specificațiile tehnice ale instrumentelor, pentru fiecare domeniu în parte.

Voltmetrele de curent continuu (fig.2) au ca piesă centrală un dispozitiv milivoltmetric (DmV) numeric și un divizor rezistiv cu ajutorul căruia sunt realizate mai multe domenii nominale de măsurare.

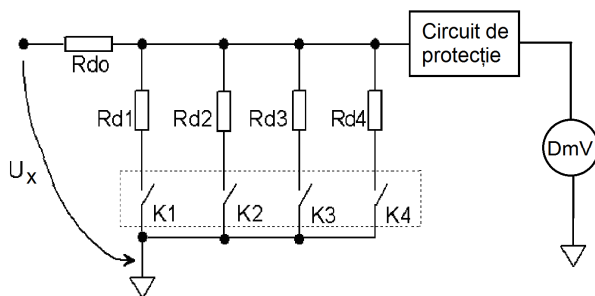


Fig.4.3. Schema generică a voltmetrului de curent continuu

DmV este un circuit electronic complex cu impedanță/rezistență de intrare internă foarte mare ( $\times 10\text{M}\Omega \dots \times 100\text{M}\Omega$ ). Rezistențele  $R_{d1} \dots R_{d4}$  din divizor au valori relativ mici, de ordinul  $\times 10\text{k}\Omega \dots \times 100\text{k}\Omega$ . De aceea, în etapa preliminară a proiectării, divizoarele rezistive se dimensionează făcând abstracție de prezența dispozitivului milivoltmetric.

Atenție deosebită trebuie acordată *derivei termice a raportului de divizare* al divizorului. Aceasta va fi independent de temperatură numai dacă toate rezistoarele care îl alcătuiesc fac parte din același model (preferabil și din același lot).

Comutatorul domeniilor de măsurare poate fi cu chei electronice (tranzistoare MOS), cu relee reed (trestie) sau mecanic.

Protecția DmV la supratensiuni este realizată cu limitatoare bipolare de tensiune (circuite R-D cu diode picoamperice (cu curent rezidual foarte mic de polarizare inversă) pentru minimizarea erorilor instrumentale de bază).

Voltmetrele analogice pentru tensiuni continue mici și foarte mici (milivoltmetre, microvoltmetre și nanovoltmetre) includ circuite electronice compuse din amplificatoare de curent continuu cu câștig reglabil în trepte, cu care sunt realizate subdomeniile de măsurare, și DmV uzuale.

Pentru tensiuni mari și foarte mari, pe lângă kV-metrele electronice, există încă variante electrostatice. *Dispozitivul electrostatic* este electromecanic, funcționează ca electroscoful, având alura unui condensator variabil cu aer, la care armăturile cu număr par formează echipamentul fix, iar cele cu număr impar - echipamentul mobil. Cuplul lui activ este relativ mic, de aceea el s-a utilizat exclusiv în construcția kilovoltmetrelor.

### Probleme practice la măsurarea tensiunilor

**Bucula de masă** este o cale de închidere a curenților de alimentare sau polarizare care are cel puțin o latură comună cu circuitele de măsurare sau de semnal. Bucula de masă apare din cauza nerespectării regulilor elementare de proiectare și/sau execuție a cablajelor din circuitele electronice de semnal mic dar mai ales din circuitele mixte (de semnal mic și de putere, care operează simultan cu curenți mici și mari, în regimuri liniare și de comutație).

În circuitele electronice, bucla de masă are efecte cel puțin deranjante, generând sau accentuând zgomote. Efectul imediat cel mai frecvent este apariția brum-ului (zgomot cu frecvența rețelei sau cu frecvența dublă față de cea a rețelei), dar nu sunt rare situațiile în care apar oscilații rebele cu frecvențe determinate de parametrii circuitelor. În fig.4.4 este reprezentată o situație tipică: bucla de masă produsă, în circuite de tip triport (cu borna de masă comună) cascade, prin conectarea incorectă a sursei de alimentare.

Curenții de alimentare a circuitelor  $A_1$  și  $A_2$  produc căderile de tensiune perturbatoare  $U_{zg1}$  și  $U_{zg2}$  pe traseele AB și BC, datorită rezistenței nenule a acestora. Punctele A și B sunt puncte de masă comune pentru alimentare și semnal la ambele circuite, ca urmare ele reprezintă puncte de referință pentru tensiunile de intrare  $U_{in1}$  și  $U_{in2}$ .

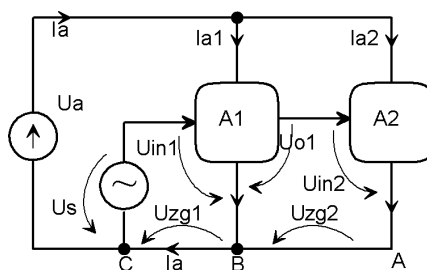


Fig.4.4. Bucle de masă

Aplicând a doua teoremă Kirchoff pe buclele formate, se obțin relațiile:

$$U_{in1} = U_s - U_{zg1} \quad \text{și} \quad U_{in2} = U_{o1} - U_{zg2} \quad (4.7)$$

În regim static (fără semnal de intrare:  $U_s = 0$ ) și în situația alimentării schemei de la tensiune pur continuă, tensiunile de zgomot  $U_{zg1}$  și  $U_{zg2}$  nu au efecte sensibile, ele decalând doar în mică măsură punctul static de funcționare. Dacă alimentarea se face de la rețea prin intermediul unui stabilizator, va exista întotdeauna o componentă alternativă (uneori greu detectabilă) denumită *ripple* (ondulație). Această variație a tensiunii de alimentare produce variații ale curenților de alimentare  $I_{a1}$  și  $I_{a2}$ , care vor produce, la rândul lor, căderi de tensiune pe rezistențele traseelor de masă AB și BC. Acestea se vor suma algebric cu semnalele de intrare  $U_{in1}$  și  $U_{in2}$ , producând variații ale curenților  $I_{a1}$  și  $I_{a2}$  absorbiți de circuite.

În configurația din fig.4.4, creșterea  $I_{a1,2}$  conduce la creșterea  $U_{zg1,2}$ , scăderea  $U_{in1,2}$  și ca urmare, scăderea consumurilor  $I_{a1,2}$ . Dacă timpul de răspuns al tuturor circuitelor ar fi nul, această condiționare succesivă ar conduce la autostabilizarea funcționării, dar performanțele reale (întârzierile inerente) conduc la apariția oscilațiilor întreținute, manifestate sub forma unui zgomot de amplitudine constantă, de frecvență egală cu frecvența mărimii perturbatoare (50Hz), denumit *brum de rețea*.

O variantă de configurare corectă a traseelor de alimentare și de masă este reprezentată în fig.4.5. Dacă partea placată a circuitului nu este vizibilă, configurarea corectă poate fi ușor identificată funcțional prin absența brumului de rețea.

Traseele de alimentare trebuie separate fizic de cele de semnal. În circuitele  $A_1$  și  $A_2$  se desemnează punctele de referință  $ref_1$  și  $ref_2$ , în care converg toate traseele de masă interne, sub formă radială.

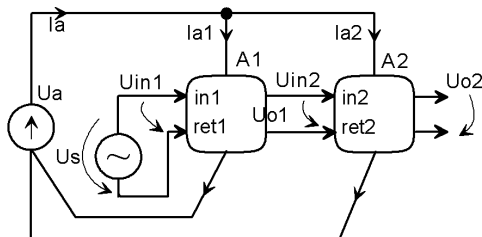


Fig.4.5. Evitarea buclei de masă prin utilizarea returului analogic

Dacă este posibil, se definesc două puncte de masă: așa-numita *masă analogică*, având semnificația masei de alimentare, și *returul analogic*, (ret) cu semnificația masei de semnal. La convertoarele analog-numerice, această distincție este netă, fiind asignați pini separați pentru cele două mase. Traseele de cablaj prin care se conectează pinii de masă converg în punctul comun (masa) al sursei de alimentare (vezi cele două trasee de masă ale circuitelor  $A_1$  și  $A_2$ , separate până în punctul de masă al sursei).

În circuitele de forță, același fenomen poate conduce la măsurări eronate. Erorile pot fi grosolane și sistematice, atunci când măsurarea tensiunilor se face nu direct la bornele consumatorului ci la oarecare distanță, pe linia de alimentare. De aceea, pentru măsurarea tensiunilor în regim permanent se conectează cabluri separate de măsurare direct pe bornele de alimentare ale consumatorilor importanți. Situația este întâlnită frecvent în sistemele de control automat, unde informațiile despre mărimile reglate trebuie prelevate cu

acurateți maxime, din puncte minim afectate de erori. De exemplu, pentru stabilizarea tensiunii la bornele unui consumator monofazat îndepărtat de sursă, legătura dintre sursă și consumator va fi realizată cu patru fire (fig.4.6): două "de curent", prin care se transmite curentul spre sarcină, și două "de tensiune", prin care se transmite tensiunea de la bornele sarcinii la bornele "SENSE" și "REF" ale sursei stabilizate (la fel ca la rezistoarele normale).

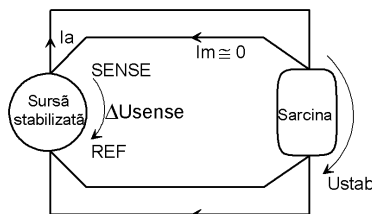


Fig.4.6. Măsurarea tensiunilor la bornele sarcinilor depărtate de sursele de alimentare

Sursa stabilizată preia informația de tensiune direct de la bornele sarcinii, ajustându-și tensiunea de ieșire încât să compenseze și căderile de tensiune pe cablul de alimentare, dependente de curentul de sarcină  $I_a$ .

Cablurile de măsurare au secțiuni foarte reduse, curenții care le străbat fiind foarte mici (neglijabili), corespunzători intrărilor în circuitele electronice sensibile la tensiune. Singurele condiții în dimensionarea acestor cabluri sunt asigurarea izolației corespunzătoare și robustețea fizică.

### Măsurarea curenților

Curentul electric reprezintă deplasarea unei sarcini electrice printr-un mediu conductor. Sensul convențional al curentului este în sensul câmpului electric, dinspre punctul cu potențial electric ridicat către punctul cu potențial electric scăzut. Pentru a circula invers (împotriva câmpului electric), este necesar un aport de sarcini electrice furnizat de o sursă de energie electrică (pilă electro-chimică, generator electromecanic, pilă fotovoltaică, etc).

Măsurarea curenților se poate face în oricare puncte ale circuitelor de putere, erorile suplimentare posibile fiind determinate numai de câmpurile electromagnetice perturbatoare. Instrumentele de măsurare pot fi plasate în punctele cu perturbații minime ale circuitelor de putere la consumatori importanți.

Măsurarea curenților presupune utilizarea ampermetrelor de curent continuu și alternativ, respectiv funcțiile DCV sau ACV în multimetre.

Parametrul definitoriu al unui ampermetru este *căderea de tensiune la borne*, dependentă de valoarea curentului măsurat și rezistența internă a ampermetrului (fig.4.7).

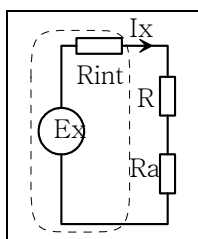


Fig.4.7. Măsurarea generică a curentului cu ampermetrul

$R_{int}$  reprezintă rezistența internă a sursei de alimentare,  $R_a$  - rezistența la borne a ampermetrului iar  $R$  - rezistența sarcinii.

