

# Sistem intelligent pentru monitorizarea procesului tehnologic de rebobinare a foliei de aluminiu

## 1. Traductoare numerice incrementale

- În principiu, *un traductor numeric incremental oferă la ieșire un număr de impulsuri dreptunghiulare pentru fiecare unitate de deplasare parcursă de elementul mobil al senzorului.*
- Contorizând impulsurile de ieșire ale traductorului, într-un anumit interval de timp, se obține un număr pe baza căruia se calculează deplasarea efectuată de elementul mobil în intervalul de timp respectiv.
- *Traductorul numeric incremental măsoară deplasarea (nu poziția)* și aceasta nu poate fi determinată la un moment dat, ci într-un interval de timp.
- Traductoarele numerice incrementale sunt *liniare sau rotative*.

### 1.1. Rigla optică

- Traductorul numeric incremental liniar se numește *riglă optică* și se folosește pentru *măsurarea directă a deplasărilor liniare mari*.
- Rigla optică este constituit din *senzor* și *adaptor*.
- Senzorul constă în două elemente (*rigla incrementală* și *capul de citire*), care sunt descrise mai jos pentru una dintre variantele constructive utilizate, reprezentată schematic în figura 1.

a) **Rigla incrementală** (figura 1a) este elementul fix al senzorului.

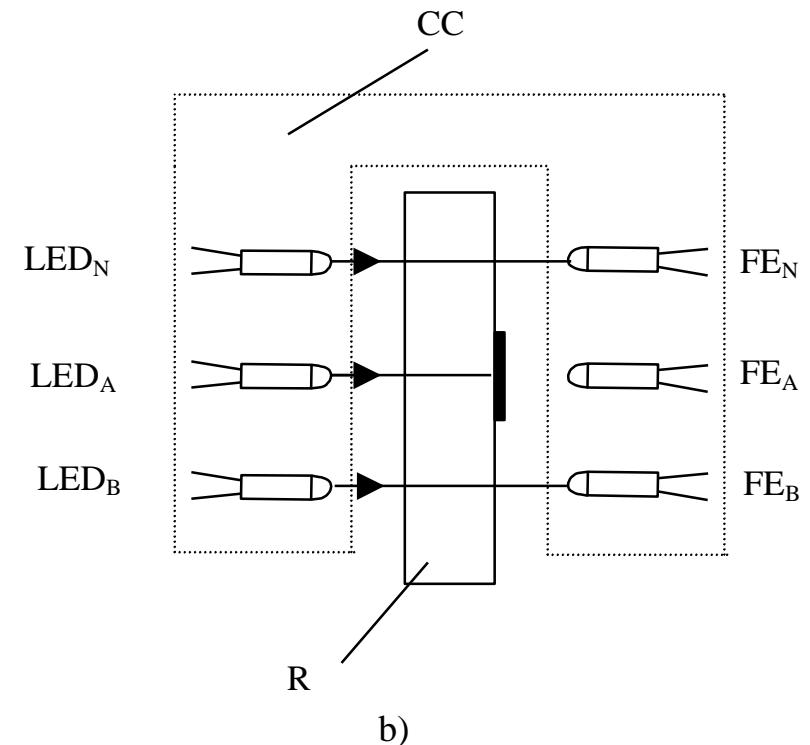
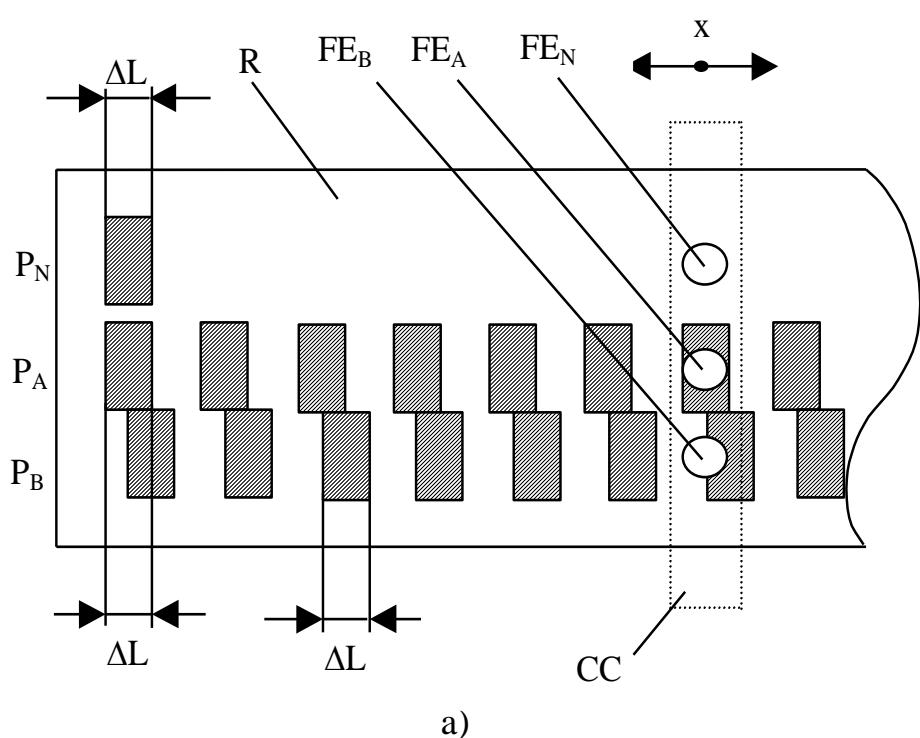
- Este realizată dintr-o bară din sticlă specială care conține *două piste principale* ( $P_A$  și  $P_B$ ) și *o pistă de nul* ( $P_N$ ). Pe pistele principale sunt realizate *zone transparente și zone opace de aceeași lățime* (cele opace sunt hașurate în figura 1), iar succesiunea zonă opacă – zonă transparentă se numește *perioada spațială* și este egală cu  $2\Delta L$ .
- Cele 3 piste sunt paralele, iar pistele principale sunt decalate cu un sfert de perioadă spațială ( $\Delta L/2$ ) una față de cealaltă.

b) **Capul de citire** (CC în figura 1) este elementul mobil al senzorului și conține

- trei LED-uri (care emit lumină spre cele trei piste ale riglei R) și
- trei senzori optici (fotoelemente sau fototranzistoare, notate cu  $FE_A$ ,  $FE_B$ ,  $FE_N$  în figura 1.b).

Există câte o pereche LED - senzor optic pentru citirea fiecărei piste.

Senzorii optici sunt plasați pe o axă care rămâne perpendiculară pe riglă în timpul deplasării capului de citire.



**Figura 1.** Rigla optică: a) rigla incrementală; b) capul de citire.

➤ **Adaptorul** prelucrează tensiunile furnizate de cei trei senzori optici și *oferă la ieșire 6 trenuri de impulsuri dreptunghiulare* (noteate adesea cu  $A, \bar{A}, B, \bar{B}, N, \bar{N}$ ), *compatibile TTL*.

- Capul de citire și adaptorul (realizat în tehnologie semi-integrată) au o capsulă comună.
- Fiecare semnal de intrare al adaptorului este mai întâi amplificat, apoi format ca tren de impulsuri dreptunghiulare și aplicat unui etaj final.

➤ **Determinarea deplasării și identificarea sensului miscării**

- Prin simpla contorizare a  $n$  impulsuri A sau B, într-un interval de timp dat, *se determină deplasarea  $d$  efectuată de elementul mobil al senzorului în acel interval de timp:*  $d = n \cdot 2\Delta L$ .
- *Rezoluția măsurării* este  $2\Delta L$ , de cele mai multe ori fiind nesatisfăcătoare.
- Din motive tehnologice, incrementul de deplasare  $\Delta L$  nu poate fi micșorat sub  $2\mu m$  (de regulă  $\Delta L = 10\mu m$ ).
- *Se poate îmbunătăți rezoluția traductorului*, devenind  $\Delta L$  sau chiar  $\Delta L/2$ , prin multiplicarea cu  $2^1$ , respectiv  $2^2$  a frecvenței impulsurilor contorizate.

a) **Pentru o dublare a frecvenței impulsurilor contorizate**, se prelucrează semnalul A sau semnalul B astfel :

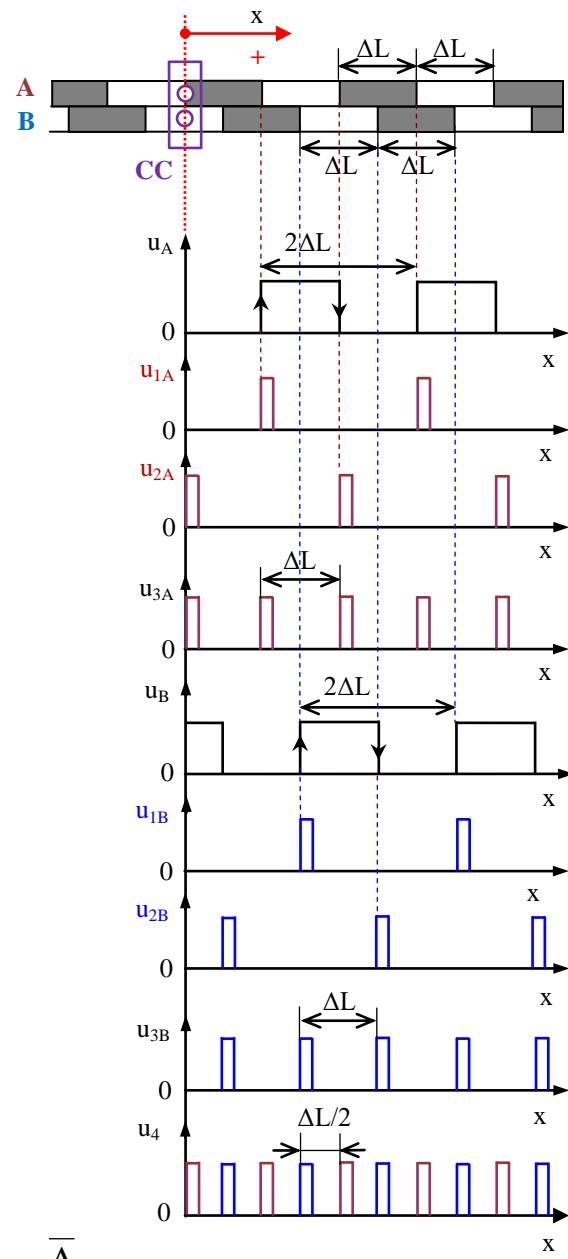
- + se detectează fronturile crescătoare și descrescătoare ale semnalului A sau B rezultând impulsurile  $u_{1A}$  și  $u_{2A}$ , respectiv  $u_{1B}$  și  $u_{2B}$  (figura 2).
- + Impulsurile de numărat (cu perioada spațială  $\Delta L$ ), noteate cu  $u_{3A}$ , respectiv  $u_{3B}$ , se obțin printr-un SAU logic între  $u_{1A}$  și  $u_{2A}$ , respectiv  $u_{1B}$  și  $u_{2B}$ .

b) Sunt necesare atât impulsurile A cât și impulsurile B pentru *reducerea de 4 ori a rezoluției măsurării*, dar și pentru *detectarea sensului deplasării*.

- + Se poate asigura o *rezoluție a măsurării* egală cu  $\Delta L/2$ , adică *de 4 ori mai mică decât cea inițială*, contorizând impulsurile  $u_4$ ,  $u_4 = u_{3A} + u_{3B}$ , reprezentate în figura 2.
- + Pentru a determina și sensul deplasării se folosește un circuit suplimentar, cu ieșirile  $Dr$  (dreapta - pentru deplasarea în sens pozitiv) și  $St$  (stânga - pentru deplasarea în sens negativ) :

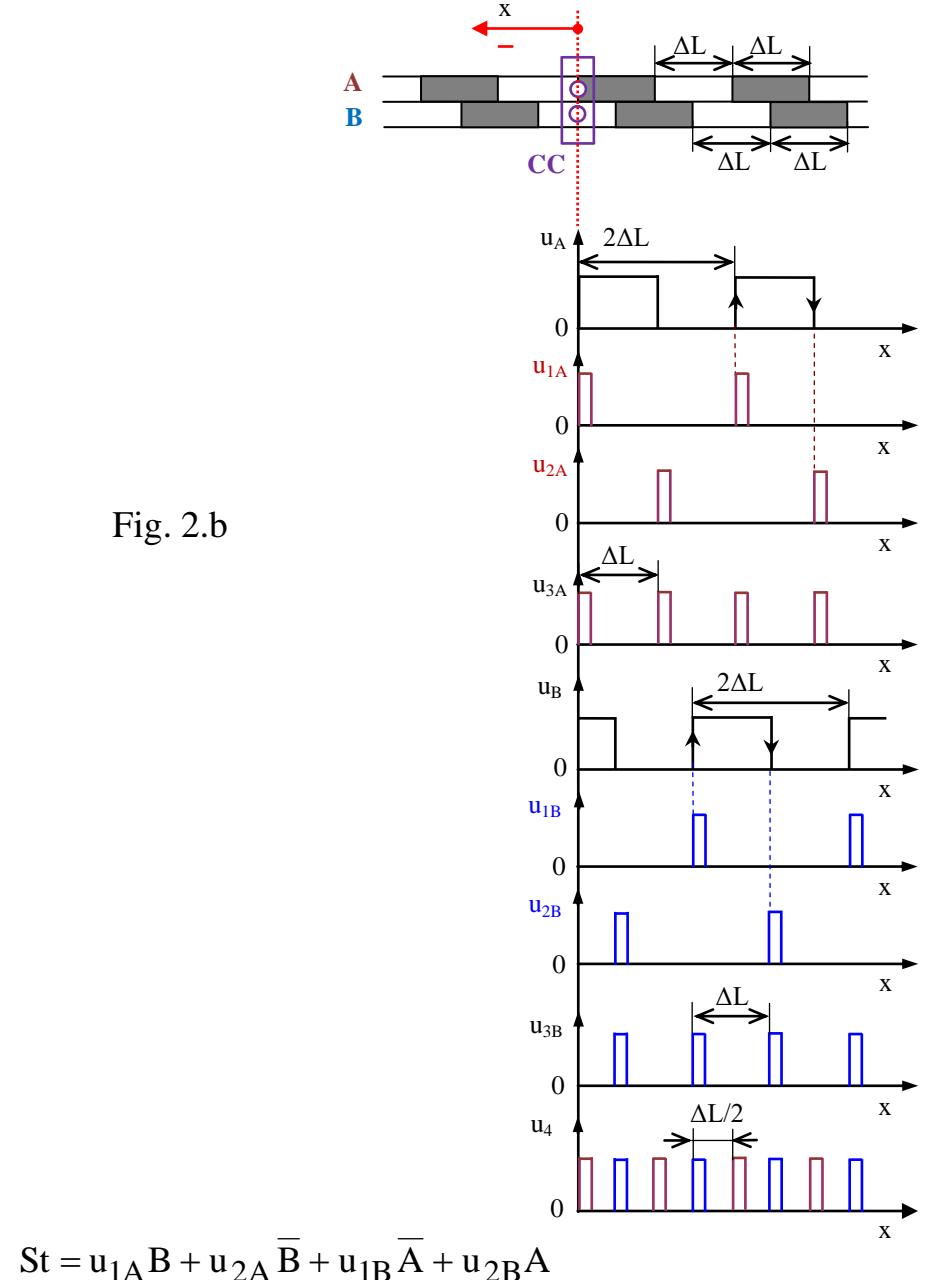
$$Dr = u_{1A}\bar{B} + u_{2A}B + u_{1B}A + u_{2B}\bar{A}, \quad St = u_{1A}B + u_{2A}\bar{B} + u_{1B}\bar{A} + u_{2B}A.$$

Fig. 2.a



$$Dr = u_{1A} \bar{B} + u_{2A} B + u_{1B} A + u_{2B} \bar{A}$$

Fig. 2.b



$$St = u_{1A} B + u_{2A} \bar{B} + u_{1B} \bar{A} + u_{2B} A$$

- Dacă deplasarea capului de citire este spre dreapta, impulsurile de numărat apar la ieșirea  $Dr$ , iar  $St=0$ .
- Când deplasarea capului de citire este spre stânga, se obțin impulsuri la ieșirea  $St$ , în timp ce  $Dr=0$ .
- Rezoluția măsurării deplasării este  $\Delta L/2$ .

### Observatii

- Rigla optică este un *traductor necapsulat*. Pătrunderea prafului în zona străbătută de fluxul luminos, murdărirea suprafețelor transparente ca și uzura sursei de lumină sau fotoelementelor pot modifica informația de deplasare.  
Pentru evitarea unor asemenea situații, se prevede *o pistă suplimentară* (de supraveghere), care conține numai zone transparente și, în momentele critice, emite semnale de avarie.
- Două rigle optice produse de *Elcis Encoder* sunt prezentate mai jos.
  - a) Modelul RV1854 :
    - se alimentează cu +5V,
    - se caracterizează printr-o rezoluție de  $0,5\mu m$ ,  $1\mu m$  sau  $5\mu m$  și
    - poate fi livrat cu lungimi între 70mm și 2440mm.
  - b) Modelul RV20 :
    - se alimentează cu +5V sau +12V,
    - asigură o rezoluție de  $5\mu m$  sau  $10\mu m$  și
    - poate fi livrat cu lungimi între 100mm și 2350mm.
- Riglele optice au *gabarit mare, sunt sensibile la șocuri mecanice, impun condiții severe de temperatură constantă*, motiv pentru care sunt recomandate numai în anumite aplicații.
- *Lungimea maximă a riglei* este 3m, iar *cea mai bună rezoluție* este de  $1\mu m$ .



## 1.2. Traductorul numeric incremental rotativ

➤ Acest traductor este frecvent folosit *pentru măsurarea directă a deplasărilor unghiulare*.

a) *Senzorul traductorului*, reprezentat în figura 3, este constituit din *discul incremental* (DI) și *capul de citire* (CC).

- Elementul mobil este discul incremental, realizat din sticlă. Acesta este fixat pe un ax cuplat rigid cu axul a cărui deplasare unghiulară  $\theta$  trebuie măsurată.
- Pe disc se realizează, concentric, mai multe piste.
- În figura 3 sunt reprezentate elementele constructive ale senzorului traductorului rotativ, pentru varianta cu *două piste principale* (A și B) și *două piste secundare* (N - cea de nul, respectiv S - cea de supraveghere).

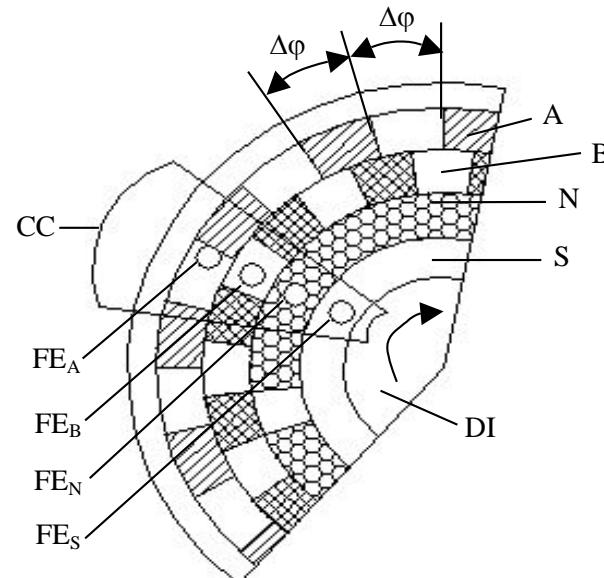


Figura 3.a

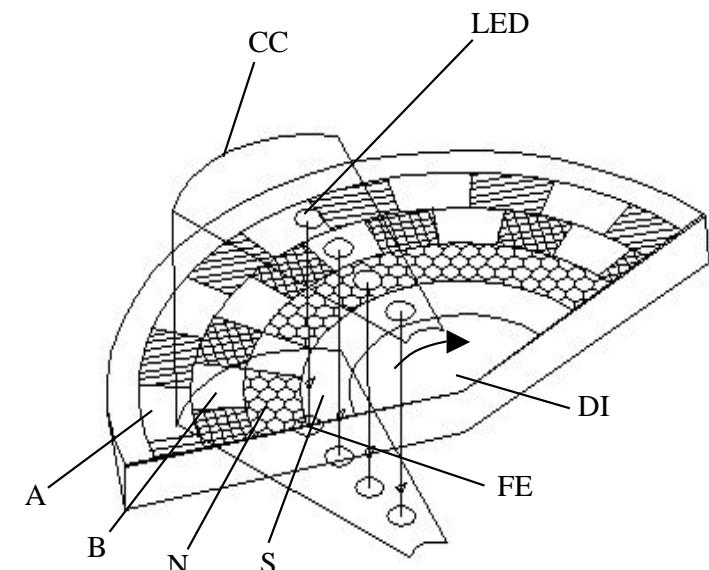


Figura 3.b

- *Pe pistele principale sunt realizate zone transparente și zone opace, toate cu lățimea*  $\Delta\varphi$  (incrementul de deplasare unghiulară).
- Pistele A și B sunt decalate cu un sfert de perioadă spațială ( $\Delta\varphi/2$ ) una față de cealaltă.
- *Pista de nul* are o singură zonă transparentă (activă), cu lățimea  $\Delta\varphi$ , iar *pista de supraveghere* nu are zone opace.

b) *Capul de citire* conține patru LED-uri (care emit lumină spre cele patru piste concentrice ale discului incremental) și patru senzori optici (fototranzistoare sau fotoelemente), notați  $FE_A$ ,  $FE_B$ ,  $FE_N$ ,  $FE_S$ , necesari pentru citirea pistelor.

➤ *Adaptorul traductorului* este realizat la fel ca la rigla optică.

- Determinarea deplasării, îmbunătățirea rezoluției măsurării și identificarea sensului mișcării se realizează folosind tehniciile prezentate la rigla optică.
- Dintre *avantajele existenței pistei de nul* pot fi menționate următoarele:
  - *fixează originea față de care se măsoară o poziție;*
  - *permite contorizarea rotațiilor complete ale discului*, reducând astfel capacitatea de numărare a circuitului care contorizează impulsurile provenite de la traductor și eliminând cumularea erorilor de măsurare.
- Patru traductoare numerice incrementale, produse de *Elcis Encoder*, sunt prezentate în figurile 4 și 5. Cele patru modele de mai jos se caracterizează prin aceeași *frecvență maximă* (300kHz) și se alimentează cu o tensiune continuă între +5V și +30V.



a)

b)

c)

**Figura 4.** Traductoare numerice incrementale produse de Elcis Encoder :

a) modelul 58 ; b) modelul 68 ; c) modelul 90K



**Figura 5.** Traductor numeric incremental modelul 150C, produs de Elcis Encoder

- Modelul 58 (figura 4a) este unul standard, care oferă maxim *25000 impulsuri/rotație*.
- Modelul 68 (figura 4b) este de dimensiuni mai mici și poate genera maxim *10000 impulsuri/rotație*.
- Modelul 90K (figura 4c) conține două traductoare numerice incrementale, izolate galvanic între ele și independente ca alimentare și ieșiri.
- Modelul 150C (figura 5) este un traductor cu rezoluție înaltă (asigură maxim *90000 impulsuri/rotație*), construit pentru a fi utilizat în medii industriale severe.
- + Spre deosebire de rigla optică, traductorul numeric incremental rotativ fiind capsulat *nu este sensibil la lumină și nici la impuritățile din mediul de lucru*. Alte avantaje sunt *garanția mică* și *masa redusă* ale traductorului rotativ.

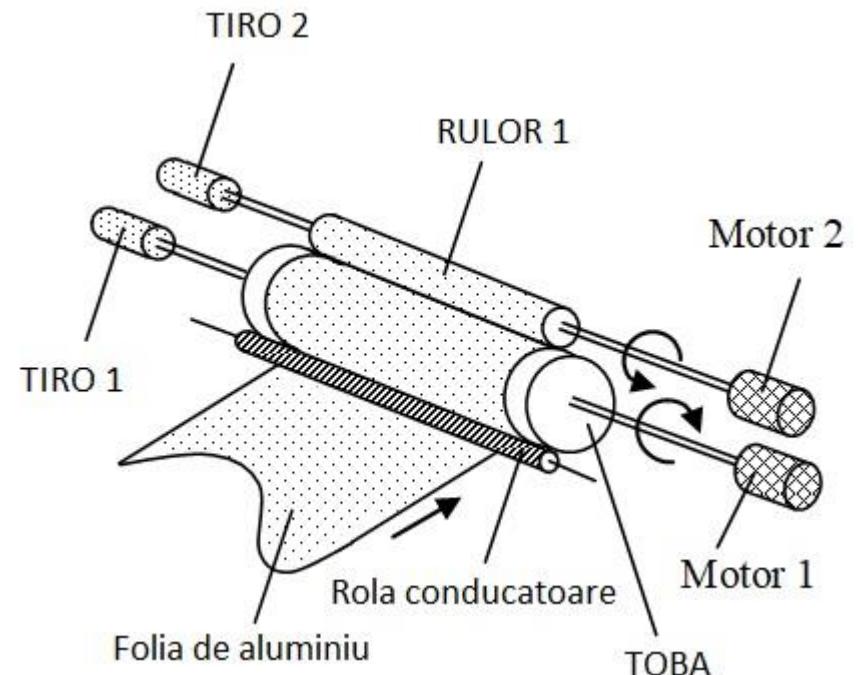
## **2. Sistem intelligent pentru monitorizarea procesului tehnologic de rebobinare a foliei de aluminiu**

### **2.1. Mașina pentru ajustat folia de aluminiu**

- Folia de aluminiu (Al), rezultată în urma procesului de laminare la rece, este rebobinată pe baloți (rulori) care au parametri ceruți de beneficiari.

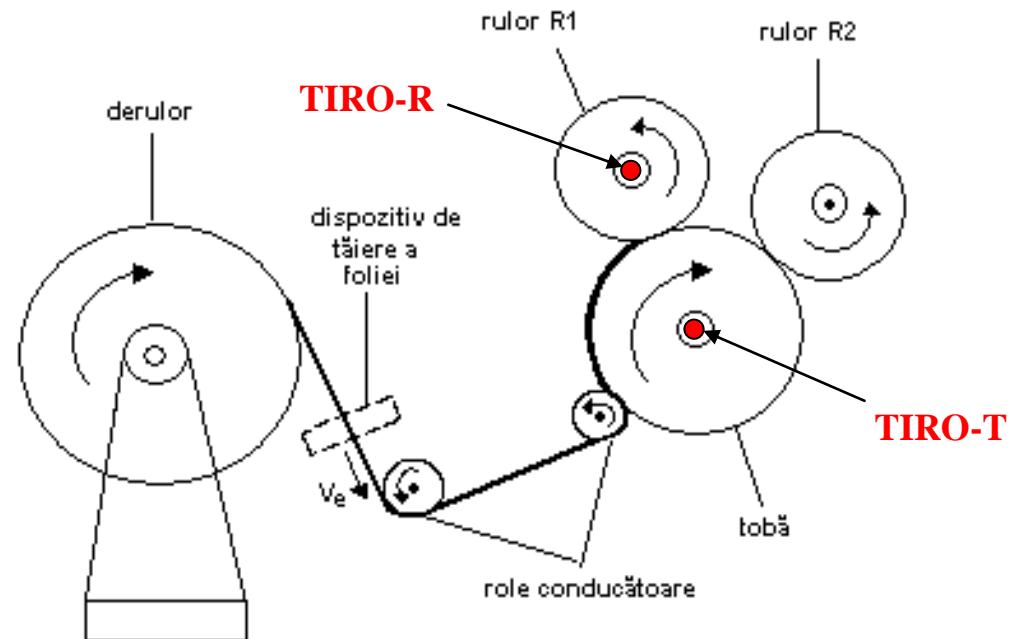
- Unui rulor i se impun unul sau doi dintre parametrii următori:

- *L - lungimea foliei de Al înfășurate pe rulor;*
- *M - masa foliei de Al înfășurate pe rulor;*
- *D - diametrul exterior al rulorului.*



*Procesul tehnologic de finisare a foliei de Al* (tăiere la lățimea impusă și rebobinare în rulori cu parametrii impuși) este realizat pe *mașina de ajustat folia de Al* (figura 6).

- Dacă pe derulor folia este dublă, atunci vor rezulta doi rulori (R1 și R2) identici.
- Pentru antrenarea tobei și rulorului R1 se folosesc 2 motoare de curent continuu, astfel încât *cele 2 role în contact (toba și rulorul R1) au aceeași viteză tangențială*:  $v_t = v_r$ .
- *Toba are circumferința de 1000mm.*
- În timpul procesului de rebobinare, *între tobă și folie nu există alunecare*, iar *folia este perfect întinsă* (nu se încrătește).
- *Straturile succese de folie sunt în contact perfect pe fiecare rulor.*
- Diametrul minim al dormului (axul pe care se rebobinează folia) este de 74mm.



**Figura 6.** Mașina pentru ajustat folia de aluminiu

## **2.2. Cerințele impuse sistemului de măsurare**

Se impune realizarea unui sistem de măsurare care să îndeplinească următoarele cerințe:

- a) *să asigure măsurarea parametrilor L, M și D ai rulorului, cu preciziile de măsurare impuse;*
- b) *măsurarea să fie dinamică* (să se realizeze în timpul procesului tehnologic, fără să-l afecteze);
- c) *soluția (hard și soft) adoptată să fie versată* (să permită introducerea unor parametri înaintea fiecărui proces de măsurare și modificarea unor constante tehnologice).

Domeniile de valori pentru mărimile prescrise sau măsurate și preciziile de măsurare asigurate, respectiv impuse sunt date în tabelul 1.

**Tabelul 1**

Nr. crt.	Parametrul	Unitate a de măsură	Valoarea minimă	Valoarea maximă	Eroarea maximă admisă
1	Lungimea (L)	m	10	10000	$\pm 5\%$
2	Diametrul exterior (D)	mm	80	600	$\pm 5\text{mm}$
3	Lățimea (l)	l=30...100	mm	30	$\pm(0.2...0.4)\text{mm}$
		l=100...1000			$\pm(0.5...0.9)\text{mm}$
		0		1200	$\pm 1\text{mm}$
		l=1000...1200			
4	Masa (M)	kg	1	600	$\pm 5\%$
5	Grosimea (g)	$\mu\text{m}$	11	300	$\pm 5\%$

### **2.3. Principiul metodei de măsurare**

- Se propune un *sistem de măsurare care presupune 2 traductoare numerice incrementale rotative*, montate pe axul tobei (traductorul TIRO-T), respectiv pe axul rularului R1 (traductorul TIRO-R).
- *Pe durata unei rotații complete a discului incremental, un traductor oferă 1000 de impulsuri A, rezultate din citirea pistei principale.*
- *La fiecare rotație completă a discului, traductorul furnizează un impuls de nul, rezultat din citirea pistei de nul.*
- *De la TIRO-T se folosesc impulsurile A<sub>T</sub>, iar de la TIRO-R se folosesc impulsurile N<sub>R</sub>.*
- *Metoda de măsurare propusă se bazează pe*
  - inexistența alunecării foliei pe tobă,
  - egalitatea vitezelor tangențiale ale tobei și rularului R1,
  - cunoașterea valorii exacte a circumferinței tobei (1000mm),
  - inexistența unor pelicule de aer între straturile succesive de folie de pe rular,
  - întinderea perfectă a foliei rebobinate (inexistența încrățiturilor).

#### ***Măsurarea lungimii foliei (L)***

Contorizând N<sub>L</sub> impulsuri A<sub>T</sub>, se obține L[mm]=N<sub>L</sub>, întrucât un impuls corespunde unei lungimi de folie rebobinată de 1mm.

#### ***Măsurarea masei foliei (M)***

Relația de calcul pentru masa foliei este  $M[\text{kg}] = L[\text{m}] \cdot l[\text{m}] \cdot g[\text{m}] \cdot \rho_{\text{Al}}[\text{kg}/\text{m}^3]$ .

- S-au notat cu  $l$  și  $g$  lățimea, respectiv grosimea foliei.
- Densitatea aluminiului este o constantă înscrisă în memoria nevolatilă a sistemului ( $\rho_{\text{Al}}=2.7 \cdot 10^3 \text{ kg}/\text{m}^3$ ).
- Lățimea foliei de aluminiu și grosimea acesteia sunt mărimi pe care le înscrise operatorul înaintea fiecărui nou proces de rebobinare ( $l$  și  $g$  sunt constante caracteristice rularului).

Sistemul de măsurare oferă operatorului posibilitatea înscrerii celor două constante, cu precizia impusă.

#### ***Măsurarea diametrului exterior al rularului (D)***

- Prin contorizarea a  $\Delta N_L$  impulsuri A<sub>T</sub>, în intervalul de timp dintre două impulsuri N<sub>R</sub> consecutive, se măsoară lungimea foliei rebobinate în acel interval de timp, lungime care reprezintă tocmai circumferința rularului.
- Diametrul exterior al rularului se calculează cu relația  $D [\text{mm}] = \Delta N_L / \pi$ , iar  $\pi$  este a doua constantă înscrisă în memoria nevolatilă a sistemului.

### Observații

- a) *Lungimea, masa și diametrul sunt mărimi măsurate cvasicontinuu* de acest sistem.  
Masa se măsoară la fiecare modificare a valorii lungimii.
- b) *Numărul maxim de digiți afișați la măsurarea fiecărui parametru* se stabilește în funcție de valoarea maximă măsurată și eroarea maximă admisă pentru mărimea respectivă (Tabelul 1).  
Astfel au rezultat
- 5 digiți pentru L (lungimea este afișată cu precizie de zecimi de metru),
  - 5 digiți pentru M (masa fiind afișată cu precizie de sutimi de kg) și
  - 3 digiți pentru D (diametrul este afișat cu precizie de mm).

### Concluzii

- Pentru măsurarea lungimii L este suficientă simpla contorizare a impulsurilor  $A_T$ , în timp ce măsurarea parametrilor M sau D necesită realizarea unor calcule matematice (înmulțiri, împărțiri), memorarea unor constante ( $\pi$ ,  $\rho_{Al}$ ) și prescrierea unor mărimi (l, g).
- Sistemul care implementează această metodă de măsurare trebuie să fie intelligent (cu microprocesor, microcontroler sau calculator) și să prezinte facilități de prescriere.

## 2.4. Structura sistemului de măsurare

Sistemul care implementează metoda de măsurare prezentată anterior are structura din figura 7.

Elementele sistemului de măsurare sunt :

- traductorul numeric incremental TIRO-T (montat pe axul tobei), de la care sunt preluate impulsurile  $A_T$ , provenite de la o pistă principală ;
- traductorul numeric incremental TIRO-R (montat pe axul rulorului 1), de la care sunt preluate impulsurile  $N_R$ , provenite de la pistă de nul ;
- interfața cu microcontroler (UCV-02), care se interpune între traductoare și calculator, rolul acesteia fiind
  - procesarea primară a impulsurilor primite de la TIRO T și TIRO R,
  - asigurarea tensiunii continue de alimentare pentru fiecare traductor ;
- calculatorul (compatibil IBM-PC AT), care realizează procesarea finală a datelor și asigură interfață cu utilizatorul ; de la tastatură se introduc cele 2 mărimi prescrise (lățimea  $l$  și grosimea  $g$ ) și sunt afișate permanent (pe monitor) mărimile măsurate ( $L$ ,  $M$  și  $D$ ) ;

- adaptorul RS-232, care convertește semnalele de la ieșirea interfeței UCV-02 în semnale compatibile cu intrările sistemului de calcul.

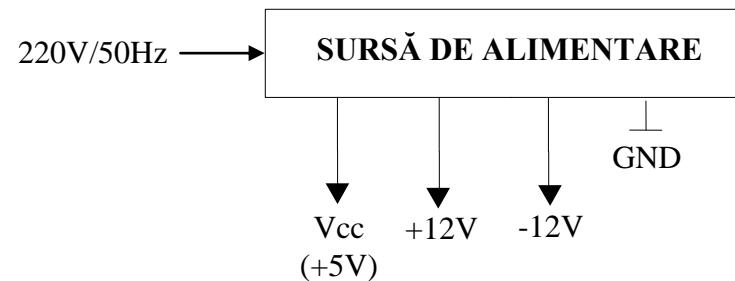
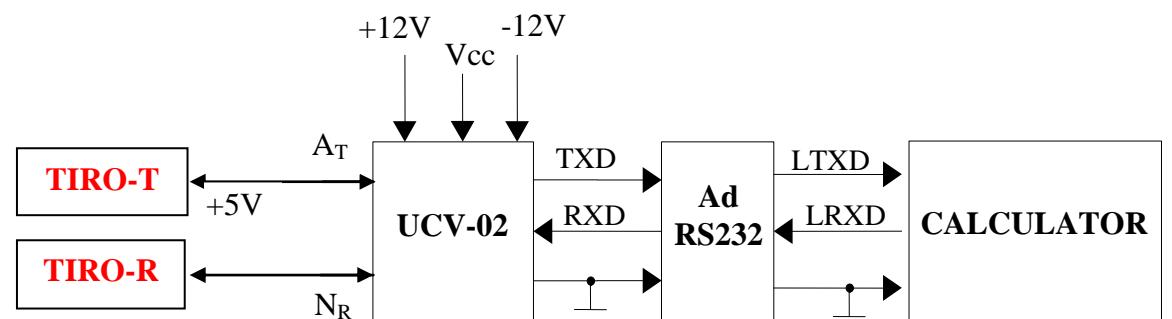
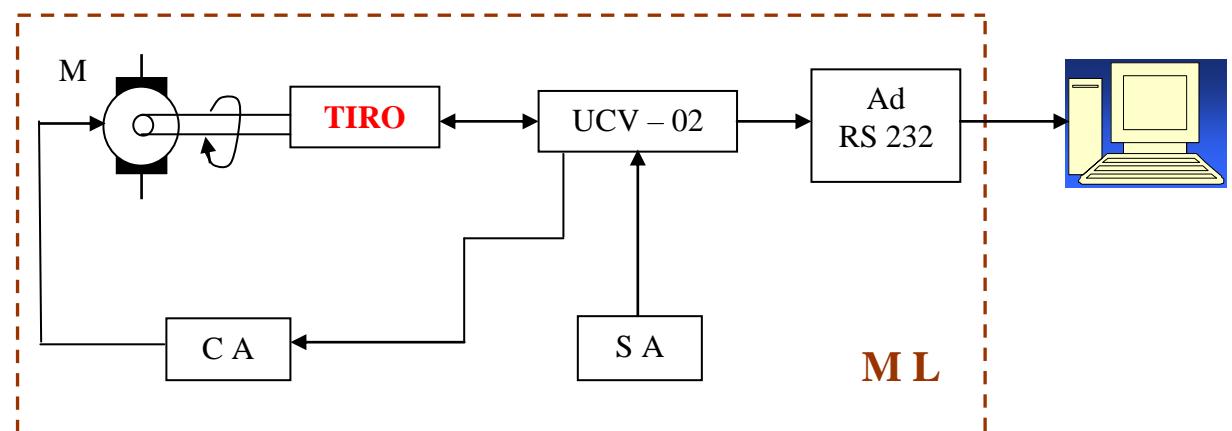


Figura 7. Structura sistemului de măsurare

### **3. Sistem experimental pentru studierea și utilizarea traductorului numeric incremental rotativ**

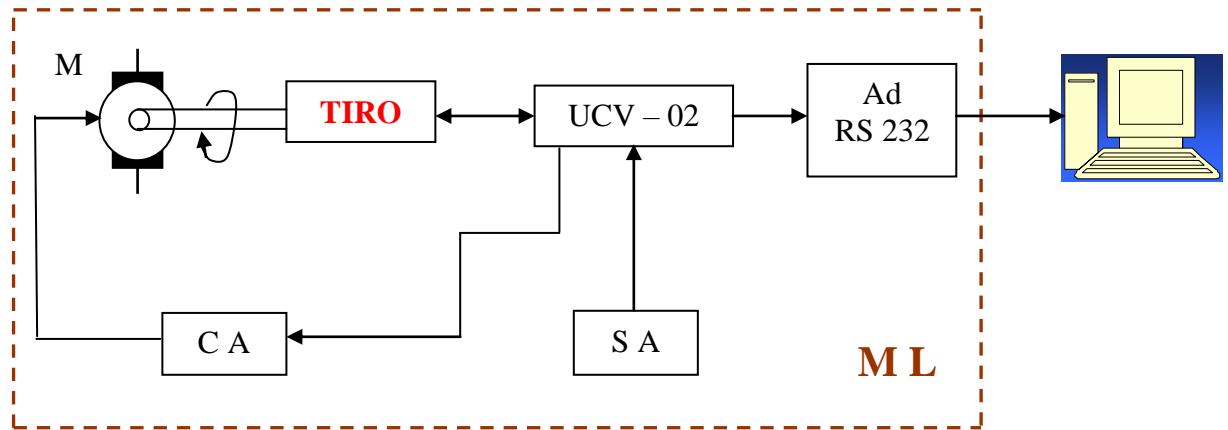
#### **3.1. Structura și rolul sistemului experimental**

- Sistemul experimental
  - permite evidențierea modalităților de utilizare a unui traductor numeric incremental rotativ și
  - simulează o aplicație industrială a acestor traductoare.
- Schema de principiu a sistemului experimental este cea din figura 8 și constă într-o machetă ML cuplată la un calculator compatibil IBM PC.
  - Acest sistem experimental folosește un traductor numeric incremental rotativ SUMTAK LBL-007-1000, notat **TIRO** în figura 8.
  - Traductorul furnizează  $P_{A\max}=1000$  de impulsuri A sau B, compatibile TTL, la o rotație completă și se alimentează cu o tensiune continuă stabilizată de +5V.
  - Axul traductorului este rotit de un motor de curent continuu (M), comandat de interfața intelligentă UCV-02, prin intermediul circuitului de acționare CA. Axul traductorului are o turație mică (aproximativ 3 rotații pe oră), asigurată folosind un reductor de turație.
- Interfața UCV-02 este organizată în jurul unui microcontroler.
- Resursele hardware ale interfeței UCV-02 permit
  - generarea unor semnale de comandă numerice sau analogice (pentru controlul mișcării axului, pentru alimentarea senzorului cu o tensiune riguros constantă etc.);
  - achiziția mai multor semnale analogice sau numerice, necesare pentru calcularea unor variabile de mișcare (deplasarea, turația, sensul) sau parametri tehnologici.