Curentul prin consumator este mai redus în prezența ampermetrului față de situația reală, deoarece rezistența totală din circuit crește de la  $(R_{int}+R)$  la  $(R_{int}+R+R_a)$ . Eroarea de metodă este:

$$\Delta I = I_{real} - I_{m\acute{a}s} = E \left( \frac{1}{R_{int}+R} - \frac{1}{R_{int}+R+R_a} \right) \quad (4.8)$$

$$\gamma_{I\%} = \frac{\Delta I}{I_{real}} 100 = \frac{R_a}{R_{int} + R + R_a} 100 \quad (\%) \quad (4.9)$$

Dacă sursa de tensiune are putere mare, (implicit rezistență internă neglijabilă), eroarea poate fi estimată rapid cu formula aproximativă:

$$\gamma_I\% = \frac{\Delta I}{I_{real}} \cdot 100 = \frac{R_a}{R + R_a} \cdot 100 \quad (\%) \quad (4.10)$$

Când se cunoaște limita maximă impusă a erorii sistematice, ampermetrul se alege astfel încât rezistența lui internă  $R_a$  să îndeplinească condiția:

$$R_a \leq \frac{\gamma_{I\%}}{100 - \gamma_{I\%}} R \quad (4.11)$$

*Exemplu:* Măsurarea curentului printr-un consumator cu rezistența  $R=100\Omega$ , alimentat de la o sursă de tensiune constantă, cu o eroare inferioară limitei admisibile:  $\gamma_{I\%max}=0,5\%$ , impune ca ampermetrul folosit pe domeniul de măsurare necesar să aibă rezistența internă:  $R_a < 0,5\Omega$ .

## Ampermetre

Ampermetrele includ dispozitive milivoltmetrice și șunturi individuale sau multiple cu care sunt realizate mai multe domenii de măsurare. Șunturile pot fi elementare, la ampermetrele de curent continuu, sau neinductive, la ampermetrele de precizie pentru curent alternativ.

Domeniile nominale pot fi selectate prin conectarea sondelor la bornele dedicate sau cu comutatoare (dezavantajos, deoarece rezistențele de contact ale comutatoarelor sunt relativ mari și se înseriază cu rezistențele interne ale ampermetrelor, crescând necontrolat căderile lor de tensiune la borne). Valorile domeniilor nominale  $I_{nj}$ , sunt scrise explicit pe carcasa ampermetrelor în dreptul bornelor corespunzătoare. Indicațiile pentru alegerea domeniilor de măsurare adecvate sunt similare celor pentru voltmetre.

O mărime caracteristică importantă a tuturor ampermetrelor de c.c. este rezistența internă,  $R_{iA}$ , diferită pentru fiecare domeniu de măsurare.  $R_{iA}$  etalează indirect măsura în care prezența ampermetrului în circuitul de măsurare afectează valoarea măsurată a curentului.  $R_{iA}$  este precizată fie explicit, în  $\Omega$ , fie implicit, prin căderea de tensiune la borne, comună pentru toate domeniile nominale:

$$U_b = R_{iA} I_{nj} [V]; \quad j = \overline{1..m} \quad (4.12)$$

$$R_{iA} = \frac{U_b}{I_{nj}} [\Omega]; \quad j = \overline{1..m} \quad (4.13)$$

Ampermetrele de curent continuu înglobează dispozitive milivoltmetrice și scheme electrice simple, cu forma generică din fig.4.8, unde  $R_{s1} < R_{s2} < \dots < R_{sk}$ .

Domeniile de măsurare sunt descrescătoare  $I_{n1} > I_{n2} > \dots > I_{nk}$ . Căderea de tensiune la borne este constantă pentru toate domeniile nominale:  $U_b$ .

Definind raportul de șuntare:

$$K_{\xi i} = \frac{I_{ni}}{I_{DMn}} \quad (4.14)$$

căderea de tensiune la borne:  $U_b = R_{\xi(i)} (I_{ni} - I_{DMn}) = R_{\xi(i)} I_{DMn} (K_{\xi(i)} - 1)$  (4.15)

$$U_b = R_{\xi(i)} I_{DMn} (K_{\xi(i)} - 1) = (R_d + \sum_{j=i+1}^k R_{\xi j}) I_{DMn} \quad (4.16)$$

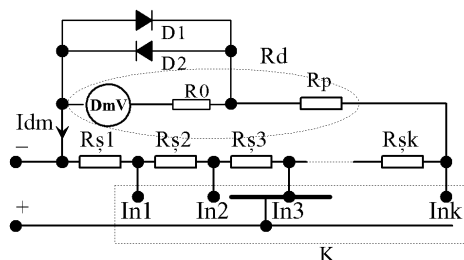


Fig.4.8. Schema generică a unui ampermetru de c.c. cu șunt multiplu

$$R_{\Sigma(i)} (K_{\Sigma(i)} - 1) = (R_d + \sum_{j=i+1}^k R_{\Sigma j}) \quad (4.17)$$

Scriind relația de mai sus pentru domeniul "i+1":

$$R_{\Sigma(i+1)} (K_{\Sigma(i+1)} - 1) = (R_d + \sum_{j=i+2}^k R_{\Sigma j}) \quad (4.18)$$

Ținând seama că  $R_{\Sigma(i+1)} = R_{\Sigma(i)} + R_{\Sigma j}$ , rezultă valoarea unei secțiuni a șuntului:

$$R_{\Sigma j} = R_d \quad (4.19)$$

Măsurarea curenților continui foarte mici se face cu aparate cu înaltă sensibilitate - microampermetre și nanoampermetre numerice cuplate direct în circuitul de măsurare. Acestea includ amplificatoare de instrumentație cu nivel extrem de redus al perturbațiilor de c.c. la intrare; aceste perturbații se raportează, însă, la niveluri reduse ale mărimilor măsurate, și de aceea erorile relative de câteva procente în măsurarea curenților de ordinul  $\mu A$ , nA sau pA sunt considerate rezonabile.

Ampermetrele de curent alternativ includ șunturi neinductive, convertoare c.a.-c.c. amplificatoare de instrumentație și milivoltmetre generice pentru afișarea valorilor măsurate.

**Măsurarea simultană a tensiunii și curentului** specifice unui consumator se face cu una din variantele montajului voltampermetric (amonte sau aval - fig.4.9). Alegerea variantei celei mai potrivite se face ținând seama că prezența simultană în circuitul de măsurare a ambelor instrumente produce perturbarea regimului de funcționare a consumatorului dar și influențe reciproce ale instrumentelor de măsurare (erori sistematice de montaj).

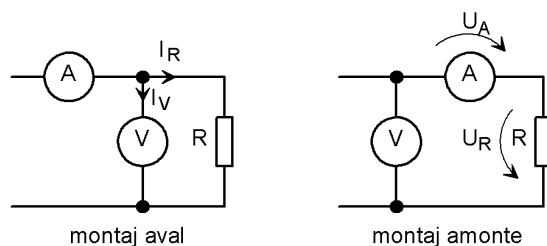


Fig.4.9. Montaje pentru măsurarea simultană a tensiunii și curentului

În montajul amonte, voltmetrul indică suma căderilor de tensiune pe consumator și pe rezistența internă a ampermetrului, iar în montajul aval ampermetrul indică suma dintre curentul prin consumator și cel absorbit de voltmetru. Erorile corespunzătoare sunt sistematice complet definite și pot fi eliminate prin calcul din rezultatele măsurărilor, astfel încât valorile corectate să nu fie afectate decât de erorile de metodă. Acestea din urmă sunt complet definite (corectabile prin calcul) doar în circuitele liniare.

Eroarea sistematică absolută de montaj pentru varianta amonte are valoarea:

$$\Delta I = I_A - I_R = I_V \quad (4.20)$$

Eroarea relativă corespunzătoare este:

$$\gamma_I\% = \frac{\Delta I}{I_R} 100 = \frac{I_V}{I_R} 100 \quad (\%) \quad (4.21)$$

Utilizând regula divizorului de curent și exprimând  $I_R$  și  $I_V$  în funcție de  $I_A$  se obține:

$$\gamma_I\% = \frac{R}{R_V} 100 \quad (\%) \quad (4.22)$$

Eroarea sistematică absolută de montaj pentru varianta aval are valoarea:

$$\Delta U = U_V - U_R = U_A = R_A I_A = R_A I_R \quad (4.23)$$

Eroarea relativă corespunzătoare este:

$$\gamma_U\% = \frac{\Delta U}{U_R} 100 = \frac{R_A}{R} 100 \quad (\%) \quad (4.24)$$

Varianta avantajoasă se alege în funcție de relația dintre rezistența consumatorului și rezistențele instrumentelor. Din relațiile (4.22) și (4.24) rezultă că erorile relative sunt egale pentru:

$$R_A R_V = R^2 \quad (4.25)$$

prin urmare, varianta amonte este avantajoasă dacă:



$$R > \sqrt{R_A R_V} \quad (4.26)$$

iar montajul aval este avantajos dacă:

$$R < \sqrt{R_A R_V} \quad (4.27)$$

În curent alternativ, relațiile de mai sus își păstrează forma, dar rezistențele sunt înlocuite de impedanțele corespunzătoare.

### Ampermetre și voltmetre numerice

Instrumentele numerice au structuri fundamentate pe utilizarea milivoltmetrului numeric. Acest modul funcționează pe baza unei metode numerice de evaluare a tensiunii, care implică eșantionarea și conversia numerică.

Instrumentele moderne de măsurare au afișoare digitale (digit - cifră zecimală, din latinescul *digitus* - deget). Afișoarele digitale reprezintă mărimile prin sisteme poziționale de simboluri, care aproximează scrierea cifrelor zecimale respectând pozițiile normale: cel mai semnificativ (MSD - Most Significant Digit) la stânga, iar cel mai puțin semnificativ (LSD - Least Significant Digit) la dreapta.

Observație: a nu se confunda noțiunile "digit" și "bit". Digit înseamnă cifră zecimală iar bit - cifră binară. Folosirea atributului digital în locul atributului numeric este incorectă dpdv semnatic și etimologic.

Exemplu: "aparat foto digital". Într-un aparat foto "digital" nici un semnal, nici o mărime specifică nu sunt reprezentate prin cifre zecimale, ci numai prin numere binare. Corect ar fi "aparat foto binar", însă denumirea sună bizar și nu este utilizată.

Pentru a evita inconsecvențele lingvistice recomand folosirea atributului "numeric".

Instrumentele numerice funcționează reprezentând semnalele prin șiruri de numere binare (alcătuite din cifre binare - biți) și afișează rezultatele măsurărilor prin numere zecimale (digiți), aplicând metode și principii numerice de măsurare și prelucrare a semnalelor.

Tipurile instrumentelor de măsurare (cu afișare numerică sau numerice propriu-zise) nu se pot deduce după sistemele de afișare. Instrumentele din prima categorie efectuează condiționările și prelucrările semnalelor de măsurat numai cu circuite și prin metode analogice, utilizând conversia numerică numai în modulul afișor; ele se numesc *instrumente analogice cu afișare numerică*. În contrast cu acestea, instrumentele numerice propriu-zise realizează conversia analog-numerică încă de la intrare, mărimile fiind reprezentate prin numere în toate modulele lor funcționale. Metodele și principiile aplicate pentru prelucrările semnalelor sunt exclusiv numerice și se efectuează cu circuite numerice specializate.

### Instrumente analogice cu afișaj numeric

Schema bloc generică a instrumentelor analogice cu afișaje numerice este prezentată în fig.9. Dacă măsuranzii sunt electrici de tip intensitate (curent, tensiune, putere) primul bloc este format numai din circuitul de protecție și din adaptorul de nivel (atenuator pentru semnale mari și amplificator pentru semnale mici).

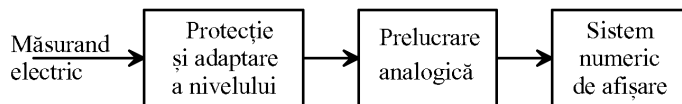


Fig.4.10. Structura generală a unui instrument analogic cu afișare numerică

Dacă măsuranzii sunt electrici de tip parametru, atunci primul bloc trebuie să conțină și circuite de conversie a mărimilor parametrice în mărimi de tip intensitate, de exemplu: rezistență-tensiune (fig.10), capacitate-tensiune, inductanță-tensiune.