**Figura 8.** Schema de principiu a sistemului experimental

- Resursele software ale interfeței permit
  - conectarea traductorului numeric incremental rotativ la calculator,
  - îmbunătățirea rezoluției măsurării deplasării,
  - calcularea unor variabile de mișcare.
- Interfața este conectată serial la un calculator compatibil IBM-PC, care
  - realizează procesarea finală a datelor,
  - afișează variabilele de mișcare măsurate și parametrii calculați,
  - asigură un dialog comod cu utilizatorul sistemului experimental.
- Modulele de program de la nivelul interfeței, respectiv calculatorului, permit studierea traductorului și aplicației acestuia.
- Modulele de program de la nivelul interfeței sunt scrise în limbaj de asamblare și C pentru microcontroler.
- Fiecare modul de program implementează o funcție elementară:
  - dialogul serial cu calculatorul,
  - controlul sistemului mecanic,
  - achiziția semnalelor analogice și digitale etc.



**Figura 8.** Schema de principiu a sistemului experimental

- Adaptorul RS-232 realizează interfața electrică între ieșirile de comunicație serială ale microcontrolerului (semnale TTL) și linia serială RS 232 a echipamentului de calcul (COM1 sau COM2 ..., cu nivelurile logice  $\pm 12V$ ).
- Tensiunile continue de alimentare (pentru blocurile electronice de pe machetă) sunt asigurate de o sursă de tensiune continuă în comutație, care se alimentează la 220V/50Hz și oferă la ieșire +5V/1A, +12V/0,4A și -12V/0,4A.

Sistemul experimental realizat este prezentat în figura 9.

Sistemul experimental pentru studierea și utilizarea traductorului numeric incremental rotativ permite :

a) studierea unor metode pentru

- măsurarea deplasării unghiulare,
- măsurarea turației,
- identificarea sensului mișcării,
- îmbunătățirea soft a rezoluției măsurării

pe baza semnalelor generate de un traductor numeric incremental rotativ;

b) înțelegerea proiectării și funcționării unui sistem intelligent pentru măsurarea unor parametri tehnologici, sistem care procesează semnalele furnizate de două traductoare numerice incrementale rotative.



Figura 9

### 3.2. Proiectarea software

- Programul principal, de la nivelul microcontrolerului, citește în mod ritmic (după fiecare  $115\mu s$ ) nivelurile logice ale semnalelor  $A$  și  $B$ , furnizate de traductor.
- Pentru determinarea deplasării, îmbunătățirea rezoluției măsurării și identificarea sensului mișcării se detectează fiecare front (pozitiv sau negativ) al impulsurilor  $A$  și  $B$ , corelat cu nivelul celuilalt semnal.
- Algoritmul folosit este prezentat mai jos și se bazează pe evoluția în timp a semnalelor  $A$  și  $B$ , ale căror niveluri logice s-au notat cu  $a$  și  $b$  înaintea apariției unui front, respectiv  $a^*$  și  $b^*$  - după apariția frontului (tabelul 2).

**Tabelul 2**

Sens pozitiv		Sens negativ	
Nivelurile logice înaintea unui nou front	Nivelurile logice după un nou front	Nivelurile logice înaintea unui nou front	Nivelurile logice după un nou front
<b>a</b>	<b>b</b>	<b>a*</b>	<b>b*</b>
0	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	1
0	1	0	0

**Tabelul 3**

c	d	$c \oplus d$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

1. Rutina pentru detectarea sensului de deplasare păstrează, în variabilele  $X$  și  $Y$ , nivelurile logice curente ( $a^*, b^*$ ) și cele anterioare ( $a, b$ ) ale celor două semnale  $A$  și  $B$ . Astfel,  $X=a^*b^*$ ,  $Y=ab$ .
2. Pentru a detecta apariția unui front (pozitiv sau negativ), rutina efectuează o operație logică XOR între cele 2 variabile  $X$  și  $Y$ . Un rezultat diferit de zero indică faptul că una dintre intrări și-a schimbat nivelul logic față de ultima citire, deci s-a detectat un front.

#### Observație

Operația XOR între variabilele  $c$  și  $d$  este dată de relația  $c \oplus d = c \cdot \bar{d} + \bar{c} \cdot d$  și de tabelul 3.

3. Pentru determinarea sensului curent de deplasare, se procedează astfel:

- Se întocmește un tabel care conține cele 16 cuvinte binare diferite care se pot forma cu nivelurile logice a, b, a\*, b\*. Fiecare cuvânt i se asociază o poziție P, care apare în penultima linie a tabelului 5.
- În funcție de evoluția în timp a semnalelor A și B, pentru cele două sensuri de deplasare (pozitiv, respectiv negativ), se stabilește o corespondență între poziția P și sensul deplasării; acesta din urmă este codificat printr-un număr S ale cărui valori sunt 0, 1 sau 2:  
0 - indică sensul negativ de deplasare,  
1 - indică sensul pozitiv de deplasare,  
2 - indică o stare nedeterminată (nu avem doar un front detectat sau măcar unul).

4. În funcție de sensul (pozitiv sau negativ) de deplasare detectat, se efectuează o incrementare, respectiv o decrementare a numărului de fronturi contorizate (acest număr este echivalentul deplasării totale efectuate).
5. Pentru a realiza o “filtrare” a sensului de deplasare determinat, se memorează, într-o variabilă, ultimele 4 valori aferente sensului. În funcție de acestea se decide sensul pozitiv sau negativ de deplasare sau absența mișcării.

**Tabelul 5**

<i>a</i>	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
<i>b</i>	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
<i>a*</i>	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1
<i>b*</i>	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
<i>P</i>	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
<i>S</i>	2	0	1	2	1	2	2	0	0	2	2	1	2	1	0	2

6. Pentru ***estimarea vitezei*** se folosește algoritmul de mai jos.

- Într-un interval de timp fix, stabilit arbitrar la 1s (1000ms), se contorizează numărul  $N_t$  de fronturi detectate, acesta fiind echivalentul unei anumite turații a axului traductorului.
- Întrucât la o rotație completă a axului (pentru același sens de mișcare) se contorizează 4000 de fronturi, fiecare front corespunde realizării unei deplasări de  $\frac{1}{4000}$  dintr-o rotație. Contorizând  $N_t$  fronturi într-o secundă, rezultă turația

$$n[\text{rot/s}] = \frac{N_t}{4000}, \quad \text{respectiv} \quad n[\text{rot/min}] = 60 \frac{N_t}{4000} = N_t \cdot n_0 [\text{rot/min}], \quad \text{unde} \quad n_0 = 0,015 \text{rot/min} \quad \text{este incrementul de turație.}$$

### **3.3. Modalități de utilizare a traductorului numeric incremental rotativ**

- Programul permite evidențierea mai multor modalități de utilizare a traductorului numeric incremental rotativ:
  - a) măsurarea deplasării, cu rezoluția 0,09 grade;
  - b) identificarea sensului de mișcare;
  - c) măsurarea turăției, cu rezoluția 0,015rot/min.
- Deplasarea unghiulară  $\theta$  (mărime fără semn) se obține prin contorizarea fronturilor pozitive și negative ale semnalelor A și B (generate de traductor) și înmulțirea numărului rezultat cu rezoluția măsurării ( $\frac{360}{4000} = 0,09\text{grade}$  ).  
Indiferent de sensul mișcării axului, programul afișează deplasarea unghiulară efectuată începând din momentul inițial.
- Pentru identificarea sensului de mișcare, la apariția unui front (pozitiv sau negativ) al semnalului A se citește și nivelul semnalului B, iar la apariția fiecărui front (pozitiv sau negativ) al semnalului B se citește și nivelul semnalului A.  
Dacă mișcarea este uniformă, se consideră că
  - deplasarea este în sens pozitiv dacă A este defazat înaintea lui B cu un sfert de perioadă,
  - deplasarea este în sens negativ dacă B este defazat înaintea lui A cu un sfert de perioadă.
- Traductorul numeric incremental rotativ poate fi folosit și ca traductor de turație. Pentru determinarea turăției medii a axului, se consideră intervale de timp  $\Delta T=1\text{s}$ , în care nu se schimbă sensul mișcării și se contorizează N fronturi pozitive și negative ale semnalelor A și B. Turația n[rot/min] se calculează cu relația (3.1).

La intrarea în programul principal apar 2 opțiuni (figura 10):

- A) Modalități de utilizare ,
- B) Aplicație .

Etapele de lucru, pentru studierea modalităților de utilizare a traductorului, sunt prezentate în continuare.



Figura 10

1. La intrarea în programul principal, se selectează opțiunea “*Modalitati de utilizare*”.
2. Pe ecran apar afişate câmpurile “*Motor*” și “*Marimi masurate*” și o reprezentare a traectoriei circulare, cu marcarea originii (figura 11).

La prima intrare în câmpul “*Marimi masurate*”, valorile măsurate sunt nule și este activat sensul pozitiv de rotație a axului motorului, iar la “*Sensul deplasarii*” este afișat semnul +.

Pentru începerea procesului de măsurare, se alege sensul dorit în câmpul “*Motor*” și apoi se activează butonul “*Pornit*” din același câmp.

Axul și vectorul asociat acestuia se vor deplasa în sensul ales, începând din origine.

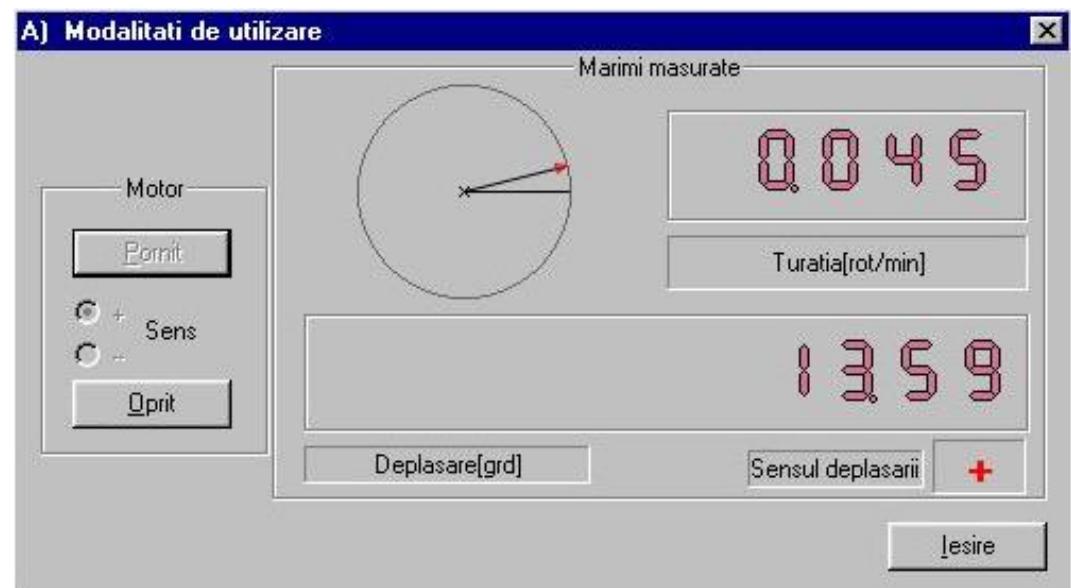


Figura 11

3. În câmpul “*Marimi măsurate*” apar afişate (fig. 11):
- ◆ deplasarea unghiulară, exprimată în grade, cu 2 dígi după virgulă;
  - ◆ turaþia medie, exprimată în rot/min, cu 3 dígi după virgulă ;
  - ◆ sensul deplasării unghiulare, identificat prin semnul afişat la “*Sensul deplasării*”.

Pe durata măsurătorilor, vectorul afişat pe ecran are poziþia, sensul deplasării și turaþia axului (figura 11).

4. Se opreþte motorul (activând butonul “*Oprit*” din câmpul “*Motor*”) și se observă memorarea ultimei valori măsurate a deplasării unghiulare.

În aceste condiþii, turaþia afişată este nulă, se afisează sensul deplasării anteroioare și vectorul rămâne în ultima sa poziþie pe ecran.

5. Cât timp motorul este oprit, sensul de miþcare a axului se poate schimba de la cele două butoane pentru “*Sens*”, din câmpul “*Motor*”.

La o nouă pornire a motorului, deplasarea și turaþia cresc din nou de la zero, se afisează sensul curent al deplasării și poziþia vectorului de pe ecran (figura 12).

6. Pentru revenirea în programul principal, se activează mai întâi butonul “*Oprit*”, din câmpul “*Motor*” și apoi butonul “*Iesire*”.

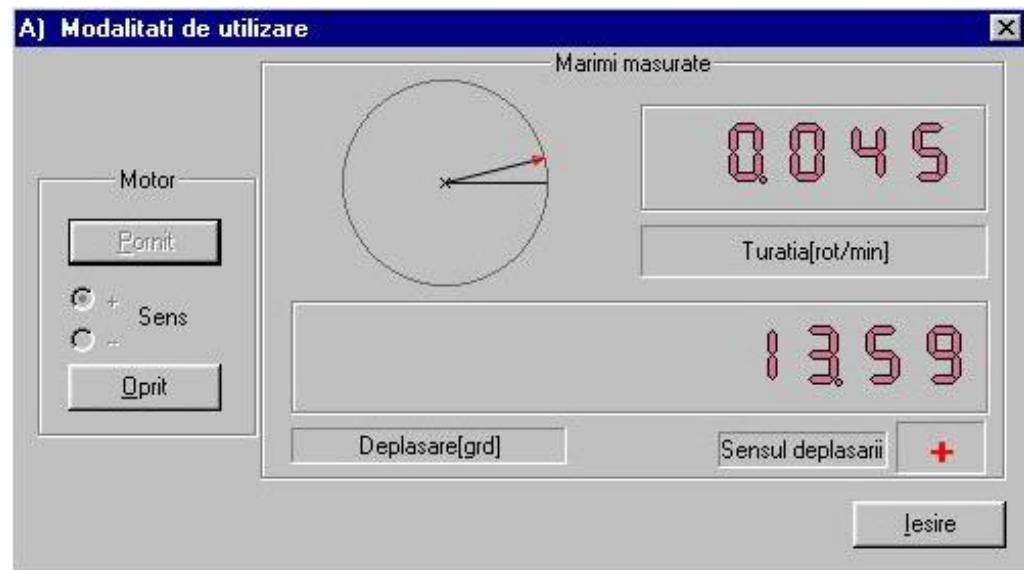


Figura 11



Figura 12

### **3.4. Aplicație a traductorului numeric incremental rotativ**

- Exemplul de aplicație a traductorului numeric incremental rotativ, prezentat mai sus, a fost adaptat astfel încât să poată fi simulată situația întâlnită în practică și prezentată la 2 (Sistem de măsurare a unor parametri tehnologici).
- Vor fi calculate și afișate numai lungimea și masa foliei de aluminiu, pe baza impulsurilor furnizate de TIRO-T (traductor notat cu **TIRO** în schema bloc a sistemului experimental).
- Înaintea demarării procesului de măsurare, se introduc lățimea ( $100\text{mm} < l < 1000\text{mm}$ ) și grosimea ( $10\mu\text{m} < g < 300\mu\text{m}$ ) foliei reboбинate.
- Se știe că o rotație completă a axului corespunde rebobinării a  $1000\text{mm}$  de folie. Ca urmare, parametrii  $L$  și  $M$  se calculează cu relațiile

$$L[\text{mm}] = 0,25 \cdot N_L,$$

$$M[\text{kg}] = L[\text{mm}] \cdot l[\text{mm}] \cdot g[\mu\text{m}] \cdot 2700[\text{kg/m}^3] \cdot 10^{-12},$$

unde  $N_L$  este numărul fronturilor pozitive și negative contorizate, ale semnalelor  $A$  și  $B$ .

Rezoluția măsurării și afișării lungimii este  $0,25\text{mm}$ , întrucât  $N_L$  este un număr întreg.

Rezoluția măsurării și afișării masei depinde de valorile introduce pentru  $l$  și  $g$ . De exemplu,

- pentru  $l = 1000\text{mm}$  și  $g = 300\mu\text{m}$ , rezoluția este  $0,2\text{g}$ ;
- pentru  $l = 500\text{mm}$  și  $g = 300\mu\text{m}$ , rezoluția este  $0,1\text{g}$ .

Pentru studierea aplicației, trebuie parcursi, în ordine, pașii de mai jos.

1. La intrarea în program, se selectează opțiunea “Aplicație” și apare fereastra din figura 13, cu câmpurile “Motor”, “Valori prescrise”, “Valori Masurate”.

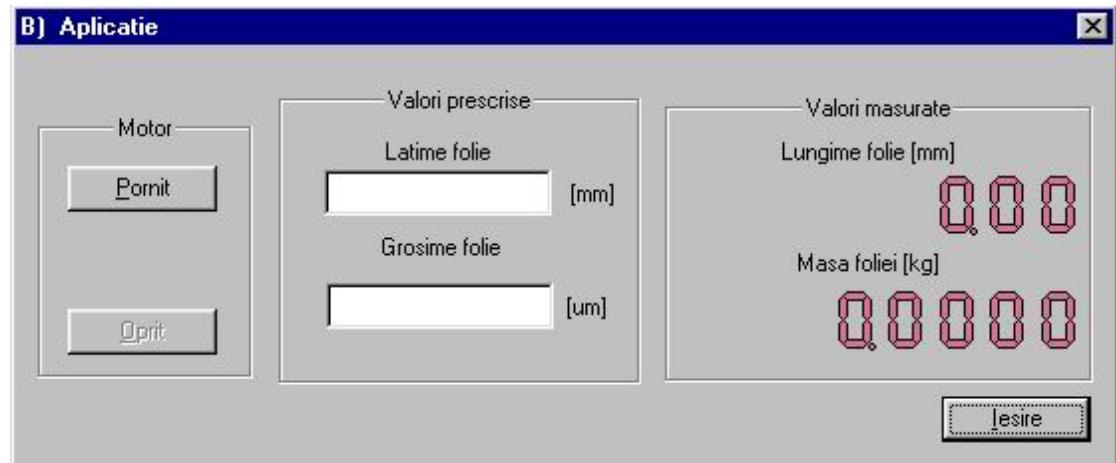


Figura 13

2. Se prescrie lățimea foliei [în mm] și grosimea foliei [în  $\mu\text{m}$ ] introducând, în căsuțele de editare respective, un număr între 100 și 1000 - pentru lățime, respectiv între 10 și 300 - pentru grosime (figura 14).

Dacă nu se respectă aceste domenii de valori nu se trece la etapa următoare.