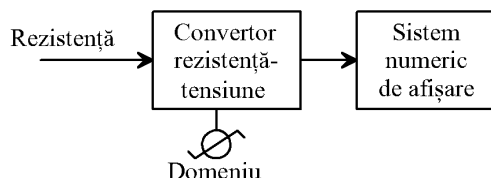


Fig.4.11. Structura unui ohmmetru electronic analogic cu afișare numerică

Dacă măsuranzii sunt neelectrici, primul bloc trebuie să includă traductoare adecvate care să realizeze conversii în mărimi electrice, de tip intensitate sau parametric, de exemplu: temperatură-tensiune, deplasare-tensiune, debit-tensiune, grosime-capacitate, volum-capacitate, deformare-rezistență, temperatură-rezistență, etc.

Voltmetrul analogic tipic cu afișaj numeric pentru tensiuni continue și alternative (fig.11) poate măsura tensiuni continue și alternative. Protecția este realizată cu limitatoare de tensiune cu diode și rezistențe de balast. De cele mai multe ori, rezistențele de balast sunt parte a divizoarelor de tensiune cu care se realizează atenuarea tensiunilor mari și domeniile multiple de măsurare ale voltmetrului.

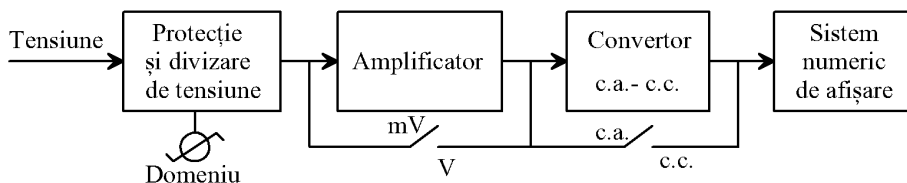


Fig.4.12. Schema bloc a unui voltmetru analogic cu afișaj numeric

Similar, ampermetrele analogice portabile au schema din figura 12.

Afișajul numeric este realizat în acest caz cu un convertor analog-numeric cu ieșire în cod BCD, pentru a putea controla atât afișajele cu LED cu 7 sau 11 segmente cât și unele tipuri de afișaje LCD de diferite dimensiuni.

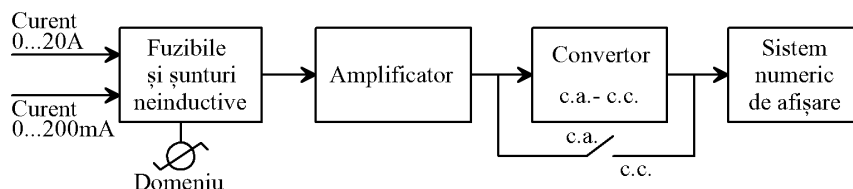


Fig.4.13. Schema bloc a unui ampermetru analogic cu afișaj numeric

Codul BCD (Binary Coded Decimal) este un cod binar dedicat instrumentelor cu afișor numeric, organizat pe grupe de câte 4 biți, fiecare corespunzând câte unui digit al afișorului.

De exemplu, pentru un afișaj de  $3\frac{1}{2}$  digit, codul BCD are forma X XXXX XXXX XXXX, unde X poate lua valorile binare 0 sau 1. Fiecare grupă de 4 biți reprezintă codul unei cifre zecimale. Evident, nu sunt utilizate toate combinațiile posibile ale unei grupe de 4 biți ( $2^4=16$ ) deoarece numai 10 din ele pot fi puse în corespondență cu cifrele zecimale (0000 pentru 0, 1001 pentru 9). De aceea codul BCD este considerat "ne-economic", fiind slab utilizat. Pentru a mări gradul de utilizare, s-au introdus simboluri sugestive: de depășire a domeniului maxim ">", de polarizare inversă "<", mai mic sau egal "≤", sau cu asigări diverse "r", "=", "-", "≡" etc.

Structura generică a unui sistem de afișare numerică este prezentată în fig.4.14.

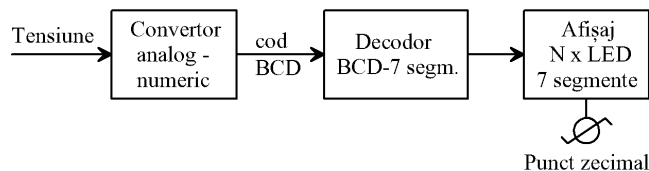


Fig.4.14. Structura sistemelor numerice de afișare pentru instrumente analogice

### Instrumente numerice propriu-zise

Instrumentele numerice propriu-zise funcționează pe baza principiilor și metodelor numerice de măsurare. Informațiile oferite sunt, de obicei, mai multe decât la instrumentele analogice, deși nu întotdeauna un instrument numeric este calitativ superior unui instrument analogic. Un exemplu sunt osciloscoapele numerice, care nu sunt întotdeauna superioare echivalentelor lor analogice. Aprecierea trebuie făcută având în vedere *indicii de performanță*, nicidecum tipul și/sau principiul de funcționare.

Măsurările numerice ale mărimilor electrice presupun conversii numerice și prelucrări ale unor șiruri de numere pentru obținerea unor valori sintetice reprezentative prin care măsuranzii să fie caracterizați cantitativ sau calitativ. După prelucrări analogice minimale (protecție, atenuare, amplificare, filtrare brută), chiar la intrările instrumentelor numerice se efectuează conversii analog-numerice prin care suporturile informaționale devin șiruri de numere binare. Toate celelalte prelucrări necesare obținerii valorilor sintetice sau altor indici calitativi sau cantitativi ai măsuranzilor sunt efectuate cu circuite numerice specializate (secvențiale sau DSP, care includ multiplicatoare hardware).

Instrumentele numerice propriu-zise au structura generică din fig.4.15.

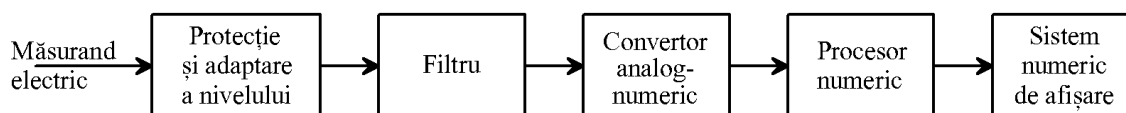


Fig.4.15. Structura generică a unui instrument numeric pentru măsurarea mărimilor electrice

Protecția și adaptarea nivelurilor sunt operații comune realizate cu circuite folosite și în instrumentele analogice. Filtrarea este realizată cu filtre trece-jos care asigură, pe deoparte, rejectia parțială a zgomotului cu frecvențe înalte, pe de altă parte îndeplinirea condițiilor necesare eșantionării și conversiei analog-numerice.

Convertorul analog-numeric (împreună cu eșantionatorul care-l precede) realizează conversia mărimilor analogice în șiruri de numere binare. Acestea urmează a fi prelucrate cu procesorul numeric (circuit integrat cu mare complexitate) în vederea obținerii unor valori sintetice sau a unor indicatori cantitativi și/sau calitativi ai mărimilor măsurate. Afișarea simbolurilor alfabetice pentru unitățile de măsură și a cifrelor valorilor măsurate necesită afișaje alfanumerice cu mai mult de 7 segmente, pentru care codul BCD este insuficient, fiind necesare coduri pe grupe de mai mult de 4 biți. Un exemplu îl constituie celulele de afișare cu 12 sau 16 segmente (fig.4.16).



Fig.4.16. Celule de afișare cu 7, 12, și 16 segmente

Afișarea altor informații sau a mesajelor utile operatorilor presupune utilizarea afișajelor compacte matriciale cu caractere alfanumerice sau a ariilor grafice (matrici mari, pe care pot fi afișate inclusiv reprezentări grafice bidimensionale). Controlul acestor afișaje este realizat de circuite numerice programabile.

Instrumentele numerice nu realizează conversia mărimilor analogice numai în coduri binare, ci și în trenuri de impulsuri. Convertoarele tensiune-frecvență, curent-frecvență sau parametru-frecvență sunt exemple ilustrative în acest sens. Facilitățile funcționale sunt multiple: autoscalare (alegerea automată a domeniului adecvat pentru măsurarea cu maximă rezoluție), autocalibrare (eliminarea automată a erorii de câștig) și autozero (anularea valorii inițiale a erorii de offset). Instrumentele cu autozero se identifică prin scurtcircuitarea bornelor de intrare pe funcția de voltmetru. Dacă indicația este mereu zero, indiferent de temperatura mediului, atunci instrumentul are funcția autozero.

Autoscalarea se observă dacă instrumentul își schimbă automat domeniile când mărimea de măsurat are variații mari. Un instrument care își păstrează poziția punctului zecimal indiferent de mărimea de măsurat nu are implementată sau activată funcția de autoscalare.

Autocalibrarea nu este întotdeauna observabilă sau verificabilă de operator în lipsa unor măsurări speciale.

## 7. Semnale și generatoare de semnale

### 7.1. Definiții

Semnalele sunt mărimi fizice utilizate pentru transmiterea și memorarea informațiilor, sau pentru testarea sistemelor.

Matematic, semnalele sunt *funcții de timp*.

Din punct de vedere al naturii lor fizice, semnalele pot fi electrice (evoluții ale tensiunii sau curentului), optice (variații ale intensității luminoase), acustice (variații ale presiunilor sonore), etc..

La nivelul tehnologiei actuale, prelucrarea, transmiterea și stocarea semnalelor electrice este cea mai accesibilă. De aceea, semnalele de alte naturi decât cea electrică sunt convertite (transformate) în semnale electrice, utilizând *traductoare*.

Pentru interacțiunea sistemelor de automatizare cu mediul, e necesară și conversia în sens invers, din semnale electrice în semnale de alte naturi (mecanice, magnetice, optice, acustice, etc), utilizând *dispozitive de execuție* (engl. actuators). Un exemplu ilustrativ este conversia unui semnal acustic în semnal electric cu microfonul, și conversia unui semnal electric într-un semnal acustic cu difuzorul.

Din punct de vedere al predictibilității evoluțiilor în timp ale semnalelor, acestea pot fi:

- deterministe, care pot fi descrise complet prin funcții de timp; exemplu: semnalele utilizate în testarea circuitelor, realizate cu instrumente specializate (generatoare de funcții);
  - aleatoare (întâmplătoare), care pot fi caracterizate doar prin legi statistice; exemplu: zgomotul termic specific rezistoarelor.
- În domeniul comunicațiilor, semnalele vocale, pot fi modelate ca semnale aleatoare.

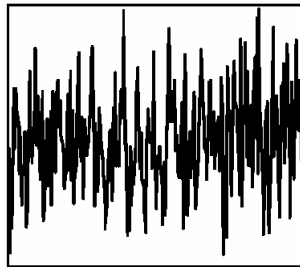


Fig.7.1. Semnal aleator

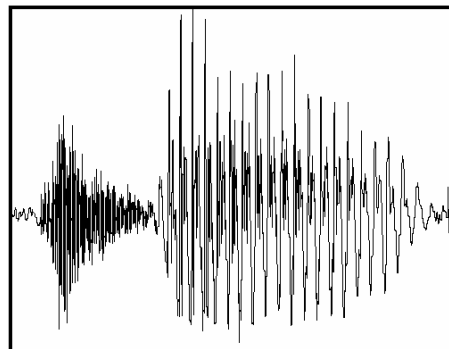


Fig.7.2. Semnal audio

Valoarea instantanee este mărimea unui semnal într-un moment oarecare.

Forma de undă a unui semnal este o reprezentare grafică a unei mulțimi de valori instantanee ale sale în momente succesive dintr-un interval temporal oarecare.

Amplitudinea unui semnal este valoarea sa maximă măsurată față de cea medie.

Valoarea maximă a unui semnal este măsurată față de zero (potențialul masei).

Amplitudinea vârf-la-vârf a unui semnal este diferența dintre cea mai mică valoare și cea mai mare valoare ale sale.