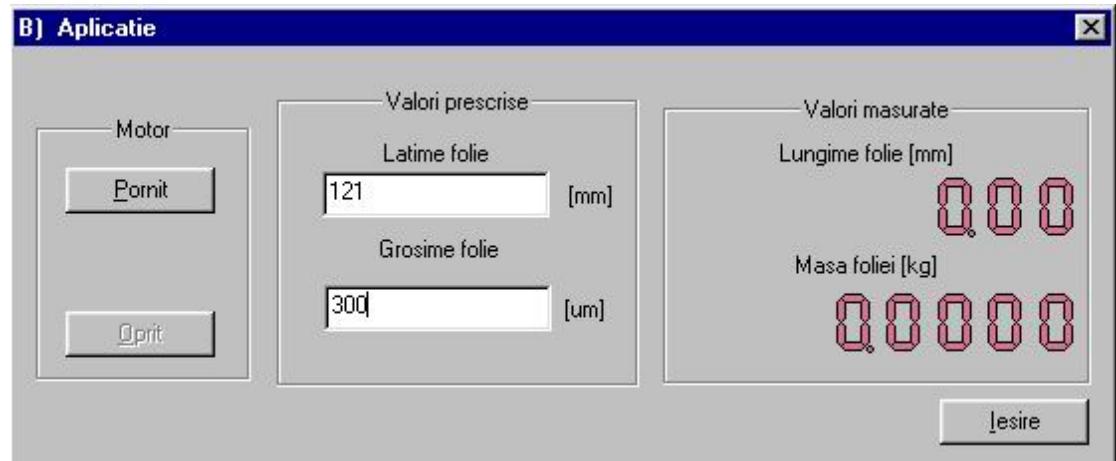
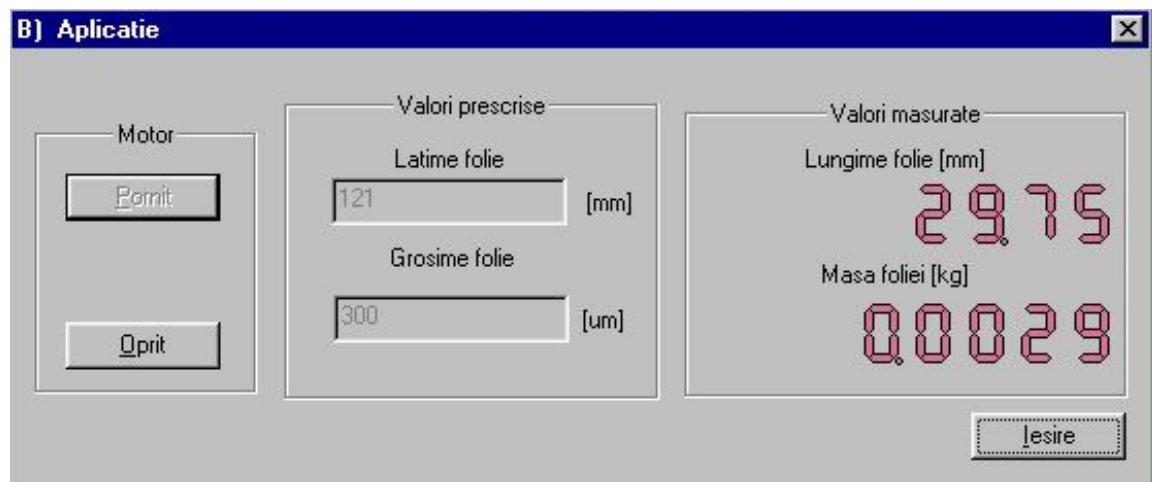


Figura 14

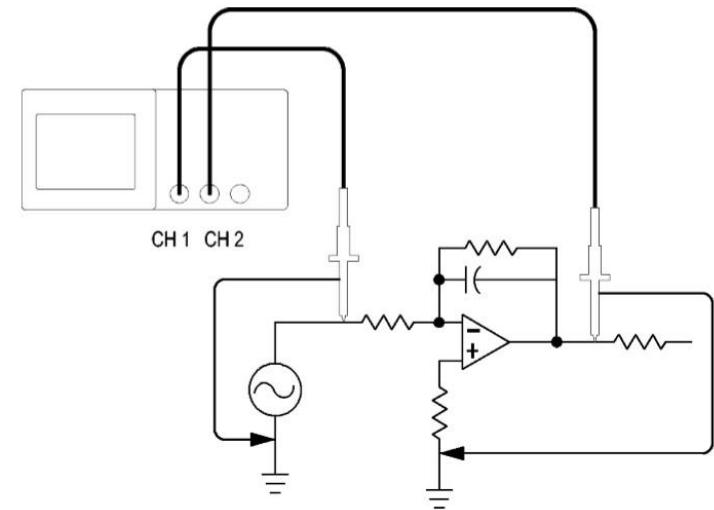
- Se pornește motorul activând butonul “*Pornit*”. Axul se deplasează numai în sens pozitiv. Începând din acel moment, în câmpul “*Valori măsurate*”, în căsuțele de editare “*Lungime folie*” și “*Masă folie*”, apar afișate cele două mărimi măsurate (figura 15). De menționat că orice comandă de pornire a motorului devine activă numai dacă există deja introduse valorile pentru lățime și grosime.
- Procesul de măsurare poate fi întrerupt (prin activarea butonului “*Oprit*” din câmpul “*Motor*”) și apoi reluat (prin activarea butonului “*Pornit*” din același câmp). Pe durata întreruperii mișcării, se pune în evidență posibilitatea memorării valorilor măsurate.
- Pentru revenirea în programul principal, se activează mai întâi butonul “*Oprit*” din câmpul “*Motor*” și apoi butonul “*Ieșire*”.



**Figura 15**

## Sonde de măsurare pentru osciloscoape

- Tensiunea  $u_y(t)$ , care trebuie vizualizată, se transmite la intrarea CH1 sau CH2 a osciloscopului prin intermediul unei sonde de măsurare, care poate fi
- **pasivă** (capul de măsurare conține rezistențe și condensatoare) sau
  - **activă** (capul de măsurare conține și dispozitive semiconductoare active, respectiv FET-uri).
- Majoritatea sondelor sunt *pasive, de tensiune*.
- Sondele de măsurare pot fi
- **unitare** (x1) - când raportul ieșire/intrare este 1:1, respectiv
  - **atenuatoare** (x10 sau x100) – când raportul ieșire/intrare sau **factorul de divizare** este 1:10 sau 1:100.
- **O sondă pasivă de tensiune** este constituită dintr-un *cablu coaxial* la ale cărui capete sunt prevăzute
- o **mufă BNC** – spre osciloscop, respectiv
  - **capul de măsurare** – spre punctul din care se preia semnalul.



## A) Sonda (pasivă) unitară

Poate fi modelată prin capacitatea  $C_c = 30 \dots 80 \text{ pF}$  a cablului coaxial, ca în fig. 1.

*Circuitul echivalent al ansamblului sondă+osciloscop* este reprezentat în fig. 1.

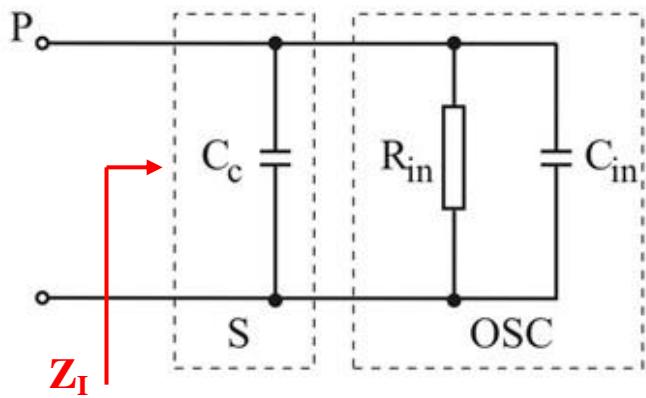


Fig. 1

- Sondele 1:1 nu sunt recomandate când capacitatea de sarcină în punctul de măsurare nu trebuie să depășească 100pF.

- *Impedanța de intrare a ansamblului* sondă unitară + osciloscop, văzută în punctul de măsurare P, este

$$Z_I = R_{in} // \frac{1}{j\omega(C_{in} + C_c)} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega R_{in}(C_{in} + C_c)}.$$

- S-au notat cu  $R_{in}$  și  $C_{in}$  rezistența de intrare, respectiv capacitatea de intrare ale osciloscopului, la borna de intrare CH1 sau CH2.
- Valorile frecvențe întâlnite la osciloscoape sunt  $R_{in}=1\text{M}\Omega$  și  $C_{in}=10\dots50\text{pF}$ .
- *Capacitatea de intrare a ansamblului* este  $C_I = C_{in} + C_c$  și poate depăși 100pF.
- *Rezistența de intrare a ansamblului* este  $R_I = R_{in} = 1\text{M}\Omega$ .

## B) Sonda (pasivă) atenuatoare

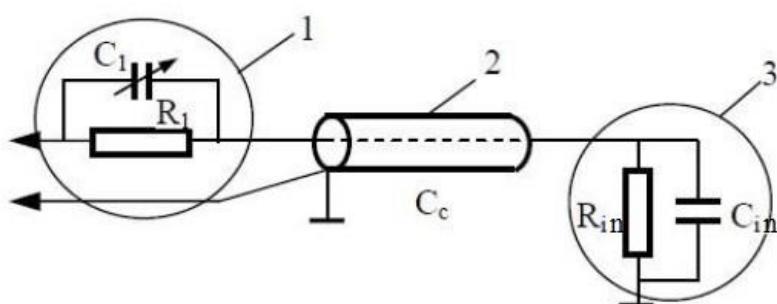


Fig.2

Reprezentarea ansamblului sondă pasivă atenuatoare de tensiune + osciloscop este cea din fig.2:

- 1 – capul de măsurare al unei sonde cu atenuare,
- 2 – cablul coaxial,
- 3 – osciloscopul, reprezentat prin impedanță sa de intrare.

*Circuitul echivalent al ansamblului sondă + osciloscop* devine cel din fig. 3 și constituie un *atenuator compensat în frecvență*. În corpul capului de măsurare CM există un condensator cu capacitate variabilă ( $C_1$ ) conectat în paralel cu un rezistor cu rezistență fixă ( $R_1$ ).

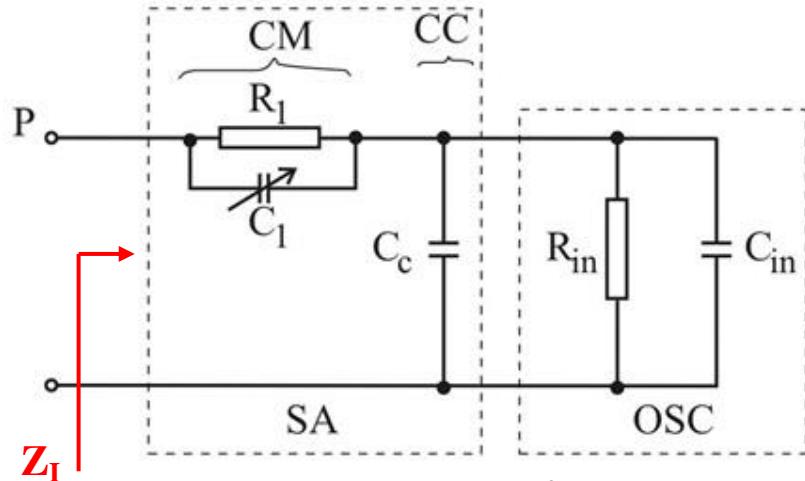


Fig. 3

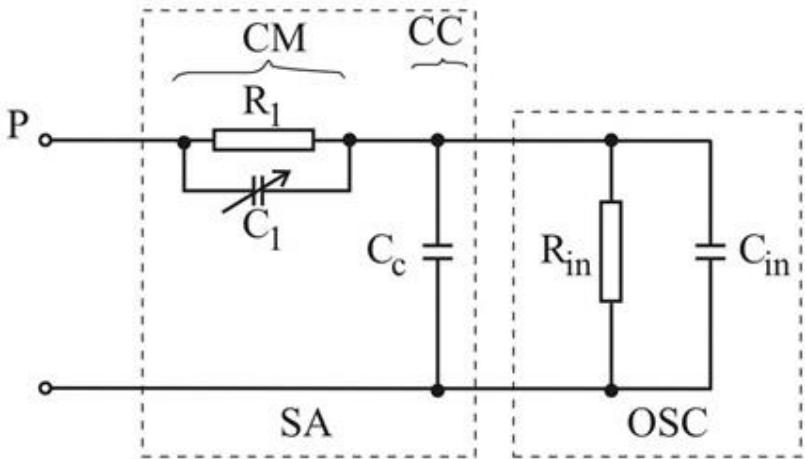
- *Factorul de atenuare (divizare) în c.c.,  $K_{Acc}$ , are expresia*
$$K_{Acc} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_1}.$$
- Pentru  $R_{in}=1M\Omega$ , dacă se alege  $R_1=9M\Omega$  rezultă  $K_{Acc}=1/10$ . La majoritatea sondelor cu atenuare, factorul de atenuare are această valoare.
- *Factorul de atenuare (divizare) în c.a.,  $K_{Aca}$ , are expresia*

$$K_{Aca} = \frac{R_{in} // \frac{1}{j\omega(C_{in} + C_c)}}{\left( R_1 // \frac{1}{j\omega C_1} \right) + \left[ R_{in} // \frac{1}{j\omega(C_{in} + C_c)} \right]} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_{in}} \cdot \frac{1 + j\omega R_{in}(C_{in} + C_c)}{1 + j\omega R_1 C_1}}$$

- *Atenuatorul este compensat în frecvență când  $K_{Acc} = K_{Aca}$* , situație care apare dacă este îndeplinită condiția  $R_1 \cdot C_1 = R_{in}(C_{in} + C_c)$ .

În acest caz, valoarea capacității  $C_1$  este  $C_1 = \frac{R_{in}}{R_1}(C_{in} + C_c) = \frac{K_{Acc}}{1 - K_{Acc}}(C_{in} + C_c) \equiv K_{Acc}(C_{in} + C_c) = (C_{in} + C_c)/10$ .

- În punctul de măsurare P, impedanța de intrare a ansamblului sondă atenuatoare + osciloscop este  $Z_I = \left( R_1 // \frac{1}{j\omega C_1} \right) + \left[ R_{in} // \frac{1}{j\omega(C_{in} + C_c)} \right]$ , față de  $Z_I = R_{in} // \frac{1}{j\omega(C_{in} + C_c)}$  obținută folosind sonda unitară.
- *Rezistența de intrare  $R_I$  a ansamblului sondă cu atenuare + osciloscop* este  $R_I = R_1 + R_{in} = 10M\Omega$ , față de  $R_I = 1M\Omega$  la ansamblul sondă unitară + osciloscop.



- Capacitatea de intrare  $C_I$  a ansamblului sondă cu atenuare + osciloscop este

$$\frac{1}{C_I} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_c + C_{in}} .$$

Astfel,  $C_I$  se reduce substanțial prin folosirea sondei atenuatoare (comparativ cu situația utilizării sondei unitare, când  $C_I = C_{in} + C_c$ ).

### Exemplu

Dacă  $C_c = 30\text{pF}$ ,  $C_{in} = 40\text{pF}$  și  $K_{Acc} = 1/10$ , capacitatea de intrare percepătă în punctul  $P$  de măsurare este  $C_I \approx 7\text{pF}$ , adică de 10 ori mai mică decât  $C_I = 70\text{pF}$  (obținută folosind o sondă 1:1).

Prin reglarea capacității  $C_1$ , sonda se poate compensa (corect) în frecvență (fig. 4.c).

Sonda atenuatoare poate fi

- supracompenată (când  $C_1$  are o valoare prea mare și apare efectul derivator), ca în fig. 4.a ,
- subcompenată (când  $C_1$  are o valoare prea mică și apare efectul integrator), ca în fig. 4.b sau
- compensată (corect) în frecvență, ca în fig. 4.c.

În cazurile a si b, trenul de impulsuri dreptunghiulare (aplicat la intrare) apare deformat pe ecranul osciloscopului.

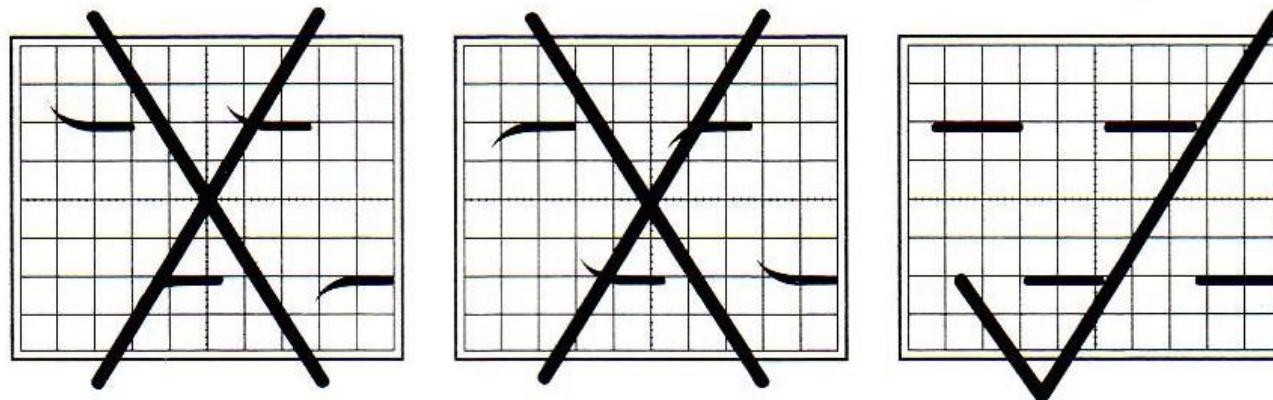


Fig. 4

a) Supracompenată

b) Subcompenată

c) Compensată în frecvență

#### Comparatie între sonda unitară și sonda cu atenuare

Parametrul	OSC + Sonda unitară	OSC + Sonda cu atenuare (1/10)
Rezistența de intrare, $R_I$	$1 \text{ M}\Omega$	$10 \text{ M}\Omega$
Capacitatea de intrare, $C_I$	$70 \text{ pF}$	$7 \text{ pF}$
Frecvența maximă de lucru	$15 \text{ MHz}$	$150 \text{ MHz}$
Timpul de creștere	$25 \text{ ns}$	$2,5 \text{ ns}$

Fiecare parametru din tabel are o valoare de 10 ori mai bună la sonda cu atenuare (1/10).

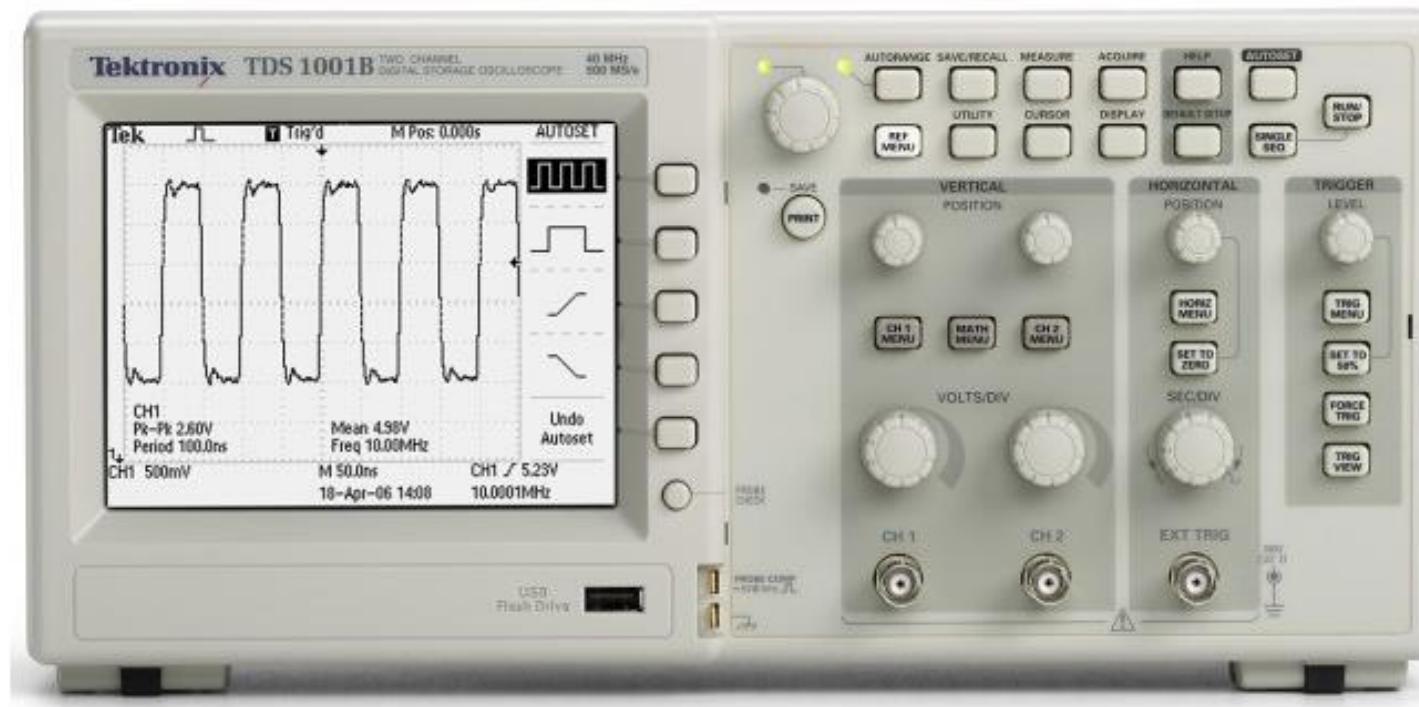


## OSCILOSCOPUL NUMERIC

- Osciloscopul numeric (OSC-N) a apărut din necesitatea de a include un osciloscop într-un sistem automat de măsurare, controlat de un calculator.
- OSC-N îmbină principiul de funcționare al osciloscopului analogic cu posibilitatea memorării numerice a imaginii și cu prelucrarea numerică (cu ajutorul unui microcalculator încorporat) a informației achiziționate. Majoritatea aparatelor actuale sunt cu 2 sau 4 canale, cu display monocrom sau color.

### 1. Structura internă

- OSC-N achiziționează, mai întâi, date despre semnalele de intrare, procesează apoi aceste date, iar în final, pe baza informațiilor memorate, reconstituie și afișează formele de undă respective.



- Schema de principiu a unui OSC-N cu n canale este cea din fig. 1.