## 7.2. Parametrii semnalelor periodice

Semnalele periodice au forme de unde repetabile la intervale de timp constante:

$$x(t) = x(t + nT) \quad (7.1)$$

pentru oricare "t" real și oricare "n" întreg.

Intervalul de repetare (T) se numește "perioada semnalului", definită între momentele succesive în care semnalul are același nivel în același sens de variație;

Frecvența este numărul de repetări ale formei de undă a unui semnal într-o secundă și se măsoară în herți (Hz). Frecvența 1Hz corespunde unei perioade a semnalului T=1s. 2Hz înseamnă 2 perioade pe secundă, sau perioada semnalului T=0,5s ș.a.m.d..

Relațiile între 1rad și 1 grad electric sunt:

$$\alpha(\text{rad}) = \pi\alpha^\circ/180; \quad \alpha^\circ = 180\alpha(\text{rad})/\pi \quad (7.2)$$

Semnalele utilizate în electronică se încadrează într-un domeniu de frecvență foarte larg:

- oscilațiile cu frecvențe începând de la zeci de Hz până la circa 20 kHz pot fi auzite, delimitând domeniul de audiofrecvență (AF);
  - oscilațiile cu frecvențe peste 100kHz pot fi emise în spațiu cu ajutorul unor antene și folosite pentru transmisii radio; de aceea se numesc semnale de radiofrecvență (RF). Limita superioară a acestui domeniu ajunge la 10GHz.
- Semnalele cu lungimi de unde comparabile cu dimensiunile fizice ale componentelor și circuitelor electronice se numesc microunde; pentru dispozitivele SMD, frecvențele microundelor sunt în domeniul 1...50 GHz.

## 7.3. Semnale standard pentru testarea circuitelor electronice

Răspunsurile dispozitivelor, circuitelor și aparatelor electronice la semnalele standard definesc și/sau determină indicatorii de calitate ai acestora.

### 7.3.1. Semnale sinusoidale

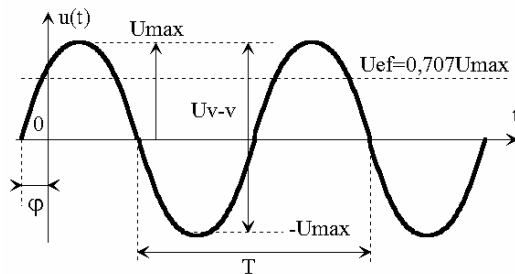


Fig.7.3 Semnalul sinusoidal

Un semnal sinusoidal, reprezentat în figura de mai sus cu toți parametrii caracteristici, este definit prin dependența funcțională:

$$u(t) = U_{max} \sin(\omega t + \phi) \quad (7.3)$$

în care:  $U_{max}$  - amplitudinea semnalului;

$\omega$  - pulsația (viteza unghiulară a fazorului care descrie semnalul)

în (rad/s);

$\phi$  - faza inițială a semnalului.

În figura anterioară, T este perioada semnalului. Interdependența pulsației, frecvenței și perioadei este descrisă prin relațiile:

$$\omega = 2\pi f; \quad f = 1/T \quad (7.4)$$

Semnificația fazei inițiale este evidentă când sunt considerate două semnale de frecvență egală:

$$u_1(t) = U_{1max} \sin(\omega t + \phi_1); \quad x_2(t) = U_{2max} \sin(\omega t + \phi_2) \quad (7.5)$$

diferența dintre fazele inițiale ale semnalelor numindu-se defazaj:

$$\phi = \phi_1 - \phi_2 \quad (7.6)$$

Termenii avans de fază și întârziere de fază descriu pozițiile relative în timp a două sau mai multe semnale cu perioadă comună. Se consideră că un semnal  $u_1(t)$  este în avans de fază față de un alt semnal  $u_2(t)$  dacă trecerea sa prin zero precede trecerea prin zero a celuiilalt semnal:

$$u_1(t) = U_{1max} \sin \omega t; \quad u_2(t) = U_{2max} \sin (\omega t + \phi) \quad (7.7)$$

Un semnal  $u_1(t)$  este întârziat față de alt semnal  $u_2(t)$  dacă trecerea sa prin zero succede trecerii prin zero a celui alt semnal:

$$u_1(t) = U_{1\max} \sin \omega t; \quad u_2(t) = U_{2\max} \sin (\omega t - \varphi) \quad (7.8)$$

Dacă  $\varphi=0$ , semnalele sunt sinfazice (fig.7.5).

Dacă  $\varphi=\pi/2$ , semnalele se află în cuadratură (fig.7.6).

Dacă  $\varphi=\pi$ , semnalele se află în opoziție de fază (fig.7.7).

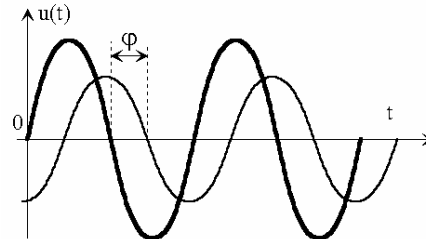


Fig.7.4. Semnale defazate

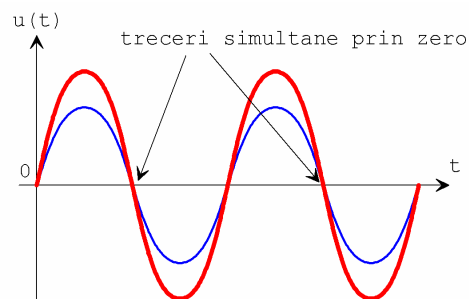


Fig.7.5. Semnale sinfazice

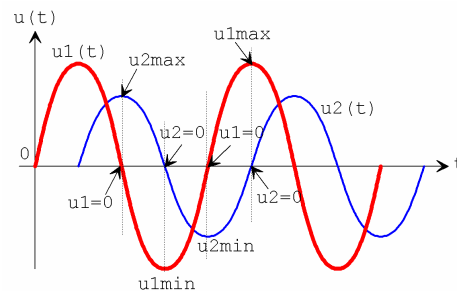


Fig.7.6 Semnale în cuadratură

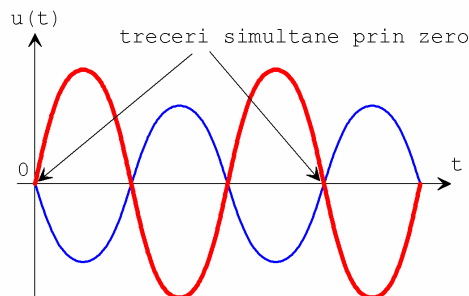


Fig.7.7. Semnale în opoziție de fază

Sursele de semnale sinusoidal includ în primul rând generatoarele de semnal, dar mai ales generatoarele de energie electrică industriale. Aceste generatoare pot fi interconectate, alcătuind sisteme energetice naționale sau internaționale, sau independente, izolate: generatoare de mică putere eoliene, hidraulice

(hidrogeneratoare) sau antrenate de motoare cu combustie internă, alimentate cu combustibili lichizi.

Pentru aplicații curente de joasă tensiune se utilizează transformatoare coborâtoare alimentate la rețeaua casnică de 220Vca.

Dacă tensiunea rețelei casnice este redresată cu o singură diodă (redresare monoalternanță), se obțin semialternanțe pozitive sau negative separate de pauze de lățime egală cu o semiperioadă.

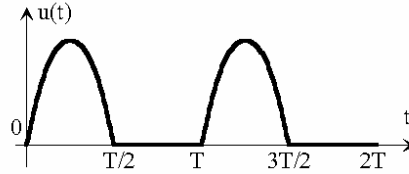


Fig.7.8. Semnal sinusoidal redresat monoalternanță

$$u(t) = \begin{cases} U_{\max} \sin \omega t & \forall \omega t \in [2k\pi, (2k+1)\pi) \\ 0 & \forall \omega t \in [(2k+1)\pi, 2(k+1)\pi) \end{cases} \quad (7.9)$$

Dacă semnalul sinusoidal este redresat utilizând două diode (redresor cu punct median) sau 4 diode (redresor în punte) se obține o formă de undă formată din semialternanțe alăturate în cadranul I: tensiune continuă pulsatorie.

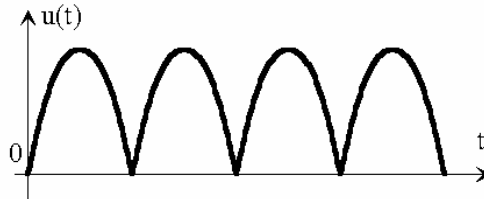


Fig.7.9. Semnal sinusoidal redresat bialternanță

$$u(t) = |U_{\max} \sin \omega t| \quad (7.10)$$

Aceste forme de undă nu sunt continue propriu-zise, dar au câte o componentă continuă care poate fi extrasă prin filtrare cu filtre trece-jos cu frecvență de tăiere foarte joasă.

### 7.3.2. Semnale dreptunghiulare

Un semnal dreptunghiular este o succesiune de niveluri de tensiune sau curent. Această succesiune poate fi periodică sau aperiodică, unipolară sau bipolară.

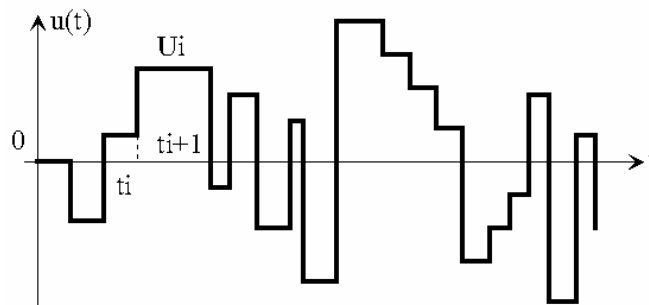


Fig.7.10. Semnal dreptunghiular oarecare

Descrierea matematică a acestui semnal este o înșiruire de niveluri constante menținute pe intervale de timp oarecare:

$$u(t) = U_i \quad \forall t \in [t_i, t_{i+1}) \quad (7.11)$$

În general, valoarea componentei continue a unui asemenea semnal nu poate fi precizată apriori.

În cazuri particulare, semnalul dreptunghiular aperiodic poate avea numai două niveluri: unul ridicat și unul coborât. În acest caz, semnalul dreptunghiular poate reprezenta suportul fizic al unei mărimi binare. Celor două niveluri li se



asociază, în acest caz, valori logice: "0" pentru nivelul coborât și "1" pentru nivelul ridicat.

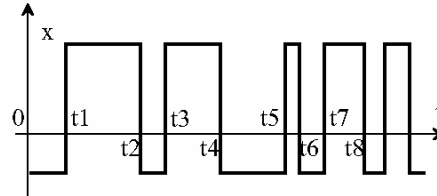


Fig 7.11. Semnal dreptunghiular bipolar aperiodic cu două niveluri

$$u(t) = \begin{cases} U+ & \forall t \in \{[t_1, t_2) \cup [t_3, t_4) \cup [t_5, t_6) \cup [t_7, t_8) \cup \dots\} \\ U- & \forall t \in \{[t_2, t_3) \cup [t_4, t_5) \cup [t_6, t_7) \cup [t_8, t_9) \cup \dots\} \end{cases} \quad (7.12)$$

Reperetele de timp  $t_1, t_2, t_3, \dots$  etc. sunt oarecare, în succesiune naturală. Semnalul dreptunghiular oarecare are componentă continuă cu valoarea dependentă de intervalele de timp din definiția anterioară și de nivelurile  $U+$  și  $U-$ .

Semnalul dreptunghiular periodic are duratele stărilor ridicat și coborât constante.

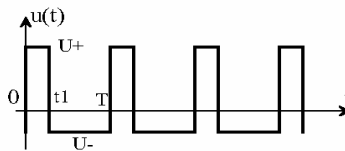


Fig.7.12. Semnal dreptunghiular periodic

$$u(t) = \begin{cases} U+ & \forall t = [kT, k(T+t_1)) \\ U- & \forall t = [k(T+t_1), (k+1)T) \end{cases} \quad (7.13)$$

Pentru acest tip de semnal se definesc:

- factorul de umplere (Duty Cycle):  $DC = t_1/T$  (7.14)

- valoarea medie:  $U_{med} = (U+) t_1 + (U-) (T-t_1)$  (7.15)

Semnalul dreptunghiular simetric are stările "ridicat" - pozitivă și "coborât" - negativă, de durate egale și nivelurile  $U+$  și  $U-$  sunt de asemenea egale.