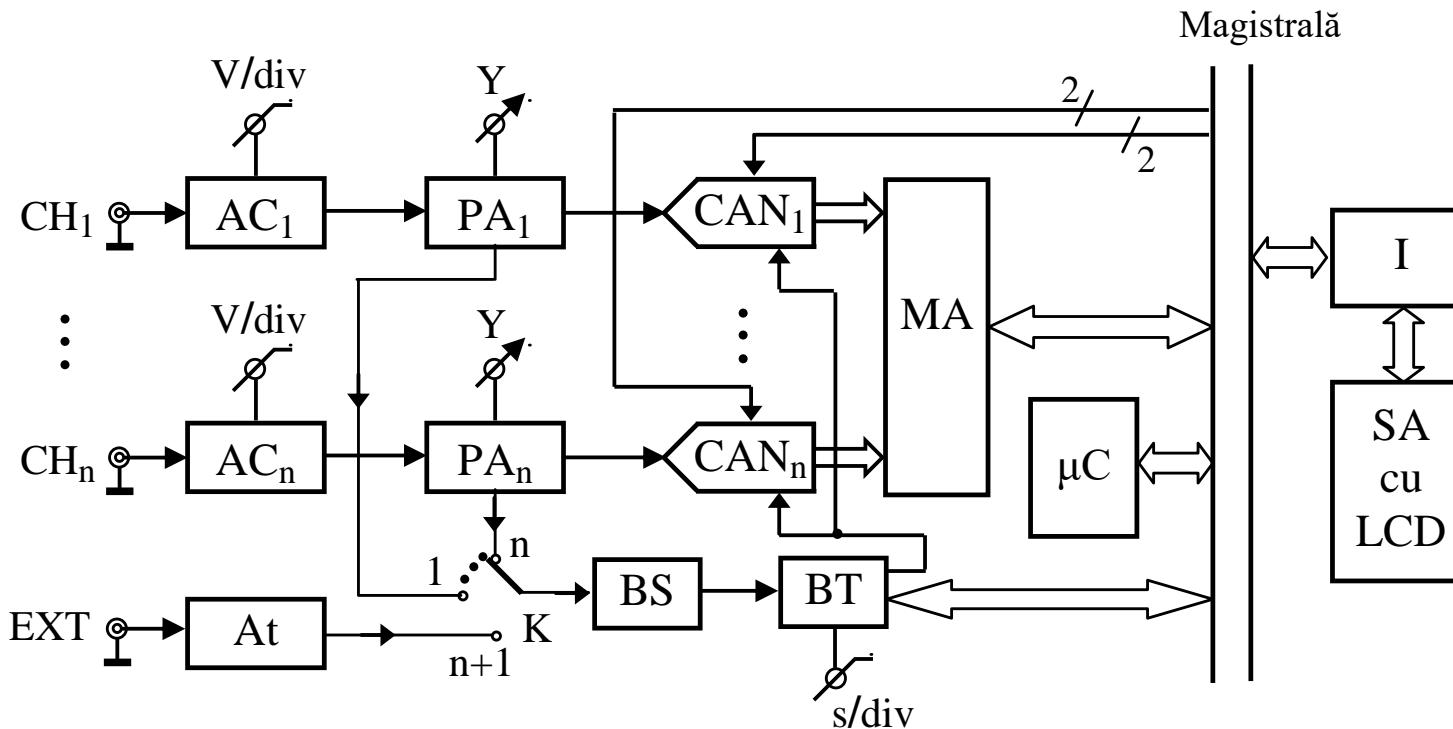
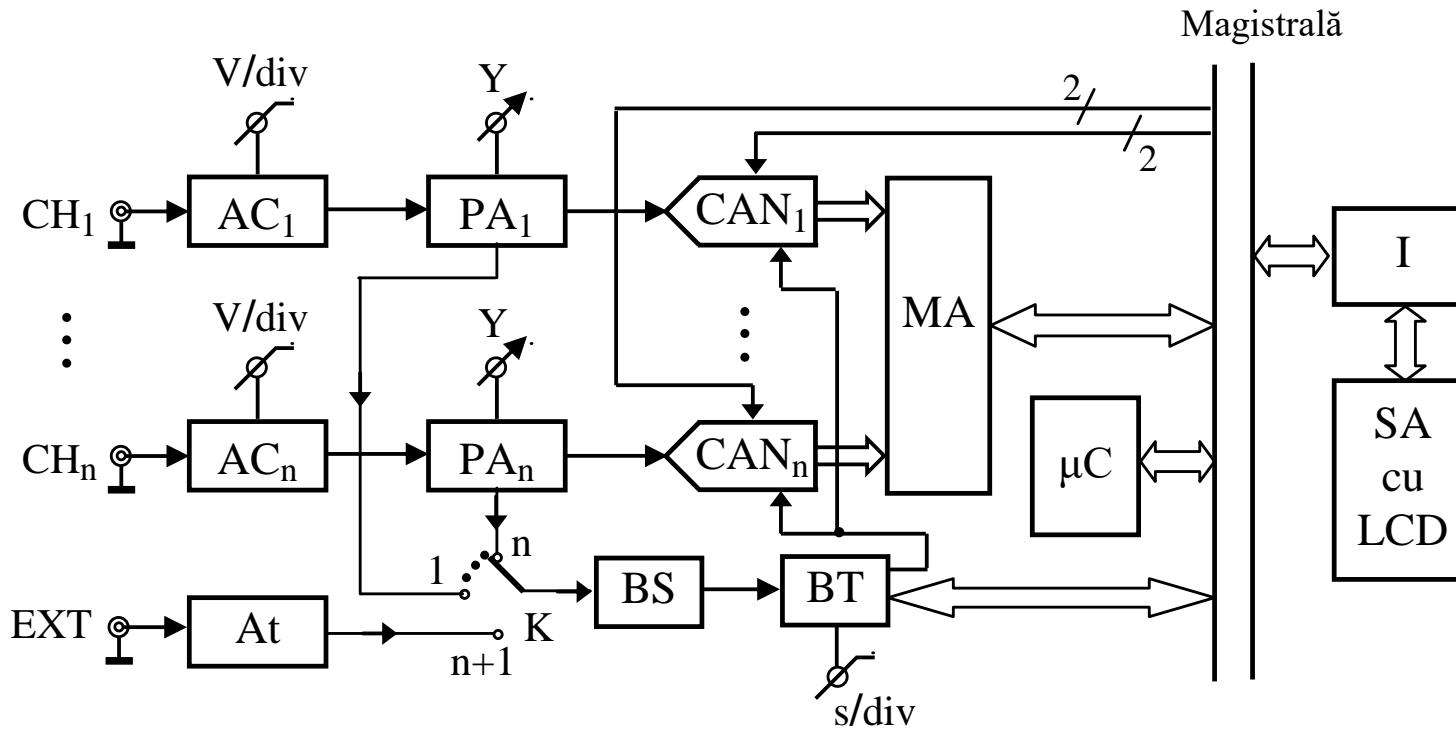


Fig. 1

- Pentru fiecare canal de intrare ( $CH_1, \dots, CH_n$ ) există un **atenuator calibrat** ( $AC_1, \dots, AC_n$ ) și un **preamplificator** ( $PA_1, \dots, PA_n$ ) a căror structură și funcție sunt similare celor de la osciloscopul analogic.
  - Atenuatorul calibrat permite **reglajul în trepte al factorului de scară pe verticală (V/div)**.
  - Din preamplificator se **reglează poziția pe verticală a semnalului pe ecran** (poziția abscisei sistemului de axe al canalului respectiv). Acest reglaj (notat cu Y în fig. 1) este continuu.
- Tensiunea de ieșire a fiecărui preamplificator este eşantionată, memorată și apoi convertită într-un număr de către **convertorul analog-numeric** (blocurile  $CAN_1, \dots, CAN_n$  din fig. 15). Numerele (în cod binar natural) rezultate sunt înscrise într-o memorie rapidă numită **memorie de achiziție**.

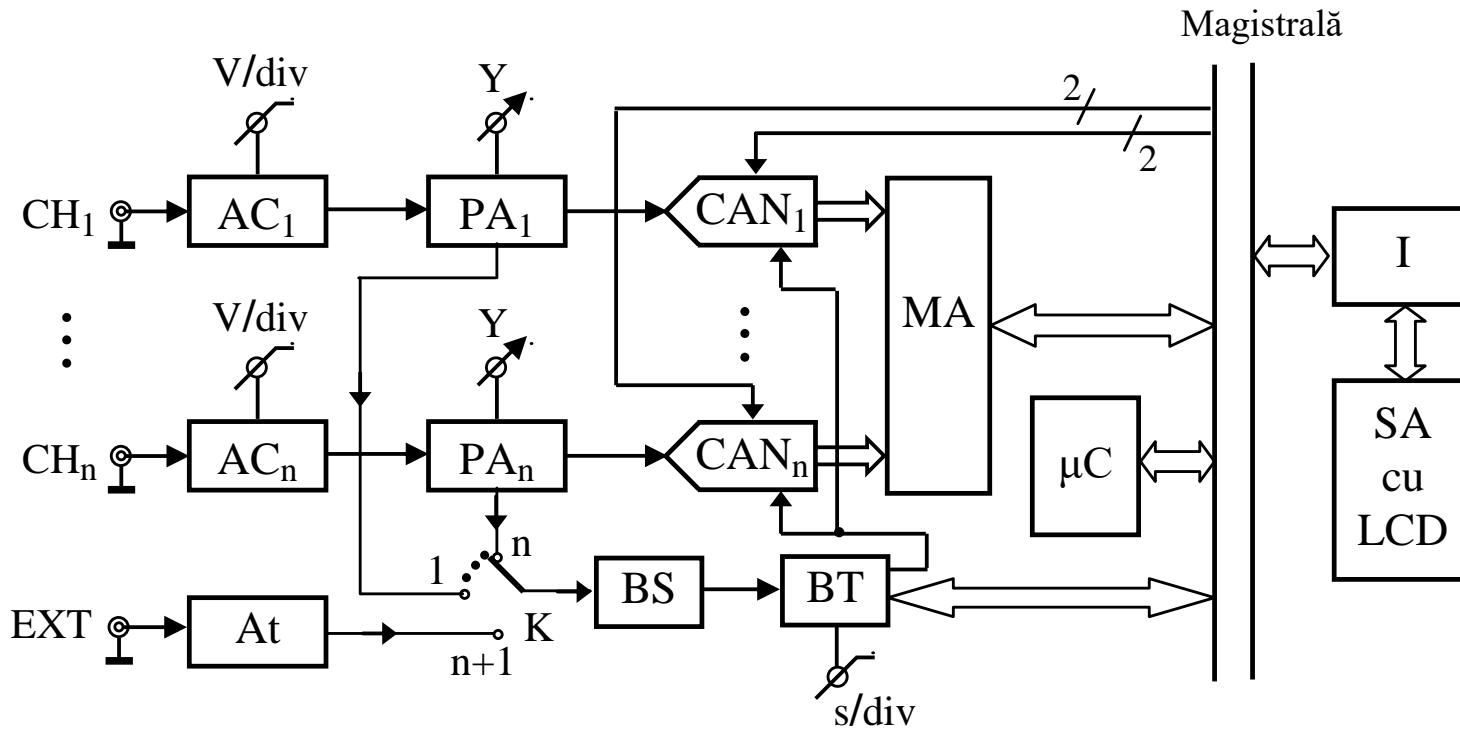


*Fig.1*

- **Memoria de achiziție** (MA) este adesea constituită din 2 memorii RAM :
  - în  $\text{RAM}_1$  se memorează cuvintele asociate eșantioanelor impare,
  - în  $\text{RAM}_2$  se memorează cuvintele asociate eșantioanelor pare.

Astfel, în fiecare RAM se memorează un cuvânt la 2 eșantioane culese, deci memorarea se realizează cu o frecvență de 2 ori mai mică decât cea de eșantionare. Ca urmare, se reduc cerințele privind timpul de acces la un RAM.

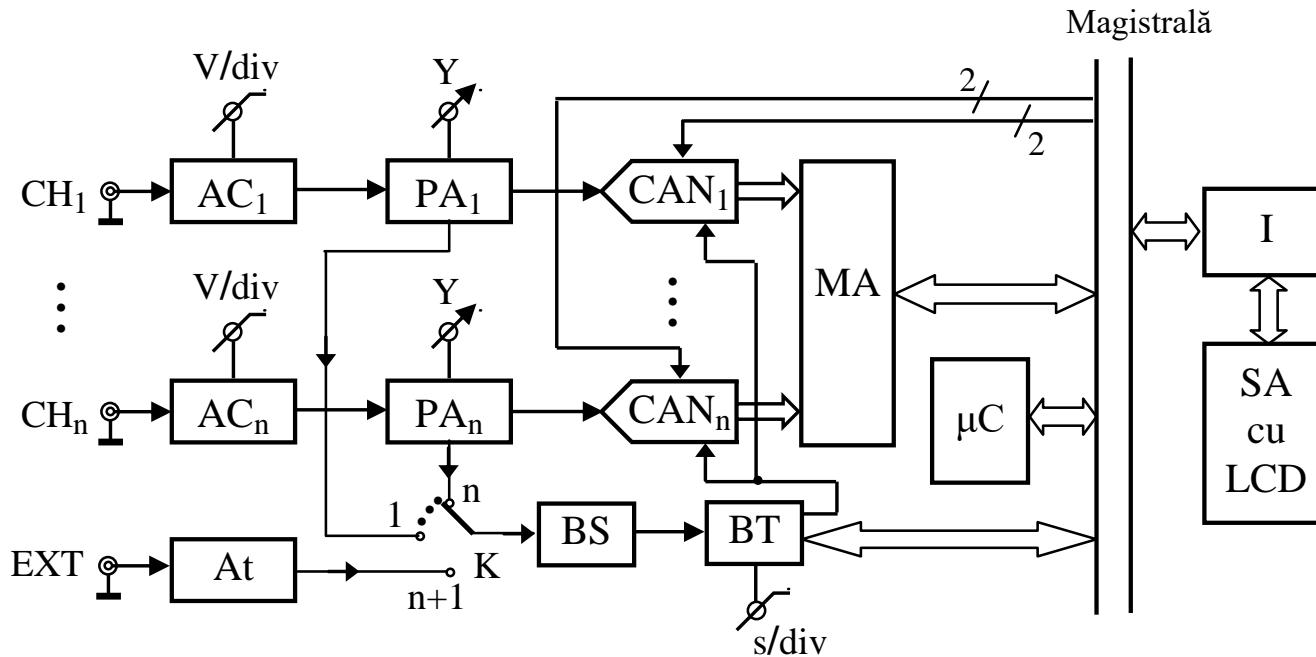
Dacă fiecare RAM are o capacitate de 256 de cuvinte, în MA vor exista, în permanență, cuvintele asociate ultimelor 512 eșantioane prelevate.



*Fig.1*

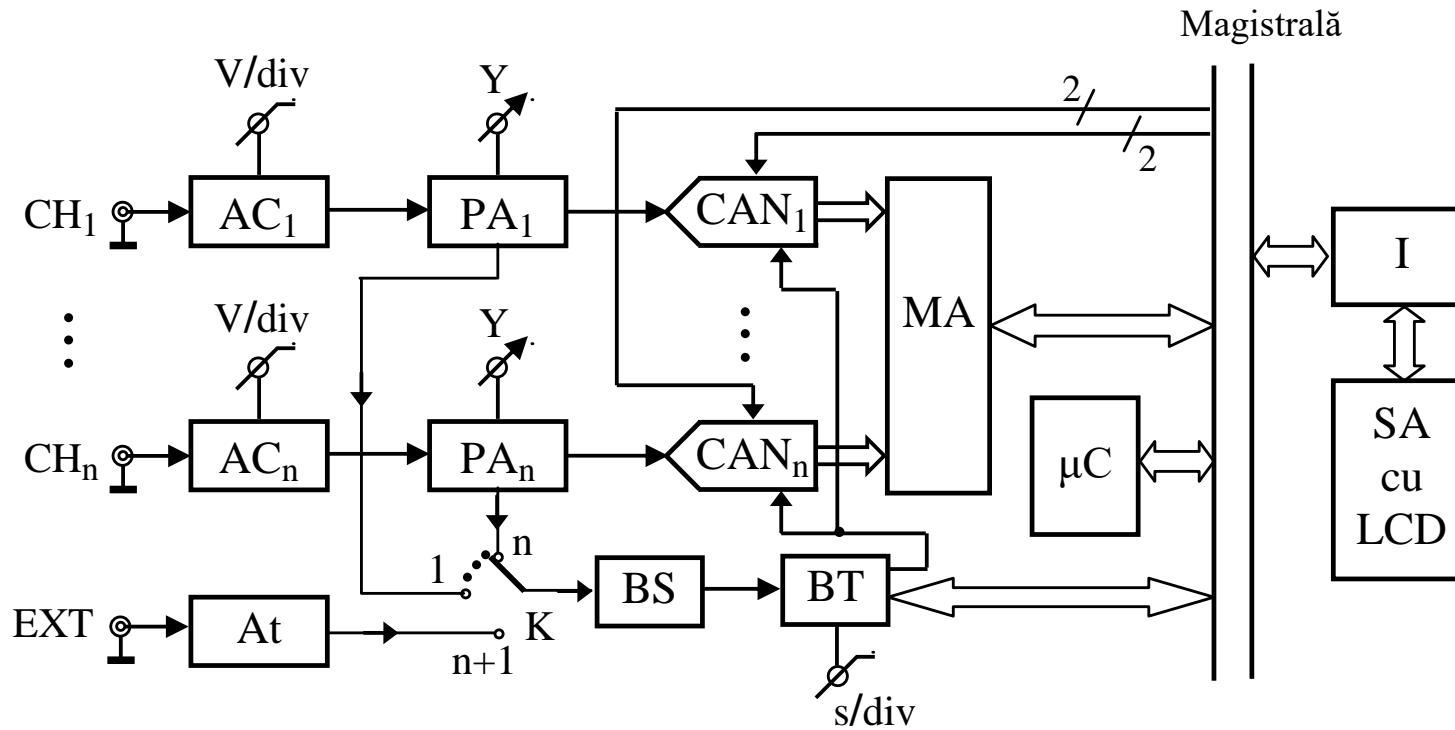
- **Blocul de sincronizare** (BS) conține un amplificator al semnalului de sincronizare și un comparator (ca circuit de formare).
  - Sincronizarea aparatului poate fi
    - + **internă**, când se realizează după semnalul aplicat la unul dintre cele  $n$  canale de intrare (în fig.1, comutatorul K pe una dintre pozițiile  $1, 2, \dots, n$ ),
    - + **externă**, când se realizează după un semnal extern (în fig.1, comutatorul K pe poziția  $n+1$ ).

- Fereastra de achiziție este fragmentul din forma de undă ce urmează a fi vizualizat pe ecranul osciloscopului.
- Ca și la OSC analogic, se folosește principiul sincronizării în nivel, adaptat însă la structura și funcționarea OSC-N. Nivelul semnalului (după care se realizează sincronizarea) se compară cu un nivel reglabil de tensiune numit nivelul triggerului și reglat din butoanul LEVEL.
- Când semnalul este pe frontul selectat și nivelul semnalului este egal cu cel al triggerului, BS generează impulsul de sincronizare (de triggerare). Urmează apoi un interval de timp de invalidare a impulsurilor de sincronizare, aproximativ egal cu durata ferestrei de achiziție.
- La fiecare impuls de sincronizare (validat) se declanșează un proces de prelevare de eșantioane din semnalul (semnalele) de intrare. Momentul apariției acestui impuls este momentul  $t = 0$  și reprezintă poziția ordonatei sistemului de axe pe ecranul OSC-N.
- Se numește ciclul sincro intervalul de timp dintre 2 impulsuri de sincronizare succesive. Într-un ciclu sincro există o zonă pretrigger (de dinaintea impulsului de sincronizare) și o zonă posttrigger (de după impulsul de sincronizare). Lărgimea unei zone este stabilită de numărul de eșantioane prelevate în intervalul de timp respectiv.
- Reuniunea ciclurilor sincro necesare reconstituirii ferestrei de achiziție pe ecranul OSC-N se numește ciclul de achiziție.



*Fig.1*

- **Blocul bazei de timp** (BT) conține
  - un oscilator cu cuarț,
  - divizoare de frecvență pentru generarea frecvenței de eșantionare,
  - blocul pentru poziționarea ferestrei de achiziție,
  - vernierul de timp.
- În funcție de factorul de scară pe orizontală (în s/div) stabilit de utilizator, microcalculatorul stabileste factorul de divizare a frecvenței oscilatorului cu cuarț ; apoi comandă BT pentru realizarea acestei divizări a frecvenței, cu ajutorul divizoarelor de frecvență. Astfel se generează tactul conversiei (frecvența de eșantionare) și se transmite convertoarelor analog-numerice din structura OSC-N.
- Microcalculatorul transmite blocului pentru poziționarea ferestrei de achiziție
  - semnalul prin care comandă momentul începerii achiziției (prelevării eșantioanelor),
  - durata ferestrei de achiziție.
- Vernierul de timp compensează jocul pe orizontală al imaginii datorat unei poziționări imperfecte a eșantioanelor prelevate la baleieri succesive ale aceleiași ferestre de timp.



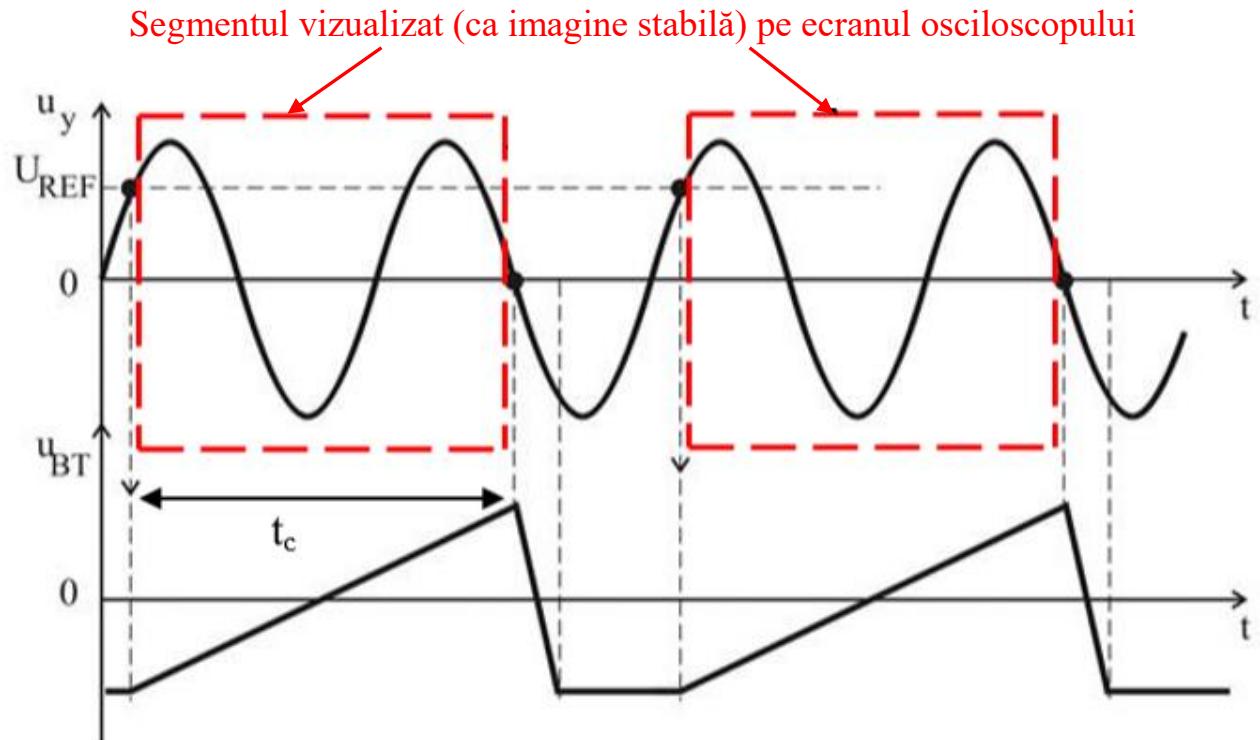
*Fig. 1*

- **Microcalculatorul** ( $\mu$ C) extrage din memoria de achiziție numere pe care le procesează și transmite numere (asociate punctelor unei înregistrări) interfeței I. Microcalculatorul coordonează funcționarea mai multor blocuri electronice din structura OSC-N.
- **Interfața** (I) comandă **sistemul de afișare** (SA) prevăzut cu un *display cu cristale lichide* (LCD).
  - Din mai multe numere, asociate mai multor eșantioane (*sample points*) prelevate dintr-un semnal, se reconstituie un punct al formei de undă respective (numit *waveform point*) pe ecranul OSC-N.
  - Mai multe asemenea puncte successive constituie o înregistrare a formei de undă respective (numită *waveform record*).
  - Numărul punctelor care formează o înregistrare reprezintă lungimea înregistrării (*record length*).

## 2. Principiul sincronizării în nivel

- Pentru a obține o imagine stabilă, același segment (din semnalul de vizualizat) trebuie achiziționat și afișat periodic pe ecran.  
Selectarea aceluiași segment o realizează blocul de sincronizare.
- Se consideră că se vizualizează numai tensiunea  $u_y$  aplicată la canalul 1 al OSC.
- Sincronizarea OSC este internă, după tensiunea de la canalul 1.
- Semnalul generat de blocul bazei de timp are formă de dinți de ferăstrău și se notează cu  $u_{BT}$  în fig.2.
- Blocul de sincronizare generează tensiunea de referință (notată cu  $U_{REF}$  în fig.2) și o compară cu tensiunea de intrare  $u_y$ , în intervalul de timp în care  $u_{BT}$  este pe nivel coborât.
- Când  $u_y = U_{REF}$  și  $u_y$  este pe frontul selectat (crescător, în acest caz), se declanșează baza de timp (adică începe frontul crescător al tensiunii  $u_{BT}$ ).  
Momentul de timp respectiv stabilește punctul de start al segmentului vizualizat.
- Segmentul (din tensiunea  $u_y$ ) care va fi vizualizat pe ecran durează cât frontul crescător al tensiunii  $u_{BT}$ .
- Când frontul crescător al bazei de timp (tensiunea  $u_{BT}$ ) durează mai mult, sinusoida apare mai comprimată pe orizontală ecranului OSC (pe aceeași lățime a ecranului se vizualizează un fragment mai mare din tensiunea  $u_y$ ).

Fig. 2. Sincronizarea (în nivel) pe front pozitiv



- Astfel, *blocul bazei de timp permite modificarea factorului de scară pe orizontală (s/div) prin reglarea duratei  $t_c$  a frontului crescător al  $u_{BT}$* .
- Baza de timp  $u_{BT}(t)$  se declanșează*
  - dacă este în timpul de aşteptare (zona de palier) și
  - când  $u_y(t)$  atinge nivelul de referință (sincronizare)  $U_{REF}$ , semnalul  $u_y(t)$  fiind pe fronturi de același tip.

În aceste condiții, se va selecta și afișa mereu același fragment din semnalul de intrare  $u_y(t)$ .
- Reglajul nivelului de sincronizare  $U_{REF}$  se realizează din butonul LEVEL* (reglaj continuu) al OSC.
- Principiul sincronizării în nivel pe front pozitiv și imaginile obținute pe ecranul OSC sunt reprezentate în fig. 2. Sincronizarea pe front negativ este prezentată în fig. 3.

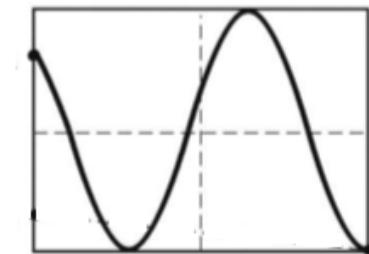
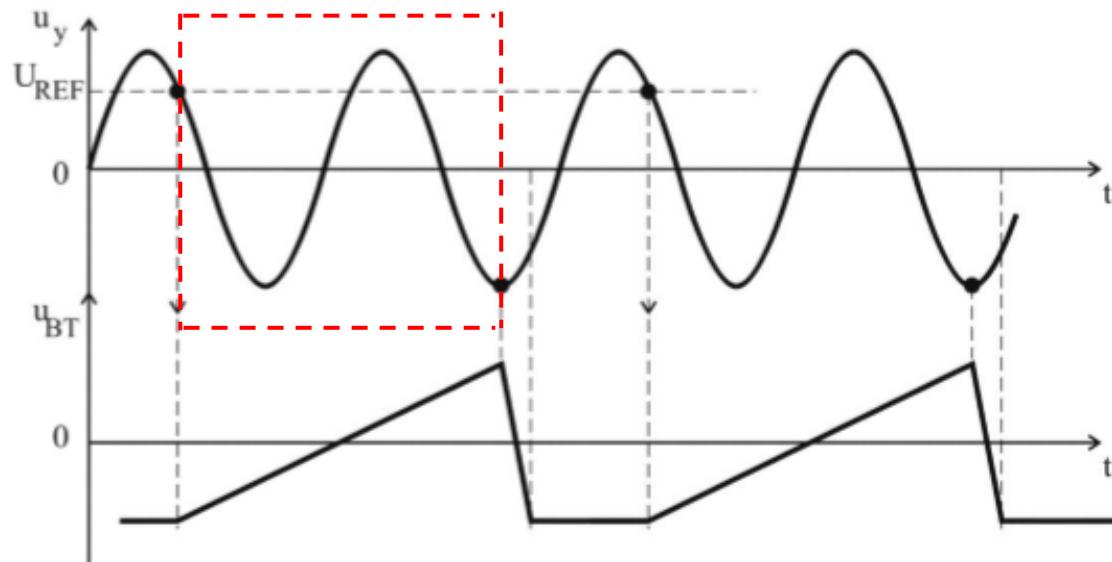


Fig. 3. Sincronizarea (în nivel) pe front negativ

## Precizări

1. Când se vizualizează simultan  $n$  semnale, OSC-N lucrează în modul comutat sau în modul alternat.

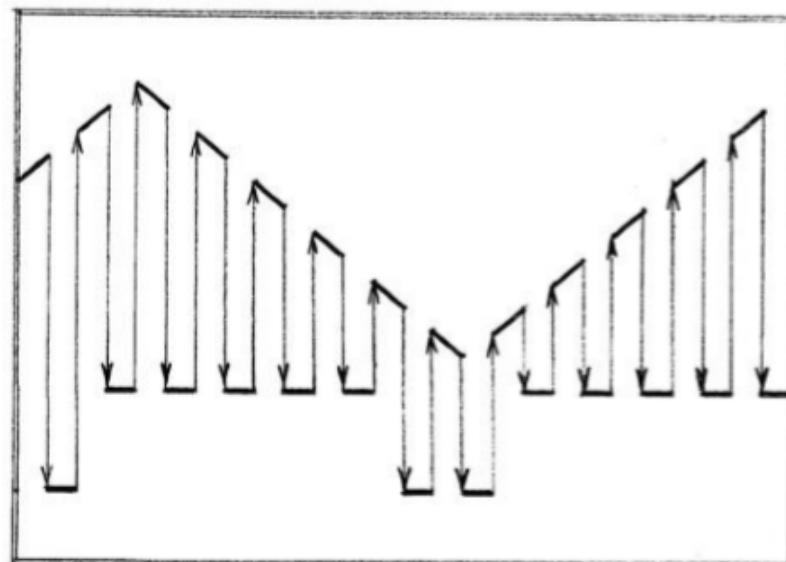
- În **modul comutat** se culege, succesiv, câte un eșantion de la fiecare canal de intrare. Ca urmare, frecvența cu care se culeg eșantioanele de la un canal este de  $n$  ori mai mică decât frecvența de eșantionare a OSC-N.

Acum mod de funcționare *se folosește pentru semnale cu frecvență mică* pentru că, perioada semnalelor fiind mare, se culeg suficiente eșantioane pentru o reproducere fidelă a tensiunii pe ecran.

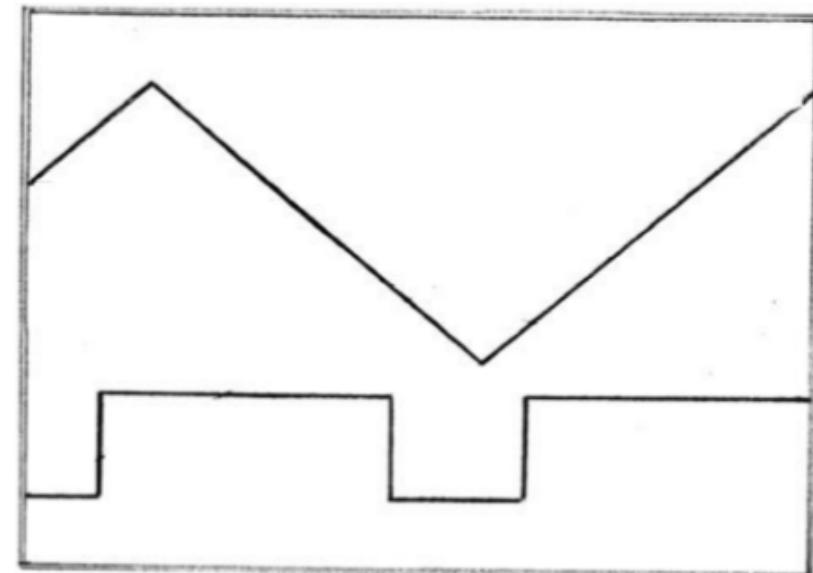
- În **modul alternat**, într-un ciclu sincron se culeg eșantioane dintr-un singur semnal de intrare. După  $n$  cicluri sincron succesive, sunt culese eșantioane din toate cele  $n$  semnale de intrare.

Acum mod de funcționare *se folosește pentru semnale cu frecvență mare* pentru că, perioada semnalelor fiind mică, același semnal se afișează după un timp suficient de scurt pentru a nu se observa că semnalele aplicate la intrarea aparatului se afișează succesiv (nu simultan) pe ecran.

**Exemplu :** Modul comutat la OSC cu 2 canale

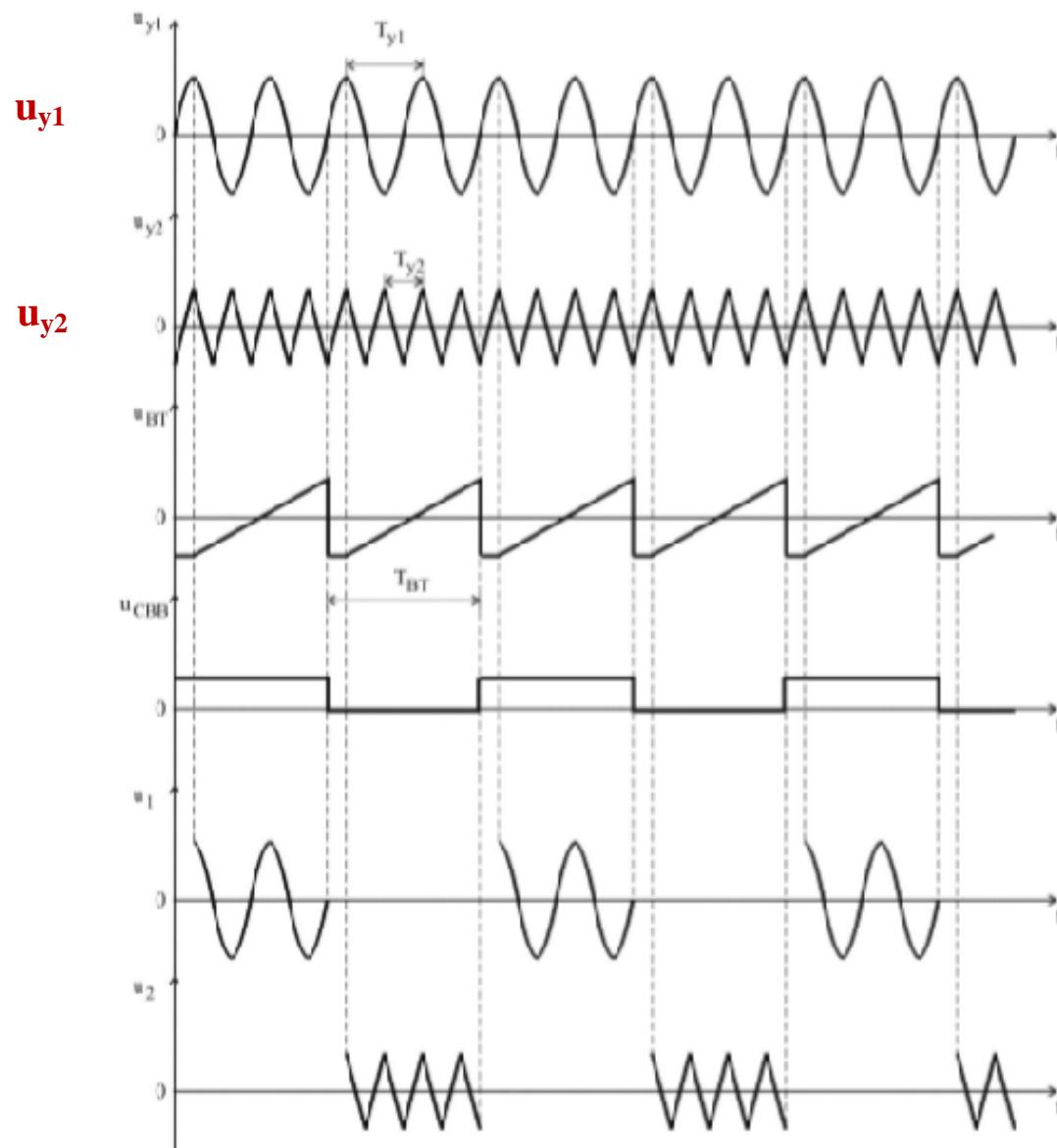


Culegerea eșantioanelor



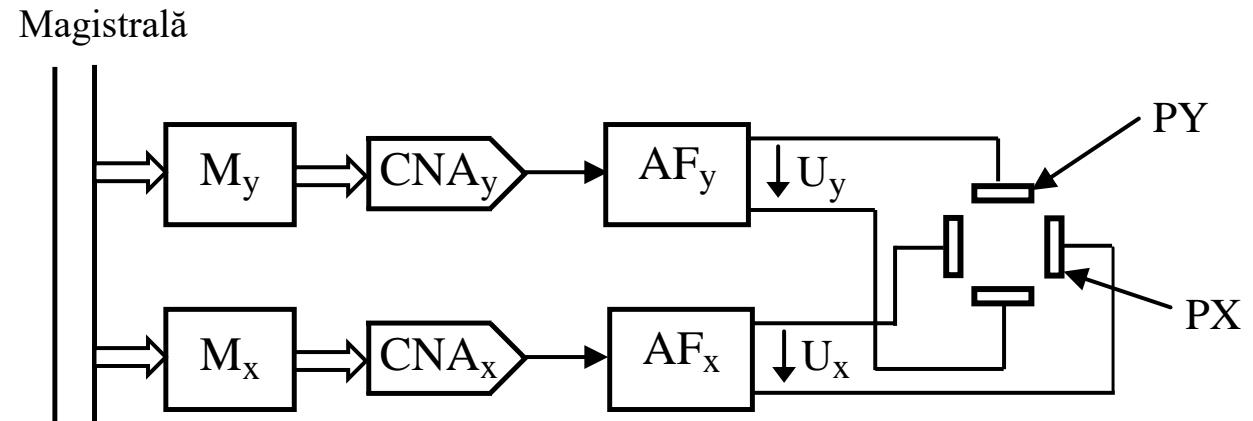
Imaginea afișată

Exemplu : Modul alternat la OSC cu 2 canale



2. Osciloscoapele numerice cu timp de răspuns mai mare folosesc un singur CAN pentru toate canalele de intrare. În acest caz, tensiunea de ieșire a fiecărui preamplificator este eşantionată și memorată și apoi aplicată unui multiplexor analogic. Acesta din urmă transmite, succesiv, convertorului analog-numeric cele  $n$  niveluri de tensiune primite la intrare.
3. Există și osciloscopul numeric-analogic, la care formelete de undă se afișează pe ecranul unui tub catodic. În acest caz, plăcilor PY (de deflexie pe verticală) și PX (de deflexie pe orizontală) li se aplică tensiunile analogice de comandă  $U_y$ , respectiv  $U_x$ .
- La momente de timp succeseive, tensiunea  $U_y$  se obține din numerele care constituie punctele formei de undă; aceste numere sunt stocate (de microcalculator) într-o memorie  $M_y$  de unde sunt apoi extrase, convertite numeric analogic (de blocul  $CNA_y$ ) și apoi aplicate unui amplificator final  $AF_y$ .
  - Tensiunea  $U_x$  se generează în mod similar, dar dintr-o secvență crescătoare de numere (stocate în memoria  $M_x$ ), astfel încât  $U_x$  să aproximeze (cât mai fidel) o tensiune în formă de dinți de ferăstrău (baza de timp).
  - Microcalculatorul comandă înscrierea numerelor în memoriile  $M_y$  și  $M_x$  și controlează procesul de generare a celor două tensiuni astfel încât ele să fie aplicate simultan plăcilor PY și PX.

○ Schema de principiu a osciloscopului numeric-analogic diferă de cea a OSC numeric numai prin modul în care se asigură afișarea tensiunilor pe ecran. Ca urmare, diferența între cele două structuri apare la blocurile conectate în dreapta magistralei, blocuri care au fost reprezentate în fig. 4.