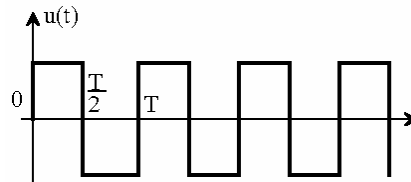


Fig.7.13. Semnal dreptunghiular simetric

$$u(t) = \begin{cases} U+ & \forall t = [kT, (k+\frac{1}{2})T) \\ U- & \forall t = [(k+\frac{1}{2})T, (k+1)T) \end{cases} \quad (7.15)$$

Un caz particular al semnalului dreptunghiular este semnalul unipolar, ca succesiune de niveluri de tensiune continuă (pulsuri).

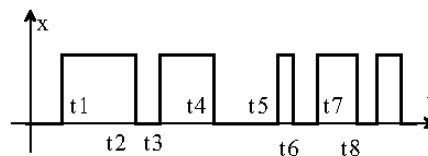


Fig.7.14. Semnal dreptunghiular unipolar aperiodic

$$u(t) = \begin{cases} U+ & \forall t \in \{[t_1, t_2) \cup [t_3, t_4) \cup [t_5, t_6) \cup [t_7, t_8) \cup \dots\} \\ 0 & \forall t \in \{[t_2, t_3) \cup [t_4, t_5) \cup [t_6, t_7) \cup [t_8, t_9) \cup \dots\} \end{cases} \quad (7.16)$$

Un semnal unipolar particular este cel periodic, reprezentat în fig.7.14.

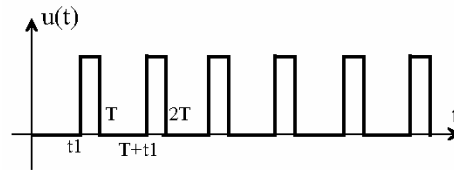


Fig. 7.15. Semnal dreptunghiular unipolar periodic

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \forall t \in [kT, kT+t_1) \\ U+ & \forall t \in [kT+t_1, (k+1)T) \end{cases} \quad (7.17)$$

Factorul de umplere se definește cu (7.14) ca în cazul anterior:  $DC = t_1/T$

Valoarea medie a semnalului este:  $U_{med} = U_{max} DC$  (7.17)

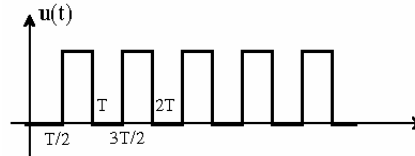


Fig. 7.16. Semnal dreptunghiular unipolar simetric

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \forall t \in [kT, (k+\frac{1}{2})T) \\ U+ & \forall t \in [(k+\frac{1}{2})T, (k+1)T) \end{cases} \quad (7.18)$$

Valoarea medie a semnalului este jumătate din valoarea nivelului ridicat:

$$U_{med} = 0,5 U_{max} \quad (7.19)$$

Pentru semnale cu alură dreptunghiulară se definesc și alți parametri specifici: timpul de creștere, timpul de cădere, timpul de stabilizare, timpul de oscilație, supracreșterea, viteza de variație ș.a.;

### 7.3.3. Semnale triunghiulare

Semnalul triunghiular este o succesiune de rampe liniare, în general cu pante diferite (semnal triunghiular nesimetric). Semnalul triunghiular utilizat pentru testarea circuitelor electronice este periodic. El poate fi simetric față de axa timpului sau poate avea componentă continuă, caz în care media semnalului este decalată față de axa timpului.

#### 7.3.3.1. Semnalul triunghiular oarecare (aperiodic)

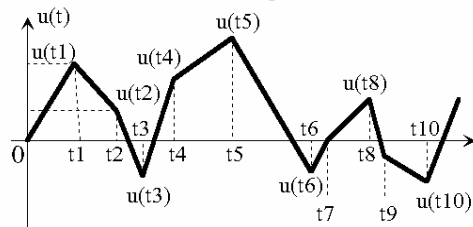


Fig. 7.17. Semnal triunghiular oarecare

Descrierea matematică a semnalului triunghiular oarecare este o succesiune de pante liniare (ecuații de gradul I) cu forma generală:

$$u(t) = u(t_{k-1}) + \frac{u(t_k) - u(t_{k-1})}{t_k - t_{k-1}} t \quad (7.20)$$

### 7.3.3.2. Semnalul triunghiular periodic

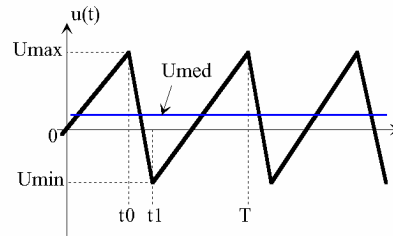


Fig.7.18. Semnalul triunghiular periodic

$$u(t) = \begin{cases} U_- + at & \forall t \in [t_0, t_1) \\ U_+ - bt & \forall t \in [t_1, T) \end{cases} \quad (7.21)$$

În cazul general limitele  $U_+$  și  $U_-$  sunt diferite iar semnalul are o componentă continuă, care-l deplasează pe axa ordonatelor.

$$a = \frac{U_{v-v}}{t_1 - t_0}; \quad (7.22)$$

$$b = \frac{U_{v-v}}{T - (t_1 - t_0)} \quad (7.23)$$

Semnalul triunghiular descris mai sus poate avea limitele  $U_+$  și  $U_-$  egale sau inegale. Egalitatea sau inegalitatea celor două limite nu implică neapărat prezența sau absența componentei continue. Dacă suprafața delimitată de graficul evoluției în timp a semnalului deasupra axei timpului este egală cu cea delimitată dedesubtul axei, componenta continuă este nulă.

### 7.3.3.3. Semnalul triunghiular simetric

Dacă pantele crescătoare și descrescătoare ale semnalului triunghiular sunt egale, porțiunile delimitate de forma de undă față de axa timpului fiind triunghiuri isoscele, semnalul se numește simetric.

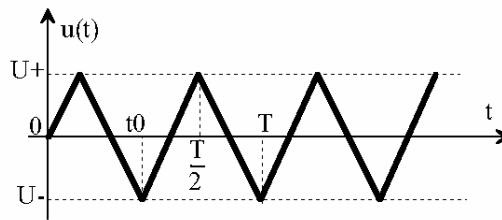


Fig.7.19. Semnalul triunghiular simetric

"Dintele de fierăstrău" este un semnal triunghiular particular la care pantele descrescătoare sau crescătoare sunt foarte mari, sub forma unor fronturi căzătoare/crescătoare foarte abrupte. Teoretic, aceste fronturi căzătoare sunt verticale, cu pantă descrescătoare infinită.

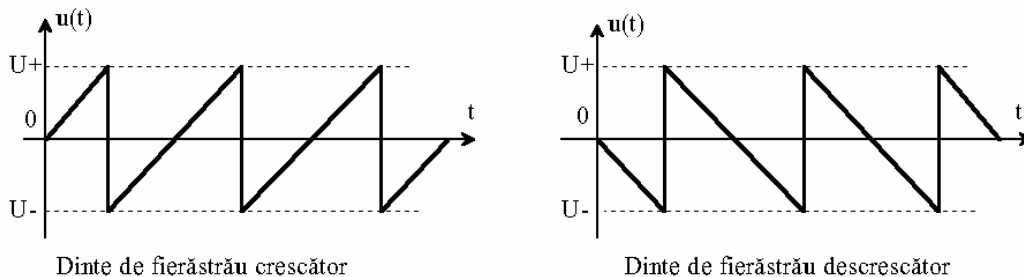


Fig.7.20. Semnale "dinte de fierăstrău"

- pentru cazul a:

$$u(t) = \begin{cases} U_- + at & \forall t \in (kT, (k+1)T) \\ U_- & \forall t = kT \end{cases} \quad (7.24)$$

- pentru cazul b):

$$u(t) = \begin{cases} U_+ - at & \forall t \in (kT, (k+1)T) \\ U_+ & \forall t = kT \end{cases} \quad (7.25)$$

a - panta de variație a semnalului:

$$a = dU/dt = \Delta Y / \Delta t = \frac{U_+ - U_-}{T} \quad [V/s] \quad (7.26)$$

Dintele de fierăstrău poate avea evoluție bipolară, ca în figura anterioară, sau unipolară, de o parte sau alta a axei timpului, în cadranul I sau IV.

#### 7.3.4. Semnale trapezoidale

Semnalele trapezoidale sunt de fapt semnale dreptunghiulare reale, cu fronturi cu pante finite. Aceste semnale pot fi proveni fie din semnale dreptunghiulare prin limitarea vitezei de variație a semnalelor respective sau din semnale triunghiulare prin limitarea amplitudinii acestora. Forma de undă trapezoidală oarecare este reprezentată în fig.7.21.

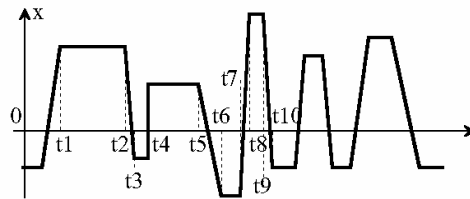


Fig.7.21. Semnalul trapezoidal oarecare

Fronturile semnalului au viteze de variație diferite iar nivelurile constante (palierelor) sunt de asemenea diferite. Reperele temporale marchează limitele palierelor. Între acestea sunt definite fronturile crescătoare și descrescătoare. Valoarea medie a semnalului trapezoidal oarecare este dependentă de nivelurile palierelor, de durata palierelor și de viteza de variație pe fronturi.

##### 7.3.4.1. Semnalul trapezoidal bipolar cu două niveluri

Semnalul este specific amplificatoarelor care funcționează în regim de limitare (cauzată de subalimentare sau supraexcitare pe intrare). Forma generală a semnalului are pante crescătoare și descrescătoare diferite și durate oarecare ale palierelor pozitive și/sau negative.

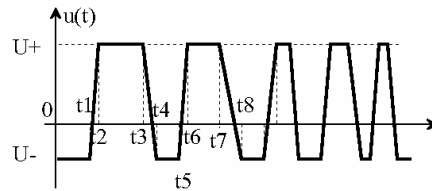


Fig.7.22. Semnalul trapezoidal bipolar cu două niveluri

Valoarea medie a acestui semnal este precizabilă numai dacă se cunosc toate intervalele de timp specifice.

##### 7.3.4.2. Semnalul trapezoidal simetric

Semnalul trapezoidal simetric are paliere pozitive și negative egale și de semne contrare ( $U_+ = U_-$ ) de durate egale ( $t_4 - t_3 = t_2 - t_1$ ), și pante crescătoare și descrescătoare egale: ( $t_1 - t_0 = t_3 - t_2$ ). Modalitățile de obținere a acestui semnal sunt:

- limitarea semnalului triunghiular simetric;
- limitarea vitezei de variație a semnalului dreptunghiular simetric.

Un semnal trapezoidal simetric particular este semnalul echilateral, la care toate intervalele de timp specifice sunt egale:

$$t_1 - t_0 = t_2 - t_1 = t_3 - t_2 = t_4 - t_3 = T/4 \quad (7.27)$$

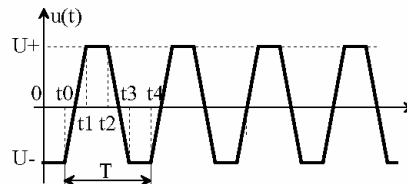


Fig.7.23. Semnalul trapezoidal bipolar simetric

Valoarea medie a acestui semnal este nulă. Dacă semnalul este traslatat pe axa ordonatelor, valoarea sa medie va fi chiar tensiunea de offset.