**Fig. 4.** Blocurile specifice osciloscopului numeric-analogic, necesare pentru afișarea semnalelor pe ecranul unui tub catodic

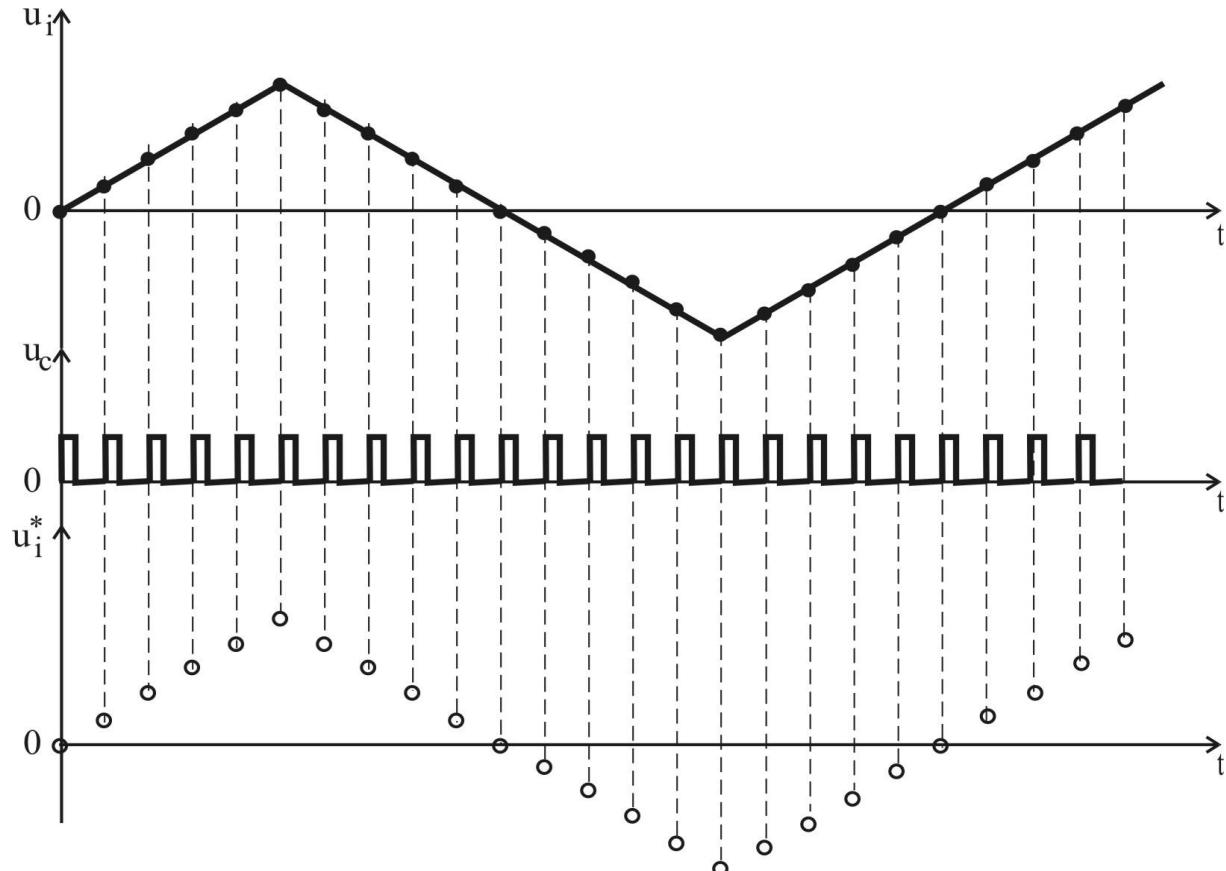
## 3.2. Particularități ale osciloscopului numeric

### 3.2.1. Metode de eșantionare

- *Metoda de eșantionare stabilăște cum sunt prelevate eșantioanele din semnalul de intrare.* Pentru un semnal lent variabil în timp, OSC-N achiziționează mai mult decât suficiente eșantioane pentru reconstituirea cu acuratețe a formei de undă. Un semnal cu frecvență foarte mare (comparativ cu rata de eșantionare a OSC-N) nu permite achiziționarea unui număr suficient de eșantioane pentru o reconstituire acceptabilă a formei de undă.
- Există **2 metode principale de eșantionare: eșantionarea în timp real, respectiv eșantionarea în timp echivalent**. Multe OSC-N stabilesc automat metoda de eșantionare adecvată, în funcție de valoarea factorului de scară pe orizontală (exprimat în s/div).

#### A. Eșantionarea în timp real

- Această metodă este, teoretic, adecvată pentru semnalele a căror frecvență maximă  $f_{i,max}$  îndeplinește condiția
$$f_{i,max} < \frac{1}{2} f_{e,max}$$
unde  $f_{e,max}$  este frecvența maximă de eșantionare a OSC-N. În practică, se impune condiția  $f_{i,max} \ll f_{e,max}$ . Astfel *OSC-N poate achiziționa suficiente eșantioane la o singură baleiere a formei de undă (adică într-un ciclu sincron) încât să se poată reconstitui, suficient de fidel, semnalul de intrare*.
- În fig. 5, semnalul  $u_i$  de intrare în osciloscop și semnalul reconstituit  $u_i^*$  sunt reprezentate la aceeași scară a timpului. Impulsurile de comandă  $u_c$ , pentru prelevarea eșantioanelor, au o frecvență  $f_{e,max} \gg f_i$ ,  $f_i$  fiind frecvența semnalului  $u_i$  de vizualizat. *Cu cât este mai mare numărul eșantioanelor culese în fereastra de timp respectivă, cu atât precizia reconstituirii semnalului este mai bună.*



*Fig. 5. Eșantionarea în timp real*

### ***Observații***

- Achiziția unei imagini are loc într-un singur ciclu sincro, adică la o singură baleiere a formei de undă de la intrare. Ca urmare, la această metodă de eșantionare, ciclul de achiziție și ciclul sincro sunt echivalente.
- *Eșantionarea în timp real este singurul mod prin care se pot culege și reda rapid semnale nerepetitive (tranzitorii sau impulsuri izolate).*
- Rata mare de eșantionare, impusă de această metodă, constituie o solicitare incomodă pentru OSC-N.

## **B. Eșantionarea în timp echivalent**

- Când *trebuie vizualizate semnale periodice de frecvență foarte înaltă*, este posibil ca prin eșantionarea în timp real să nu se culeagă suficiente eșantioane încât să poată fi reconstituit semnalul de intrare.  
În asemenea situații, se folosește eșantionarea în timp echivalent, prin care *se reconstituie imaginea unui semnal periodic cumulând și ordonând eșantioanele culese în mai multe cicluri sincro (baleieri succesive ale aceluiași fragment din forma de undă)*.
- Eșantionarea în timp echivalent poate fi *aleatoare* sau *secvențială*.

**Exemplu: Eșantionarea secvențială în timp echivalent (fig. 6)**

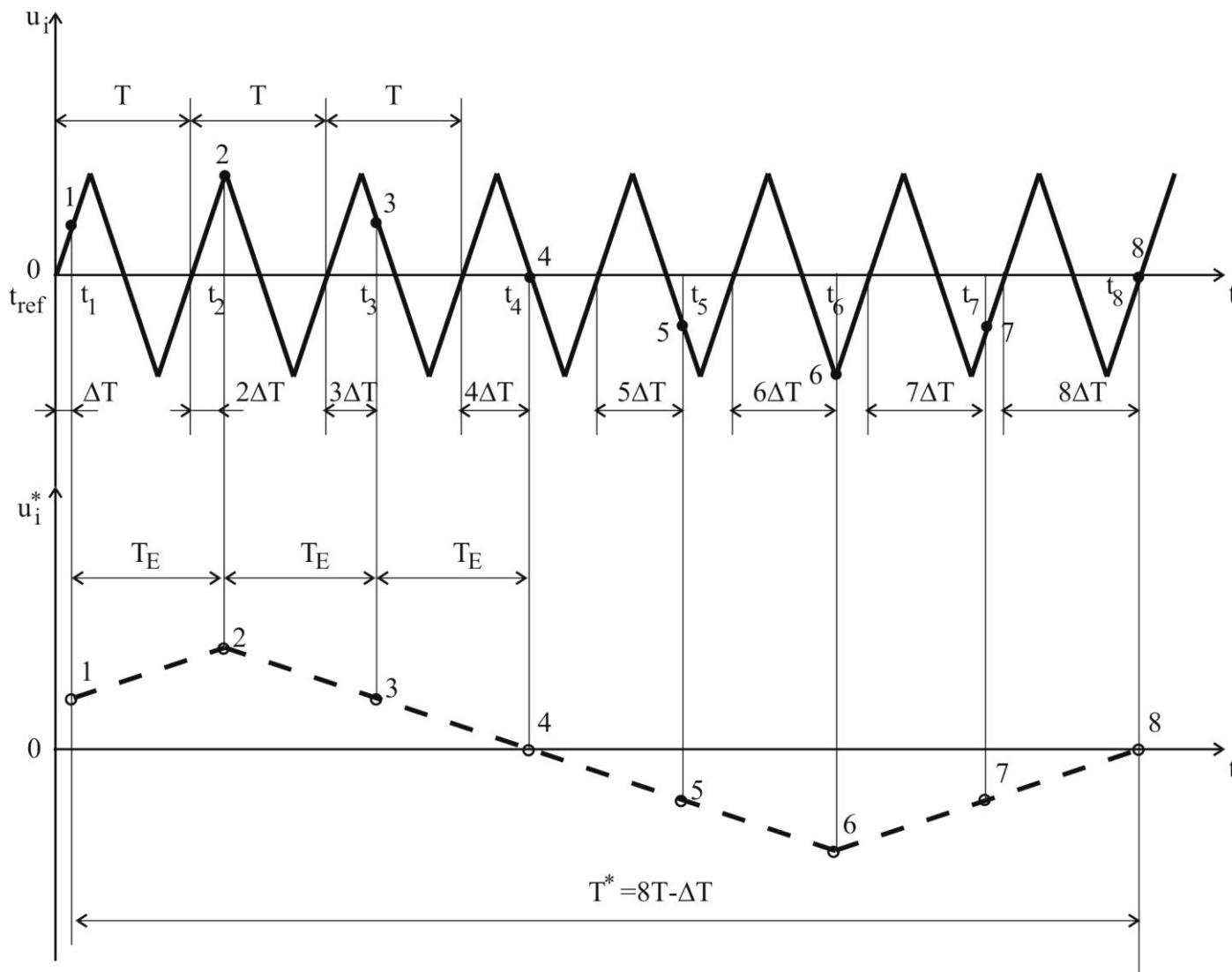


Fig. 6. Eșantionarea secvențială în timp echivalent

- Metoda de eșantionare secvențială în timp echivalent constă în *prelevarea, la fiecare ciclu sincro (perioadă a semnalului de sincronizare), a unui singur eșantion (din semnalul de vizualizat), întârziat față de un moment de referință cu o întârziere care crește de la o perioadă la alta.* Ciclul sincro trebuie să dureze cât perioada semnalului de intrare.

Considerând că semnalul  $u_i$  de vizualizat are perioada  $T$ , acesta se reconstituie, în final, pe baza a  $n$  eșantioane (noteate cu  $1, 2, \dots, 8$  în fig. 18), culese la momentele de timp

$$t_i = \Delta T + (i-1) \cdot (T + \Delta T), \quad i = \overline{1, n}$$

și raportate la momentul de referință  $t_{ref}$ .

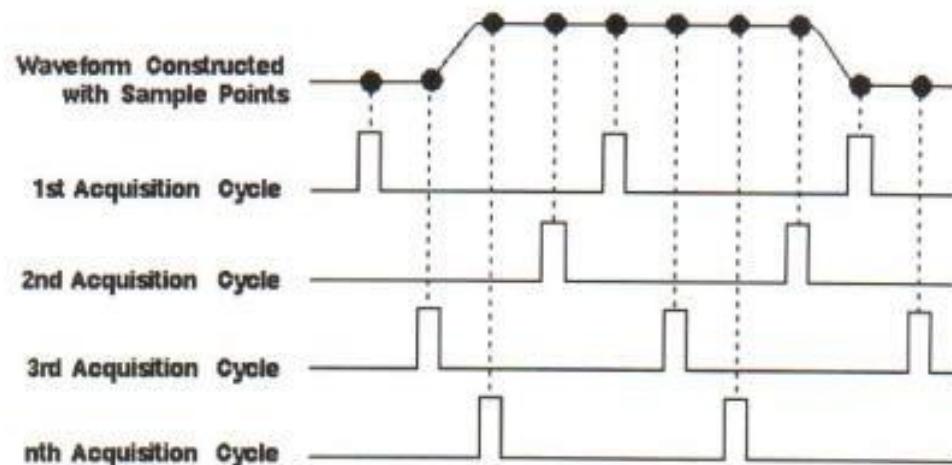
Intervalul de timp dintre două eșantioane consecutive este  $T_E = T + \Delta T$ .

- *Fiecare eșantion se extrage în timpul baleierii acelui și fragment din forma de undă.*

- Reprezentând cele n eșantioane în funcție de momentele de timp la care au fost culese, se obține semnalul de intrare **reconstituit**, notat cu  $u_i^*$ . Acest semnal este discontinuu în timp, eșantioanele succedându-se în timp în ordinea în care au fost culese. În fig. 18,  $u_i^*$  reconstituie, din 8 puncte, fragmentul (care durează o perioadă) din forma de undă  $u_i$ , fragment baleiat succesiv de 8 ori.

### Observații

- Achiziția unei imagini are loc într-un interval de timp egal cu un mare număr de perioade ale impulsurilor de sincronizare (baleieri succesive ale aceluiași fragment din forma de undă). Ca urmare, ciclul de achiziție se obține prin reunirea mai multor cicluri sincro succesive.
- Metoda se poate aplica numai semnalelor periodice.**
- Eșantionarea aleatoare în timp echivalent** se deosebește de cea secvențială prin faptul că întârzierea (față de momentul de referință) cu care este prelevat un eșantion se modifică aleator de la un eșantion la următorul. Ca urmare, punctele pentru reconstituirea semnalului apar într-o succesiune aleatoare pe forma de undă (fig. 7), iar microcalculatorul osciloscopului numeric știe care este întârzierea fiecărui eșantion și comandă o reconstituire corectă, din puncte, a semnalului de intrare.



**Fig. 7.** Eșantionarea aleatoare în timp echivalent

### 3.2.2. Prelucrări ale semnalelor

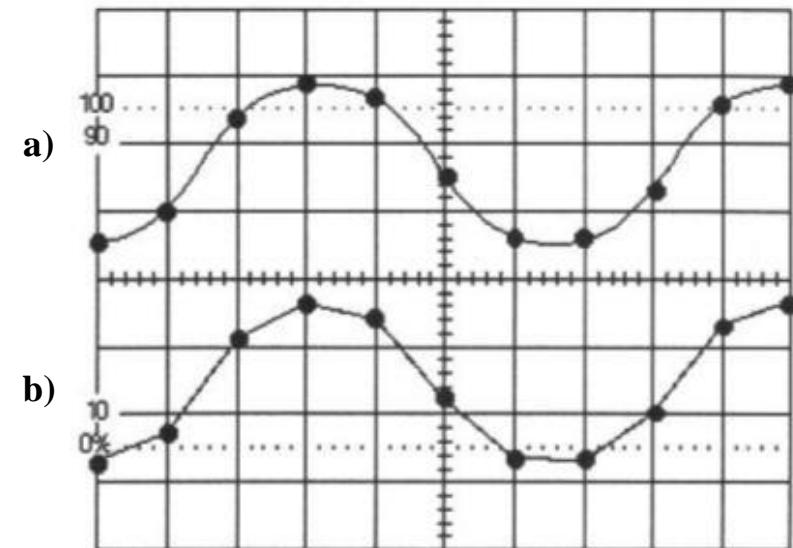
La OSC-N, prelucrările semnalelor urmăresc satisfacerea mai multor cerințe:

- *vizualizarea semnalului ca formă de undă continuă pe ecran*, în condițiile în care numărul disponibil de eșantioane este mic; cerința este satisfăcută folosind **interpolarea**;
- *îmbunătățirea raportului semnal / zgromot*; în acest scop se folosește **medierea**;
- *punerea în evidență a unor impulsuri foarte scurte, existente pe forma de undă*, situație în care se recomandă **modul de lucru anvelopă**.

#### A. Interpolarea

- La OSC-A, semnalele afișate pe ecranul tubului catodic au evoluții continue în timp ; ca urmare, reconstituirea formei de undă a unui semnal analogic este fidelă. *La OSC-N, o tensiune se reconstituie din numerele care definesc aşa-numitele puncte ale înregistrării* ; aceste numere evaluatează nivelurile tensiunii de intrare la anumite momente de timp. Semnalul reconstituit din puncte este discontinuu și, adesea, nu asigură o reconstituire fidelă a formei de undă.
- *Pentru o reconstituire cât mai fidelă a semnalului din eșantioane prelevate* se iau următoarele măsuri :
  - a) se limitează banda de frecvențe a semnalelor de intrare prin folosirea, înaintea circuitelor de eșantionare și memorare, a unor *filtre trece-jos* care au frecvența de tăiere corelată cu cea de eșantionare ;
  - b) se stabilește numărul de puncte dintr-o perioadă a semnalului de intrare astfel încât să se poată obține o reproducere acceptabilă a formei de undă ; de obicei acest număr este mai mare decât 4 ;
  - c) se folosește o metodă adecvată de interpolare pentru redarea pe display a unui semnal cu evoluție continuă în timp.

- Prin *interpolare* se înțelege conectarea (unirea) punctelor succesive ale înregistrării (forma de undă definită prin puncte), astfel încât din semnalul eşantionat să se reconstituie, cât mai fidel, semnalul de intrare (vezi fig. 8).
- *Interpolarea sinusoidală* (fig. 8.a) conectează prin curbe punctele succesive ale înregistrării. Această metodă este recomandată pentru semnale cu formă curbă sau neregulată.  
*Rata de eşantionare trebuie să fie* de 3...5 ori mai mare decât frecvența maximă a semnalului de intrare.
- *Interpolarea liniară* (fig. 8.b) folosește linii continue pentru conectarea fiecărui 2 puncte succesive aparținând înregistrării. Această metodă este indicată pentru semnalele cu muchii drepte și dacă numărul de puncte disponibil nu este prea mic.



**Fig. 8.** Interpolarea sinusoidală (a) și liniară (b)

## B. Medierea

- Prin mediere, *se reduce substanțial influența zgomotelor asupra semnalului util de intrare*.  
Astfel, în fig.9, forma de undă din spate este vizualizată pe **modul normal** (fără mediere), iar cea din față – pe **modul smooth** (după mediere).
- Operația de mediere se bazează pe periodicitatea semnalului și urmărește creșterea raportului semnal-zgomot.
- *Medierea se efectuează pe un număr M de cicluri de achiziție successive*.

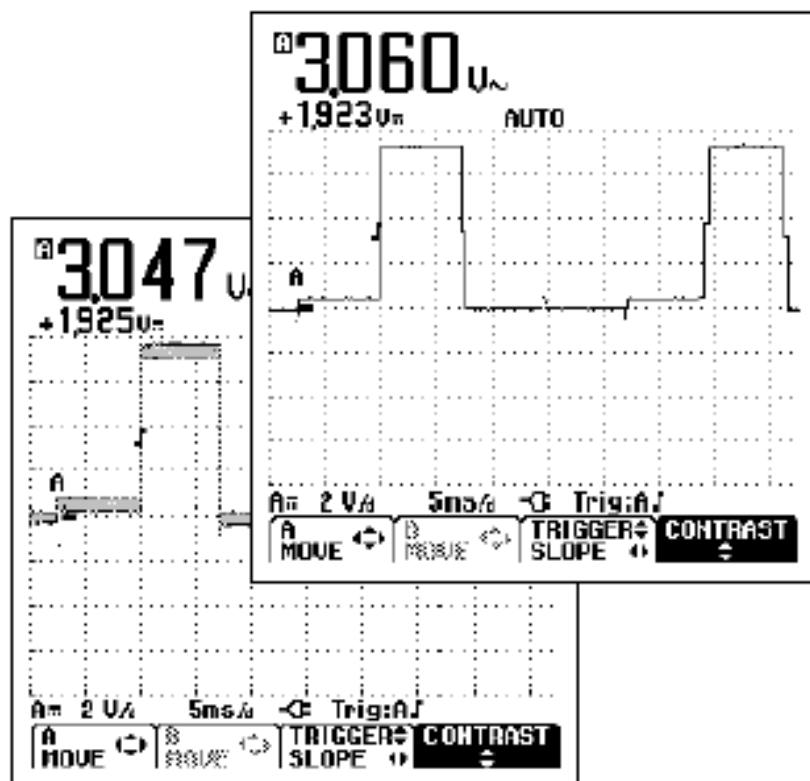


Fig.9. Medierea

■ Fereastra de vizualizare este divizată în S celule temporale (perioade de eşantionare).

Într-un ciclu de achiziție se culege un eşantion în fiecare celulă temporală.