#### 7.4. Semnale modulate

Modulația reprezintă modificarea unui parametru al unui semnal în funcție de nivelul altui semnal. Semnalul al cărui parametru se modifică se numește semnal modulat. Semnalul al cărui nivel modulează semnalul modulat se numește semnal modulator. Măsura în care semnalul modulator influențează parametrul semnalului modulat se numește nivel de modulație.

De obicei, semnalul modulat are frecvență mult mai mare decât semnalul modulator și se numește semnal purtător sau frecvență purtătoare, deoarece reprezintă suportul fizic al informației conținute în semnalul modulator.

În funcție de parametrul semnalului purtător pe care îl modifică semnalul modulator, există mai multe tipuri de modulație, între care mai importante sunt:

- modulația în amplitudine;
- modulația în frecvență;
- modulația în fază.

Semnalele modulate sunt utilizate pentru transferul informației conținute în semnalul modulator prin medii ostile, în care câmpurile perturbatoare sunt importante și pot altera informația, sau prin medii care nu permit transferul direct al semnalului modulator. Semnalele modulate cu purtătoare de înaltă frecvență reprezintă suportul conexiunilor wireless, putând fi emise în spațiu sub forma undelor radio.

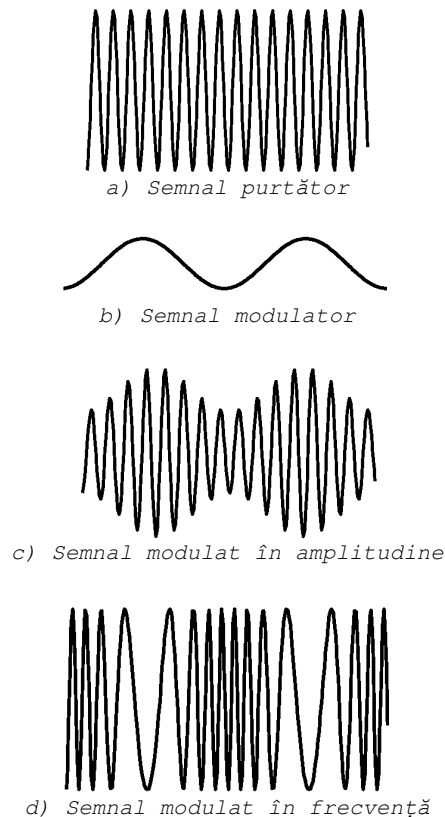


Fig.7.24. Semnale modulate

### 7.5. Valori sintetice ale semnalelor

Valoarea medie se definește prin relația integrală:

$$X_{\text{med}} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t) dt \quad (7.28)$$

și este nulă pentru semnalele pur alternative.

Pentru aceste semnale se definește valoarea medie redresată - valoarea medie pe o semiperioadă a semnalului:

$$X_{\text{med redr}} = \frac{2}{T} \int_t^{t+\frac{T}{2}} x(t) dt \quad (7.29)$$

Valoarea efectivă a unui semnal alternativ este egală, prin definiție, cu nivelul unui semnal continuu cu aceleași efecte energetice. Formula de definiție a valorii efective este:

$$X_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} x^2(t) dt} \quad (7.30)$$

și justifică simbolizarea sa internațională (RMS) prin denumirea operațiilor efectuate pentru determinarea ei: radical din media pătratelor (Root Mean Square).

Valoarea de vârf este legată de stările de saturație ale mărimii respective, precum curentul de colector al unui tranzistor, inducția sau câmpul magnetic într-un circuit feromagnetic, sau curentul printr-un electromagnet.

$$X_{\text{max}} = \max\{x(t), t \in [t, t+T]\} \quad (7.31)$$

Pentru semnalele sinusoidale, formulele de definiție pentru valoarea efectivă și pentru valoarea medie redresată conduc la relații foarte simple care leagă valorile sintetice:

$$X_{\text{ef}} = WF \times X_{\text{med redr}} = 1,111 X_{\text{med redr}} \quad (7.32)$$

unde WF reprezintă factorul de formă (Waveform Factor), și:

$$\hat{X} = CF \times X_{\text{ef}} = \sqrt{2} X_{\text{ef}} = 1,4142 X_{\text{ef}} \quad (7.33)$$

unde CF reprezintă factorul de creastă (sau de vârf).

$X_{v-v}$  reprezintă amplitudinea vârf-la-vârf a semnalului și este egală cu dublul amplitudinii.

Oricare abatere de la forma sinusoidală de evoluție în timp a semnalului face ca factorul de formă și factorul de creastă să difere de valorile de mai sus chiar foarte mult, producând erori de peste 100%. De aceea relațiile de mai sus nu vor fi aplicate în dimensionarea circuitelor de măsurare a valorilor sintetice ale mărimilor alternative decât în regim sinusoidal.

Particularitatea semnalelor sinusoidale este păstrarea formei de evoluție în timp după prelucrarea cu circuite liniare. Modificările suferite de semnalele sinusoidale la parcurgerea unor circuite liniare sunt legate numai de fază și/sau amplitudine.

Un circuit cu caracteristică neliniară deformează semnalele, alterând forma de evoluție în timp a acestora; de exemplu, unul din efectele neliniare (saturația) limitează amplitudinea până la transformarea unui semnal sinusoidal într-un semnal trapezoidal.

Semnalul sinusoidal este folosit, în acest caz, pentru determinarea coeficientului de distorsiune - măsura în care un circuit electric sau electronic deformează formele de undă originale ale semnalelor.

### 7.6. Generatoare de semnal

Semnalele de test pentru circuitele electronice sunt generate cu aparate speciale, denumite generatoare de semnal. Aceste pot fi generatoare simple analogice, specializate pe tipuri de semnale, sau complexe, numerice, cu formă de undă sintetică.

Variantele analogice pot fi generatoare de semnal sinusoidal, triunghiular sau dreptunghiular cu frecvență variabilă, începând de la câteva zecimi de herț până

la zeci sau sute de megaherți, cu niveluri de amplitudine de la câțiva milivolți până la câțiva volți.

Semnalele de la ieșirea generatoarelor pot fi modulate sau nu, modulația fiind de regulă în frecvență sau în amplitudine.

Tot în categoria generatoarelor analogice intră și unele generatoare de pulsuri.

### 7.6.1. Generatoare de semnal sinusoidal

#### *Rețeaua casnică sau industrială*

Dacă cerințele specifice de testare permit, semnalul sinusoidal poate fi obținut direct, din rețeaua de energie electrică industrială sau casnică, prin adaptare cu transformatoare coborâtoare. Din păcate, calitatea semnalului nu este întotdeauna corespunzătoare condițiilor de testare, forma de undă a tensiunii din rețea având, de cele mai multe ori, deformații față de sinusoidă, datorită, în principal, căderilor de tensiune pe linie provocate de curenții de sarcină.

#### *Generatoarele propriu-zise de semnal sinusoidal*

Aparatele specializate în generarea semnalelor sinusoidale sunt cele mai des utilizate generatoare și se clasifică în primul rând în funcție de gama de frecvențe pe care o acoperă:

- generatoare de audiofrecvență, cu frecvențe de ieșire de la câteva zecimi de Hz până la zeci de kHz, (un domeniu mai larg decât domeniul audio);
- generatoare de radiofrecvență, cu gama de lucru 100kHz ...x10MHz.

Construcțiile practic de generatoare acoperă ambele domenii de frecvență, putând furniza semnal sinusoidal în domeniul 0,1 ... la 1MHz (uneori chiar 10MHz).

Pe panoul frontal, aceste aparate au doar reglaje brute (în trepte) și continui, pentru amplitudine și frecvență. Variantele moderne acoperă domeniul de ieșire pe subdomenii decadice, rezoluția fiind asigurată cu potențiometre multitură.

#### *Principalii parametri de calitate ai generatoarelor sinusoidale*

- rezoluția reglajului de frecvență și de amplitudine;
- stabilitatea frecvenței și amplitudinii semnalului de ieșire;
- factorul de distorsiune, care caracterizează măsura în care semnalul generat se apropie de un semnal sinusoidal ideal.
- impedanța de ieșire, care exprimă capacitatea generatorului de a suporta sarcini (încărcări) rezistive și capacitive.

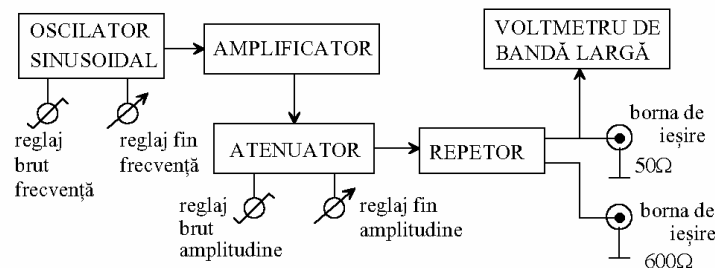


Fig.7.25. Structura internă a unui generator analogic de semnal sinusoidal

### 7.6.2. Generatoare de semnal dreptunghiular

Semnalele dreptunghiulare pot fi obținute utilizând circuite basculante bistabile, asociate cu amplificatoare de ieșire (cu tranzistoare). Semnalul dreptunghiular poate fi obținut și din semnalul sinusoidal, prin amplificare cu amplificatoare limitatoare. În acest caz se obțin semnale dreptunghiulare cu factor de umplere 0,5.

De multe ori generatoarele de semnal sinusoidal au și o ieșire de semnal dreptunghiular, cu amplitudine constantă sau variabilă. Ajustarea frecvenței și amplitudinii semnalului dreptunghiular se realizează în acest caz cu aceleași butoane ca și la semnalul sinusoidal.

Pentru a obține semnale cu factori de umplere în tot domeniul 0,01...0,999 se folosesc generatoare cu circuite astabile.

### 7.6.3. Generatoare de semnal triunghiular

Semnalul triunghiular poate fi obținut cu *generatoare de tensiune liniar variabilă* (GTLV). Aceste circuite furnizează la ieșire tensiuni cu variații liniare între două limite fixe, cu pante crescătoare și descrescătoare egale sau diferite.

Principiul de funcționare al acestor circuite este încărcarea sau descărcarea unui condensator ideal de la o sau printr-o sursă de curent constant, pe baza legii conservării sarcinii electrice:

$$Q = It = CU = \text{const.}; \quad U = I t / C = kt \quad (7.35)$$

O altă modalitate de obținere a semnalelor triunghiulare este integrarea semnalelor dreptunghiulare, ca în figura 7.26.

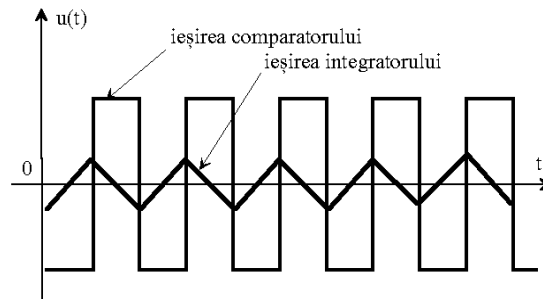


Fig.7.26. Forme de undă specifice generatorului de semnal triunghiular simetric

Un circuit simplu care poate realiza operația descrisă în figura de mai sus este reprezentat în schema din fig.7.27.

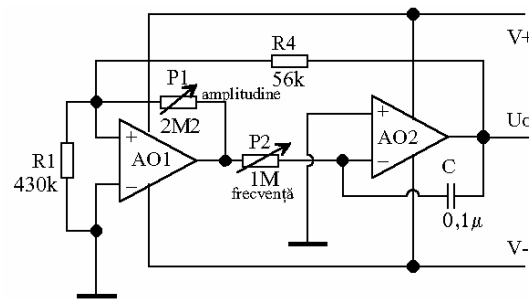


Fig.7.27. Generator de semnal triunghiular bipolar cu pante egale

Primul amplificator operațional funcționează în conexiune de comparator, cu mărimile de intrare semnalul triunghiular de la ieșirea integratorului și potențialul masei. Nivelul de basculare al comparatorului se reglează cu potențiometrul P1 și determină factorul de umplere și amplitudinea formei de undă triunghiulare.

Al doilea AO funcționează în conexiune integratoare. Condensatorul C se încarcă sau se descarcă prin potențiometrul P2 care determină viteza de variație a sarcinii pe condensator, deci frecvența semnalului triunghiular la ieșire. Integratorul este inversor, deci palierelor ridicate le corespund rampe descrescătoare (fig.7.26).

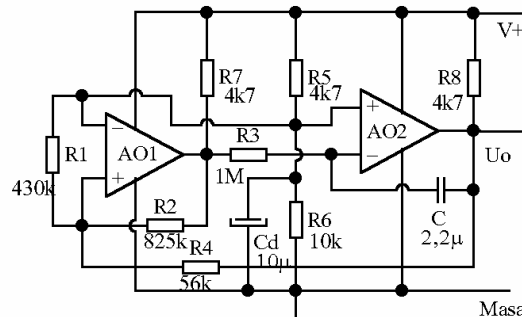


Fig.7.28. Generator de semnal triunghiular unipolar cu pante egale



Semnalele de la ieșirea unui generator de semnal triunghiular pot fi:

- triunghiulare oarecare, cu pante de creștere și descreștere diferite;
- triunghiulare simetrice, cu pante egale de creștere și descreștere;
- tip "dinte de fierăstrău" cu variantele:
  - cu pantă crescătoare finită și pantă descrescătoare verticală (infinită);
  - cu pantă crescătoare infinită (verticală) și pantă descrescătoare finită.

#### 7.6.4. Generatoare de funcții

Generatoarele de funcții sunt aparate capabile să furnizeze o varietate de semnale periodice:

- semnal triunghiular simetric;
- semnal sinusoidal, modulat sau nu în frecvență (sweep);
- semnal dreptunghiular cu factor de umplere 0,5.

Scopul principal al generatoarelor de semnal este testarea răspunsurilor diverselor circuite electrice și electronice la semnalele de intrare standard. Generatoarele de funcții permit ajustarea amplitudinilor semnalelor de ieșire, dedfinite ca diferențe între nivelurile - limită.

Majoritatea generatoarelor de funcții permit deplasarea nivelurilor semnalelor - funcția *offset* (decalare), adăugând semnalelor sinusoidal, dreptunghiular sau triunghiular tensiuni continue cu niveluri variabile. Efectul măsurabil imediat este modificarea valorilor medii ale semnalelor de ieșire, sesizabil pe ecranele osciloscoapelor prin deplasarea pe verticală a formelor de unde.

*Generatoarele de funcții complexe* permit obținerea unor semnale variate, în domeniul uzual de frecvență 0,1 Hz...x1MHz (chiar x10MHz):

- impulsuri dreptunghiulare, cu *factor de umplere reglabil*;
- semnal triunghiular nesimetric - *dinte de fierăstrău* (prin intermediul reglajului de simetrie);
- posibilitatea de *modulare în amplitudine sau în frecvență* (SWEEP) cu semnal modulator extern sau intern, produs de un al doilea generator;
- controlul frecvenței cu ajutorul unei tensiuni aplicate din exterior (VCO - Voltage Controlled Oscillator);
- frecvențmetru numeric încorporat.

*Observație:* - modul în care sunt produse semnalele sinusoidale în generatoarele de funcții (pornind de la semnale triunghiulare), mărește factorul de distorsiuni față de cazul generatoarelor de semnale sinusoidale cu circuite oscilante.

## 1. Termeni și definiții

**Mărimea fizică** reprezintă o proprietate comună a unei categorii de obiecte, stări, evenimente sau fenomene, care se poate evalua cantitativ. Descrierea simbolică a mărimilor fizice se bazează pe relații de *echivalență* (egalitate a efectelor), de *ordine* (mai mare, mai mic) sau *rațiometrice* (de câte ori este mai mare sau mai mic) între mărimi fizice de aceeași natură. Mărimile fizice uzuale (lungimea, masa, intensitatea luminoasă, intensitatea curentului electric, timpul, cantitatea de substanță, temperatura, tensiunea electrică, forța, puterea, etc.) sunt descrise simbolic prin relații cantitative; în continuare se vor face referiri doar la mărimile fizice descrise prin relații cantitative.

**Măsurarea** unei mărimi fizice  $M_x$  (măsurand) presupune comparația experimentală a măsurandului cu o mărime fizică de aceeași natură. Dacă operația de măsurare presupune comparația cantitativă, atunci mărimea de comparație se numește **unitate de măsură**, iar rezultatul se numește **valoare numerică**.

**Sistemul de unități** de măsură este un ansamblu de unități de măsură distincte care permit măsurarea tuturor mărimilor fizice din unul sau mai multe domenii ale fizicii. Un sistem de unități conține trei categorii de unități de măsură: fundamentale, derivate și suplimentare.

Unitățile de măsură *fundamentale* reprezintă un set minimal de unități de măsură independente care, prin relații dimensionale simple, permit exprimarea unităților de măsură *derivate*. Unitățile de măsură suplimentare sunt derivate din cele fundamentale. Un sistem de unități de măsură este apreciat calitativ prin:

- generalitate (permite măsurarea tuturor mărimilor fizice);
- simplitate maximă pentru măsurări uzuale rapide;
- coerență (relațiile dintre unitățile de măsură derivate și cele fundamentale nu conțin decât coeficienți zecimali).

În 1961, în România s-a legiferat Sistemul Internațional de unități (SI), cu 7 *unități de măsură fundamentale*: **metru** (m) - pentru distanță, **kilogram** (kg) - pentru masă, **secundă** (s) - pentru timp, **kelvin** (K) - pentru temperatură, **amper** (A) - pentru intensitatea curentului electric, **mol** (mol) - pentru cantitatea de substanță și **candelă** (cd) - pentru intensitate luminoasă. și două *unități de măsură suplimentare*: **radianul** (rad) - pentru unghiul plan și **steradianul** (srad) - pentru unghiul solid.

**Metru** (1m) este definit ca 1.650.763,73 lungimi de undă în vid ale radiației corespunzătoare tranziției de la nivelul  $2p^{10}$  la nivelul  $5d^5$  ale atomului de Kr (gaz rar în tabelul Mendeleev).

**Kilogramul** (1kg) este masa a unui corp solid: prototipul internațional al kilogramului (IPK) cunoscut ca "marele K". Este singura măsură - artifact. din SI (artificială, subiectivă).

Începând din 1967, **secunda** (1s) este definită ca 9 192 631 770 perioade ale radiației produse de tranziția între nivelurile energetice hiperfine ale stării fundamentale a atomului de Cs133 - singurul izotop stabil al cesiului.

**Kelvin-ul** (1K) este a 273,16-a parte din temperatura termodinamică a punctului triplu al apei. Ca diferență de temperatură, 1K=1C.

**Amper-ul** (1A) este intensitatea curentului electric constant care, străbătând două conductoare filiforme paralele, rectilinii, de lungime infinită, distanțate reciproc la 1m, produce o forță specifică de  $2 \times 10^{-7}$  N/m.

**Mol-ul** (1mol) este cantitatea de substanță exprimată în grame numeric egală cu masa moleculară a unei substanțe. În unități absolute, molul este masa unui număr de entități elementare dintr-o substanță egal cu numărul de atomi din 0,012kg de carbon 12. Entitățile elementare pot fi atomi, molecule, ioni, sau alte grupări atomice sau moleculare, specificate de fiecare dată când se utilizează mol-ul ca unitate de măsură.

**Candela** (1cd) este intensitatea luminii monocromatice emise în direcția razei de o sursă cu frecvența 540THz și puterea radiantă 1,464mW/srad.

*Radian*-ul (1rad) - unitatea de unghi plan - este unghiul la centru care subîntinde un arc de cerc cu lungimea cât raza cercului.

1 rad =  $180/\pi$  grade hexagesimale.

*Steradian*-ul (1sr sau 1sr) - unitatea de unghi solid - este unghiul solid care determină pe suprafața unei sfere o suprafață egală cu pătratul razei sferei.

Valoarea numerică a unui măsurand  $M_X$  este un număr ( $X$ ) obținut prin raportarea mărimii măsurandului la unitatea de măsură  $U_X$  corespunzătoare mărimii fizice respective.

**Ecuatia fundamentală a măsurărilor** este : 
$$X = \frac{M_X}{U_X} \quad (1.1)$$

Cuplul ( $X, U_X$ ) descrie cantitativ măsurandul  $M_X$ .

Raportul valorilor numerice ale unei mărimi fizice măsurate cu două unități de măsură diferite nu depinde decât de factorul de scară între cele două unități. Evaluând mărimea  $M_X$  cu două unități între care există un factor de

scară cunoscut:  $k_{1,2} = \frac{U_{X1}}{U_{X2}}$ , între valorile numerice  $X_1$  și  $X_2$  ale măsurandului

$M_X$  există relația: 
$$X_1 = \frac{1}{k_{1,2}} X_2 \quad (1.2)$$

Exprimarea valorilor numerice  $X$  presupune alegerea unui *format* și a unei *convenții* de reprezentare; formatul de prezentare poate fi: în numere întregi, în virgulă fixă sau mobilă. Convenția de reprezentare poate fi: codul zecimal, dacă valoarea  $X$  urmează să fie utilizată nemijlocit de experimentator, sau varietăți de cod binar, dacă valoarea  $X$  este obținută sau urmează să suporte prelucrări cu echipamente numerice.

Exprimarea valorilor  $X$  în formatele uzuale presupune un număr limitat de cifre, implicând aproximarea (trunchierea) ei. Diferența valorii trunchiate față de valoarea reală (corespunzătoare considerării tuturor cifrelor din valoarea numerică a măsurandului, conform ecuației fundamentale a măsurărilor) se numește *eroare de cuantificare*.

*Exemplu:* exprimarea în virgulă fixă cu 4 cifre semnificative, de forma: XX,XX implică o eroare de discretizare corespunzătoare rangului celui mai puțin semnificativ, adică  $\pm 0,5 \times 10^{-2}$ .

Formatul standard de reprezentare a valorilor numerice este exponențial:

$$X,XXXX \times 10^{\pm Y}.$$

Înainte de virgulă apare o singură cifră semnificativă (nenulă), urmată de mai multe cifre zecimale și o putere pozitivă sau negativă a lui 10.

În exprimarea curenților, pentru a sugera ordinul de mărime al unui măsurand, se folosesc prefixe pentru *multipli* și *submultipli* ai unităților de măsură (tabelul T1), ceea ce face ca formatul valorii numerice să se abată de la forma standard. Exemplu: o valoare a curenților de forma  $2,5467 \times 10^{-5} \text{A}$  este mai puțin sugestivă decât  $25,467 \mu\text{A}$ . Înainte de virgulă apar 2 cifre semnificative, pentru a putea fi folosit submultiplul cel mai potrivit pentru valoarea curenților.

La fel,  $4,4 \times 10^{-4} \text{V}$  este mai puțin sugestivă decât  $0,44 \text{mV}$  sau  $440 \mu\text{V}$ .

Prefixele utilizate în prezent sunt cele din tabelul T1. Din motive subiective, nu toate aceste prefixe sunt utilizate pentru mărimi electrice. Tensiunea nu se exprima nici în decavolți, nici în hectovolți, nici în centivolți, nici în decivolți, deși, principial, s-ar putea exprima. La fel pentru curenți, rezistențe, inductanțe, condensatoare, etc.

Tabelul T1

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

Valorii numerice reale a unui măsurand care evoluează într-un domeniu continuu finit, îi poate fi asociată biunivoc (prin conversie analog-numerică) o valoare convențională dintr-un domeniu de existență discret cu număr finit de valori, de obicei într-o varietate de cod binar.

*Exemplu:* oricărei tensiuni de intrare a unui convertor analog-numeric îi este asociată (conform specificațiilor tehnice) un număr binar de  $n$  biți, corespunzător rezoluției convertorului.

**Achiziția** unei mărimi fizice reprezintă măsurarea unică sau repetată a valorii numerice a acesteia și memorarea rezultatului măsurării.

**Măsura** este un obiect fizic care materializează, cu precizie cunoscută, o unitate de măsură sau un multiplu (submultiplu) al acesteia. Numai câteva mărimi fizice au măsuri: în electromagnetism există măsuri doar pentru: tensiune electromotoare continuă, curent continuu, rezistență, capacitate și inductivitate (proprie și mutuală). Măsura permite realizarea unei operații de măsurare prin comparație directă conform relației (1.1); un alt tip de comparație, echivalent relației (1.1), este comparația succesivă (prin echivalarea efectelor).

**Etalonul** este un mijloc de măsurare pentru generarea și conservarea unei unități de măsură.

**Aparatul de măsurare** este un obiect fizic care, echivalând o unitate de măsură, permite comparația acesteia cu un măsurand, rezultatul comparației (de tip succesiv) fiind valoarea numerică a măsurandului, prezentată utilizatorului prin intermediul unui suport informațional accesibil: *sistemul de afișare* – analogic sau numeric.

Aparatele de măsurare simplifică măsurările și facilitează prelucrarea complexă (memorarea, transmisia la distanță, etc.); de aceea se realizează aparate de măsurat și pentru mărimile fizice pentru care există măsuri. (Principial, măsurările în care s-ar utiliza doar măsuri ar fi totdeauna mai precise decât cele în care se folosesc aparate de măsurat).

**Traductorul** este un obiect fizic care realizează, conform unei funcții de transfer, conversia suportului fizic al informației din mărimea de măsurat și condiționarea la ieșire a mărimii în care se face conversia. El este compus dintr-un *senzor* (realizează conversia propriu-zisă) și un *adaptor* (realizează funcția de transfer impusă privind: natura mărimii de ieșire, domeniul de valori, energia disponibilă, forma dependenței intrare-ieșire).

În mediul industrial (sistemele unificate de reglare automată), adaptoarele asigură standardizarea "la ieșire" a traductoarelor.

Dacă mărimea de ieșire a senzorului este electrică (tensiune sau curent continuu sau alternativ, sarcină electrică, rezistență, capacitate, inductivitate, senzorul se numește *electric*, indiferent de natura mărimii utile de intrare. Mărimea de ieșire a adaptorului poate fi electrică (curent sau tensiune) sau mecanică (presiune, deplasare), după tipul traductorului (electric, pneumatic, mecanic).

**Structura de măsurare** reprezintă un ansamblu de traductoare, măsuri, aparate de măsurare, conectate astfel încât să permită aplicarea unei metode de măsurare.

Măsurile, etaloanele, aparatele, traductoarele și structurile de măsurare se numesc **mijloace de măsurare**.

**Procesul de măsurare** reprezintă un ansamblu de operații de măsurare, executate simultan sau succesiv în vederea obținerii valorii numerice a unui măsurand.

**Metoda de măsurare** este o procedură după care se desfășoară operația sau procesul de măsurare; suportul său teoretic se numește **principiu de măsurare**.

Dacă măsurandul este estimat direct (cu instrumente dedicate) se spune că măsurarea este **directă**. Exemple: măsurarea curenților cu ampermetrul, măsurarea fluxurilor luminoase cu luxmetrul, măsurarea dimensiunilor geometrice cu micrometrul, măsurarea tensiunilor cu voltmetrul.

Dacă valoarea numerică  $X$  a măsurandului  $M_X$  se determină prin măsurarea unor mărimi fizice intermediare  $M_{X_i}$  ( $i=1..n$ ) de care măsurandul  $M_X$  depinde după o lege cunoscută, metoda de măsurare este **indirectă**. De exemplu, măsurarea unei rezistențe cu montajul voltampermetric este o metodă indirectă, iar cu aparatele dedicate (ohmmetrul sau puntea de c.c. sau de c.a.) – o metodă directă.

**Metrologia** (știința măsurărilor) studiază procesul de măsurare și elementele sale: metodele și mijloacele de măsurare, prelucrarea datelor experimentale, oferind soluții pentru obținerea informațiilor cantitative despre mărimile fizice în condiții impuse privind dotarea și precizia.

## 2. Valori caracteristice pentru mărimile fizice

După modul în care evoluează în timp, mărimile fizice pot fi grupate în:

- mărimi *determinate*, cu evoluție previzibilă: mărimile constante sau periodice, în regim tranzitoriu sau stabilizat;
- mărimi *statistice*, cu evoluție aleatoare.

Pe durate de timp limitate (*intervale de observare*), o mărime fizică  $M_X$  poate fi descrisă:

- *punctual*, prin eșantionare, evaluând  $M_X$  într-un moment de timp " $t_i$ " oarecare, rezultatul reprezentând **valoarea instantanee**  $x(t_i)$ ;
  - *integral*, prin mulțimea de valori:  $\mathcal{M}(M_X) = \{X_i \mid X_i = x(t_i)\}$  (1.3)
- obținută prin măsurări izolate succesive ale aceleiași mărimi (înregistrare).

Înregistrarea analogică a unei mărimi  $M_X$  produce (teoretic) o infinitate de valori  $x_i$ , după o funcție continuă de timp. O măsurare discretă (cu eșantionare) a aceleiași măsurand va produce o mulțime finită de valori, prelevate la momente precizate (de obicei echidistante).

**Principiul eșantionării:** Dacă rata de măsurare (măsurări/s) este corelată cu viteza de variație a  $M_X$ , atunci, folosind mulțimea finită  $\mathcal{M}(M_X)$  se poate reconstitui, cu imprecizie acceptată, evoluția în timp a mărimii  $x(t)$  în intervalul de măsurare.

Procedeele numerice de măsurare presupun eșantionarea, conversia numerică și memorarea valorilor instantanee prelevate în momente de timp

predeterminate. Descrierea uzuală a mărimilor care evoluează în timp se face prin *valorile sintetice*.

### **2.1. Valori sintetice ale mărimilor periodice stabilizate**

$M_x$  este o mărime periodică de perioadă  $T$  dacă orice valoare  $x(t)$  îndeplinește condiția:

$$x(t) = x(t+T) \quad (1.4)$$

Pentru o mărime periodică  $M_x$  se definesc următoarele valori sintetice:

- valoarea efectivă: 
$$X_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} x^2(t) dt} \quad (1.5)$$

dacă  $M_x$  descrie aspecte energetice ale unui proces fizic (de exemplu curentul sau tensiunea unui generator sau receptor de energie electrică);

- valoarea de vârf: 
$$X_{\text{max}} = \max\{x(t), t \in [t, t+T]\} \quad (1.6)$$

dacă  $M_x$  trece, în evoluția sa, prin stări de saturație (inducția sau câmpul magnetic dintr-un circuit feromagnetic sau curentul printr-un electromagnet);

- valoarea medie: 
$$X_{\text{med}} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(t) dt \quad (1.7)$$

dacă  $M_x$  descrie aspecte cumulative (curentul printr-un element electric de acționare).

### **2.2. Valori sintetice pentru mărimi alternative**

Mărimile pur alternative sunt mărimi periodice cu componentă continuă nulă:

$$X_{\text{med}} = \int_t^{t+T} x(t) dt = 0. \quad (1.8)$$

Notând  $x^+(t)$  evoluția mărimii pur alternative  $x(t)$  în semialternanța pozitivă, se definește valoarea medie pe o semiperioadă (valoarea medie redresată):

$$X_{\text{med}} = \frac{2}{T} \int_t^{t+\frac{T}{2}} x^+(t) dt \quad (1.9)$$

Valorile maximă și efectivă definite anterior sunt deosebit de utile pentru descrierea mărimilor alternative.

*Regimul staționar se caracterizează prin valori sintetice constante.* Se definesc valori caracteristice și pentru regimul tranzitoriu între două stări stabile: *supracreșterea* (suprareglajul) ca măsură relativă a depășirii valorii finale (de regim staționar) și *timpul de răspuns* ca măsură a duratei regimului tranzitoriu.

### 3. Forma generală a sistemelor de reglare automată

O structură de măsurare reunește obiectele implicate în procesul de măsurare; finalitatea funcțională a unei structuri de măsurare este automatizarea procesului fizic care furnizează măsuranzii. Forma bloc generică pentru o structură de măsurare este reprezentată în fig.1.1. și cuprinde:

- **traductorul** (T) prin care o mărime de măsurat neelectrică este convertită într-o mărime electrică ușor de evaluat mijloacele de măsurare din componența structurii de măsurare; un traductor este format din **senzor** și **adaptor**: la nivelul senzorului se realizează *conversia* propriu-zisă a mărimii de intrare într-o mărime electrică; adaptorul are rolul transpunerii domeniului de variație al mărimii de ieșire din senzor în domeniul admisibil la intrarea blocului următor.

Dacă mărimea de măsurat este electrică, senzorul lipsește, fiind prezent doar adaptorul care *condiționează semnalul prin adaptarea nivelului și filtrare*. Adaptarea nivelului presupune atenuări sau amplificări cu circuite liniare, asigurând un nivel minim posibil al distorsiunilor semnalului util.

Filtrarea semnalului util presupune eliminarea influențelor perturbatoare datorate ambianței structurii de măsurare sau procesului fizic. La nivelul adaptorului se realizează și deplasarea zeroului funcțional, oferind posibilitatea evidențierii defectelor în sistemele cu semnale unificate. Standardele precizează naturile și domeniile de variație pentru semnale unificate. De exemplu: mărime electrică: curent continuu în domeniul 4...20 mA, tensiune continuă în domeniul 2...10V, sau mărime pneumatică: presiune în domeniul 0,2...1bar.

- **comparatorul** permite evaluarea abaterilor amplitudinii și/sau fazei măsurandului de la valorile prescrise; include un amplificator diferențial;

- **instrumentul de măsurare** prelucrează informația de la intrarea sa și oferă utilizatorului, prin sistemul de afișare, un semnal perceptibil prin care acesta poate evalua măsurandul;

- **blocul de achiziție, stocare și prelucrare** a datelor este o parte integrantă a structurilor de măsurare automată fiind realizat, de regulă, în variantă numerică, incluzând circuite de condiționare, eșantionare, conversie analog-numerică și controlere de achiziție, memorii și periferice pentru comunicații; la structuri de măsurare neautomate, funcțiile acestui bloc sunt îndeplinite de operator;

- **regulatorul** este un bloc de conducere automată a procesului fizic, prin care mărimile de interes sunt evaluate și comparate cu valori sau forme de variație impuse, conform unor algoritmi predefiniți; regulatorul reprezintă o componentă indispensabilă a sistemelor de reglare automată și mijlocul prin care sistemul de măsurare poate interacționa cu procesul fizic controlat;

- **generatorul de funcții**, este un ansamblu de măsuri care furnizează mărimi de referință ajustabile, corelate cu evoluțiile în timp ale mărimilor măsurate din procesul fizic controlat.

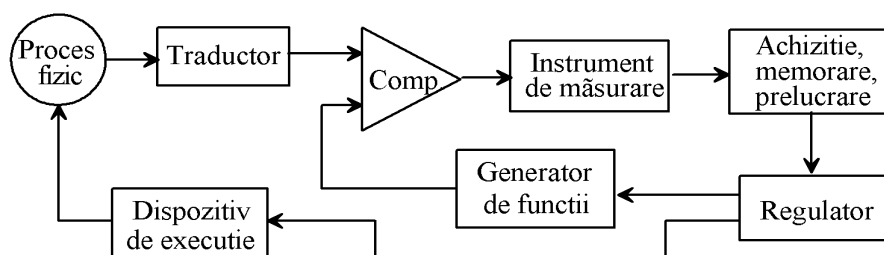


Fig.1.1