*După M de cicluri de achiziție successive, pentru fiecare celulă temporală se calculează valoarea mărimii de intrare ca medie aritmetică a valorilor rezultante din cele M cicluri de achiziție successive.*

### C. Achiziția tip anvelopă

- În fiecare perioadă de eşantionare se memorează 2 valori care reprezintă maximul și minimul semnalului analizat, pe intervalul de eşantionare (urmărire). Acest mod de achiziție implică existența unor detectoare de valori de vârf, ca elemente inițiale ale prelucrării. În zona dintre cele 2 valori extreme se află, cu siguranță, valoarea semnalului de intrare.
- Modul de achiziție anvelopă este reprezentat în fig. 10.
- Achiziția tip anvelopă este utilă atunci când se dorește punerea în evidență a unor impulsuri foarte scurte existente pe forma de undă.

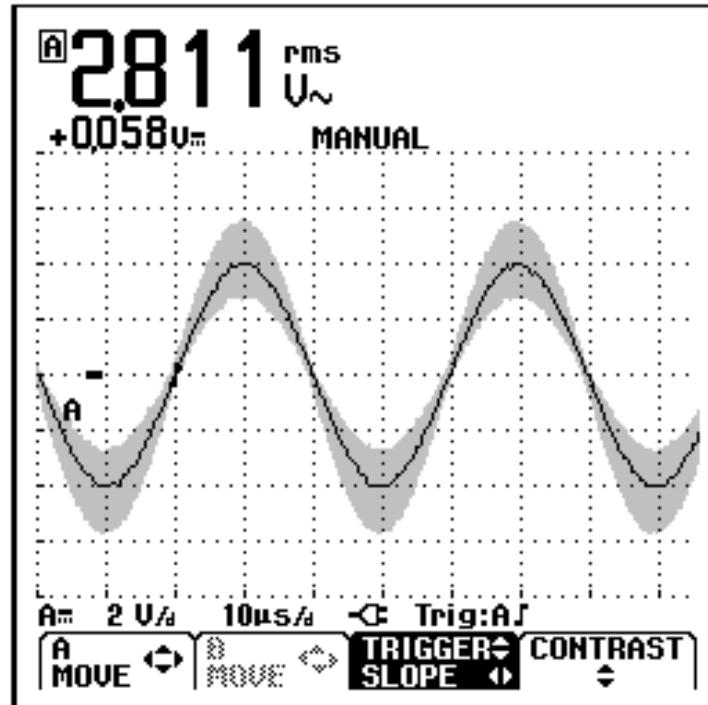


Fig. 10. Modul de achiziție anvelopă (envelope)

### 3.3. Alți parametri specific osciloscopului numeric

Presupunem că pentru reconstituirea semnalului se culeg eșantioane la momente distribuite echidistant în timp. Tactul cu care se realizează eșantionarea se numește **rată de eșantionare** și se exprimă în eșantioane (samples) pe secundă (S/s).

**Exemplu** : la osciloscopul Tektronics TDS 1001, rata maximă de eșantionare este 1GS/s (adică  $10^9$  eșantioane pe secundă, deci o frecvență de eșantionare  $F_{S\max}=1\text{GHz}$ ). Intervalul minim de timp dintre 2 eșantioane consecutive este aproximativ egal cu perioada minimă de eșantionare,  $T_{S\min}=1\text{ns}$ .

La osciloscopul TDS 1001, numărul de eșantioane culese în timpul corespunzător lățimii caroiajului (graticulei) este  $N_S=2500$ , iar caroiajul are 10 diviziuni pe orizontală.

Ecranul LCD al acestui aparat are 250 de puncte alocate (pe orizontală) graticulei. ***Nu fiecărui eșantion cules îi corespunde un punct pe forma (formelete) de undă de pe ecran.*** Din cele 2500 de eșantioane culese într-un ciclu de achiziție, 250 sunt puncte ale formei de undă reconstituite. Restul eșantioanelor sunt utile pentru măsurători, pentru detalierea imaginii pe orizontală etc.

Factorul de scară pe orizontală se notează cu  $C_X[\text{s}/\text{div}]$ . Pentru valori foarte mici ( $\times\text{ns}/\text{div}$ ) ale lui  $C_X$ , se poate ajunge chiar în situația în care  $N_S<250$ , caz în care osciloscopul va completa golarile dintre punctele consecutive (de pe forma de undă) cu linii (dacă se folosește interpolarea liniară) sau cu curbe (când se folosește interpolarea sinusoidală).

### 3.4. Avantajele osciloscopului numeric

Comparativ cu osciloscopul analogic, cel numeric are mai multe avantaje:

- este mai compact și mai versatil;
- asigură memorarea valorilor numerice măsurate (permite înghețarea imaginii);
- are posibilități extinse de măsurare și sincronizare, dar și o precizie de măsurare mai bună; de exemplu, permite măsurarea automată a următorilor parametri:
  - a) perioada, frecvența, timpii de creștere și de cădere;
  - b) întârzierea, durata, intervalul de timp dintre două momente precizate;
  - c) tensiunea maximă, minimă, vârf la vârf, medie, efectivă, niveluri de tensiune;
  - d) supracreșterea, diferența de tensiune dintre două canale;
- creează matematic noi forme de undă;
- folosește microcalculatorul intern pentru realizarea diferitelor operații matematice cu semnalele de intrare: multiplicare, divizare, integrare, transformată Fourier rapidă etc.;
- permite prelucrarea comodă a datelor, prin conectarea aparatului la un calculator;
- imaginea ecranului poate fi salvată sau listată;
- dacă afișajul este un LCD, **aparatul are un gabarit mai mic**; datorită acestei calități, OSC-N a fost încorporat în structura unui multimetru numeric, aparatul rezultat numindu-se **multiscop**;
- ecranul LCD poate fi color.

## APARATE ELECTRONICE DE MĂSURARE

- Aparatele de măsurare folosite în prezent sunt **electronice, analogice** sau **numerice**. În condițiile progresului tehnic actual, tehnologia de fabricație a componentelor electronice și, mai ales, a circuitelor integrate (analogice și numerice) a cunoscut o impresionantă dezvoltare ceea ce a determinat performanțe din ce în mai bune ale aparatelor electronice de măsurare.
- Un **aparat electronic analogic** conține un instrument electromecanic de măsurare (indicare) și mai multe circuite electronice analogice, care îi îmbunătățesc substanțial performanțele. Rezultatul măsurării este indicația unui ac indicator pe un cadran.
- **Aparatul numeric de măsurare** este integral electronic și asigură performanțe superioare aparatului analogic, la prețuri de cost comparabile.  
Rezultatul măsurării este afișat sub forma unui număr de mai mulți digiți.



Aparat electronic analogic



Aparat electronic numeric

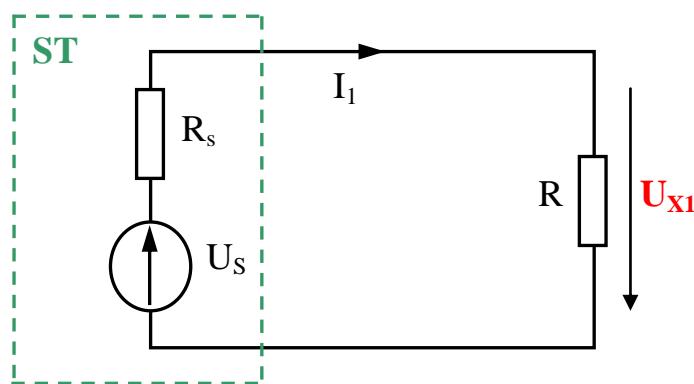
- De remarcat că ***toate aparatelor electronice de măsurare*** (analogice sau numerice) ***necesită o sursă*** (internă sau externă) ***de energie electrică***.
- Principalele aparat electronice sunt : ***voltmetrul, ampermetrul, ohmmetrul, frecvențmetrul***.  
Voltmetrul și ampermetrul pot fi de curent continuu sau de curent alternativ.
- ***Principalele avantaje ale aparatelor electronice de măsurare*** (majoritatea aparatelor numerice), comparativ cu cele electromecanice (folosite anterior), sunt următoarele:
  - îmbunătățirea substanțială a caracteristicilor și performanțelor;
  - extinderea domeniilor de măsurare, mai ales în zona valorilor mici;
  - reducerea puterii preluate de la obiectul măsurării, dar circuitele electronice consumă putere de la o sursă auxiliară de energie;
  - îmbunătățirea valorii impedanței de intrare;
  - protejarea automată a aparatului la supracurenți sau la supratensiuni interne;
  - posibilitatea măsurării succesive, eficiente și economice, a mai multor mărimi, folosind același aparat (de exemplu, multimetrul);
  - posibilitatea automatizării operațiilor de măsurare;
  - posibilitatea realizării unor sisteme moderne și performante de achiziție de date, de testare sau pentru măsurări de înaltă precizie (de ex. aparatura medicală modernă, pentru investigare sau diagnosticare).

## 1. Comportarea multimetrului la borne

- Multimetru este aparatul care măsoară, succesiv, mai multe mărimi :
  - valoarea medie (de c.c.) și valoarea efectivă ale unei tensiuni,
  - valoarea medie (de c.c.) și valoarea efectivă ale unui curent electric,
  - rezistența electrică,
  - frecvența,
  - temperatura etc.
- De asemenea, aparatul
  - poate testa continuitatea între 2 puncte dintr-un circuit,
  - poate măsura parametrul  $h_{FE}$  (sau  $h_{21e}$ ) al unui tranzistor bipolar,
  - poate testa o diodă semiconductoare etc.
- În cele ce urmează, se vor prezenta circuitele echivalente la măsurarea unei tensiuni continue, unui curent continuu, unei rezistențe (folosind montajul cu 2 fire sau cu 4 fire), dar și la testarea unei diode semiconductoare. Se vor explica și modalitățile de măsurare a temperaturii. Toate aceste precizări se referă la multimetrul numeric Hameg HM8112, dar sunt valabile și pentru multe alte aparate similare.
- Pornindu-se de la faptul că multimetrul măsoară succesiv diferite mărimi, acesta este conceput dintr-un aparat de bază (care realizează de fapt măsurarea pentru oricare funcție) căruia i se adaugă elemente suplimentare de circuit pentru fiecare dintre celelalte mărimi măsurate.

## 1.1. Măsurarea tensiunii

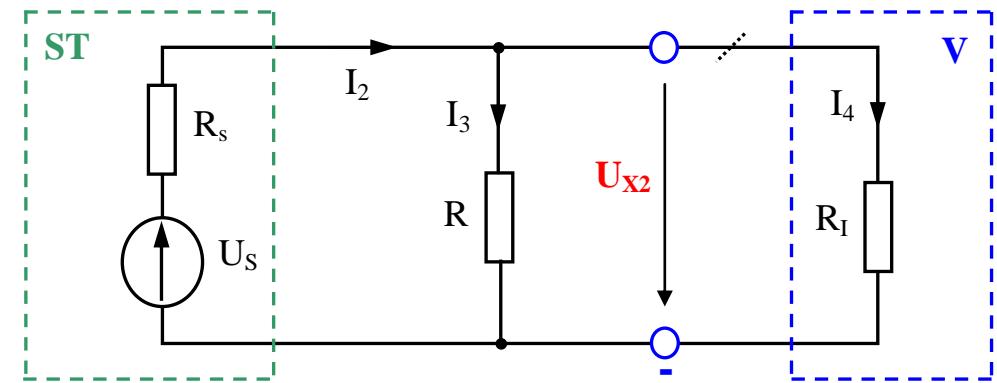
- La măsurarea unei tensiuni continue  $U_X$ , multimetrul devine un **voltmetru de c.c.** (**V**).
- De exemplu, se dorește măsurarea tensiunii  $U_X$  la bornele unui rezistor  $R$  care este conectat la ieșirea unei surse stabilizate de tensiune continuă (**ST**).
- **Circuitul echivalent** la măsurarea acestei tensiuni este cel din fig.1.1.



**Figura 1.1.a**

$R_s$  - rezistență internă a **ST** (la **ST** ideală,  $R_s \rightarrow 0$ )

$U_S$  - tensiunea de ieșire de mers în gol a **ST**



**Figura 1.1.b**

$R_I$  - rezistență internă a voltmetrului **V**

- Înaintea conectării voltmetrului, tensiunea care trebuie măsurată are expresia,  $U_{X1} = \frac{R}{R + R_s} \cdot U_S = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R}} \cdot U_S$ .
- Voltmetrul real din fig.1.1.b va indica o tensiune  $U_{X2}$  mai mică decât  $U_{X1}$  :

$$U_{X2} = \frac{R // R_I}{R // R_I + R_s} \cdot U_S = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R // R_I}} \cdot U_S < \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R}} \cdot U_S = U_{X1} .$$

- **Este de dorit ca tensiunea măsurată să nu-și modifice valoarea după conectarea voltmetrului.**

- Dacă  $R$  este neglijabil în raport cu  $R_I$  atunci  $R/R_I \approx R$  și curentul prin  $R_I$  poate fi neglijat. Voltmetrul afișează o tensiune foarte apropiată de  $U_{X1}$ . Numai la voltmetrul ideal  $R_I \rightarrow \infty$ .

**Concluzie :** Rezistența internă a unui voltmetru trebuie să fie cât mai mare pentru ca prin conectarea aparatului în montaj să nu fie afectată valoarea tensiunii măsurate.

## 1.2. Măsurarea curentului

- La măsurarea unui curent continuu, multimetrul devine un ampermetru de c.c. (A).
- De exemplu, se dorește măsurarea curentului  $I_{X1}$  printr-un rezistor  $R$  conectat la bornele de ieșire ale unei surse stabilizate de tensiune continuă (ST), ca în fig. 1.2.a.
- Circuitul echivalent la măsurarea acestui curent este cel din fig. 1.2.b.

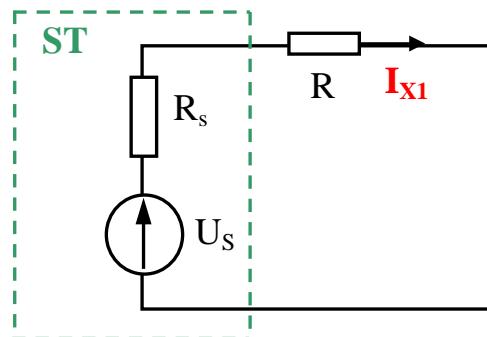


Figura 1.2a

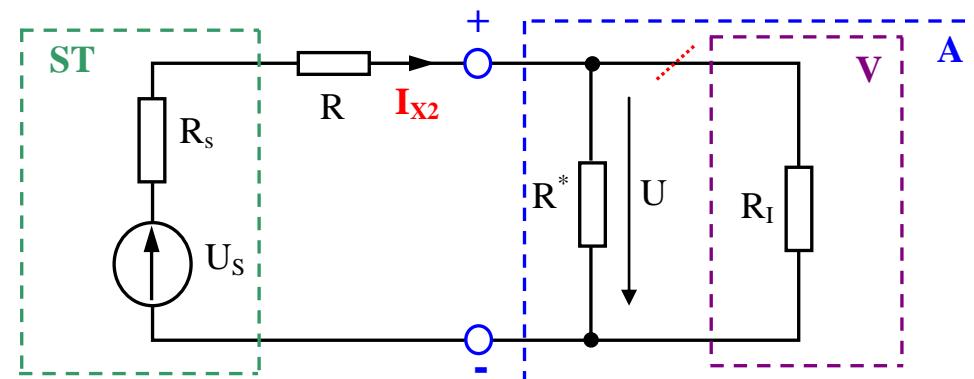


Figura 1.2b

- Ampermetrul se obține dintr-un voltmetru (V) căruia i se conectează între bornele de intrare un rezistor  $R^* = 1\Omega$ . Astfel, tot curentul  $I_{X2}$  de măsurat trece practic prin  $R^*$  (pentru că  $R^* \ll R_I$ ).
- Voltmetrul **V** măsoară tensiunea  $U = I_{X2} \cdot R^*$ . Întrucât  $R^* = 1\Omega$ , valoarea numerică a tensiunii este egală cu cea a curentului:  $U[V] = I_{X2}[A]$ . Rezistorul  $R^* = 1\Omega$  convertește curentul de măsurat  $I_{X2}$  într-o tensiune  $U$  de aceeași valoare.

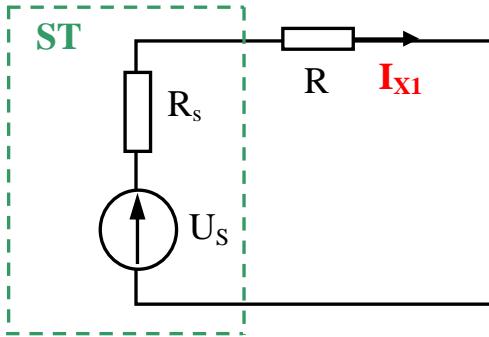


Figura 1.2a

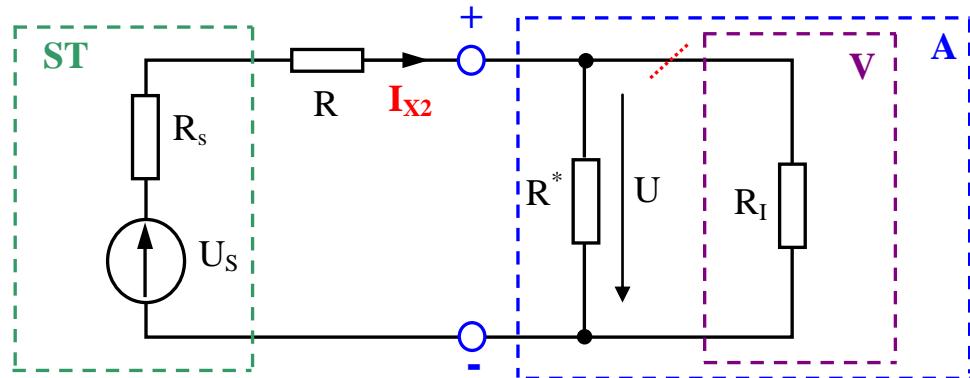


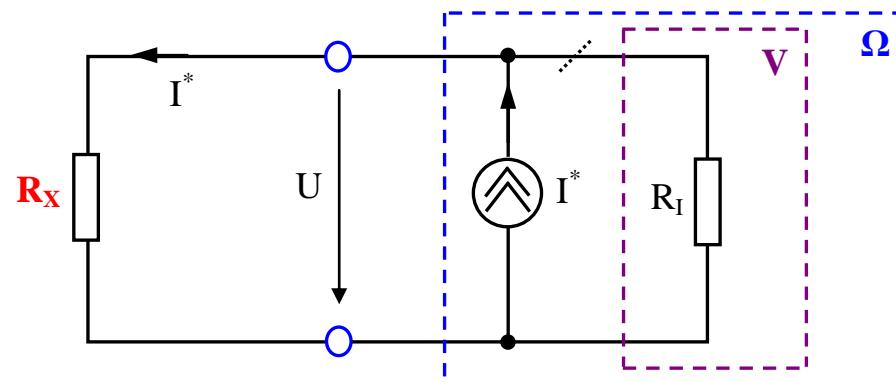
Figura 1.2b

- *În absență ampermetrului* (fig. 1.2a), curentul de măsurat este  $I_{X1} = \frac{U_S}{R + R_s}$ .
- *Expresia curentului măsurat de ampermetrul real A este :*  $I_{X2} = \frac{U_S}{R + R_s + \frac{R^* \cdot R_I}{R^* + R_I}}$ .
- *Curentul de măsurat este de dorit să nu-și modifice valoarea după conectarea ampermetrului,* adică  $I_{X2} = I_{X1}$ . Pentru aceasta trebuie ca  $R^* \ll R_I$ ,  $R^* \ll R$ ,  $R^* \ll R_s$ . Alegând  $R^* = 1\Omega$ , sunt îndeplinite toate aceste condiții.
- *Rezistența de intrare (internă) a ampermetrului este de dorit să fie cât mai mică.* În fig. 1.2.b, ampermetrul A are rezistență internă  $R^*/R_I$  și valoarea acestieia este aproape  $1\Omega$ . Căderea de tensiune pe ampermetru trebuie să fie neglijabilă.
- *La măsurarea curentilor mari (de ordinul amperilor) rezistența  $R^*$  are valori foarte mici (de ordinul  $0,01\Omega$  sau chiar  $0,001\Omega$ ), se numește “sunt“ și este o plăcuță din cupru.*

**Concluzie :** Ampermetrul măsoară practic tot tensiunea și o afișează atașându-i unitatea de măsură pentru curent.

### 1.3. Măsurarea rezistenței electrice

- Rezistorul (a cărui rezistență  $R_X$  trebuie măsurată) se conectează între bornele de intrare ale ohmmetrului  $\Omega$ .
- Ohmmetrul se obține dintr-un voltmetru de c.c. ( $V$ ) căruia i se conectează între bornele de intrare o sursă de curent constant  $I^* = 1\text{mA}$ .
- Circuitul echivalent al montajului la măsurarea rezistenței este cel din fig. 1.3. Sursa de curent constant s-a considerat ideală (rezistență internă infinită).



**Figura 1.3**

- Se consideră neglijabile rezistențele firelor de conexiune ale aparatului.
- Tensiunea la bornele voltmetrului are expresia  $U = I^* \cdot \frac{R_X \cdot R_I}{R_X + R_I}$ .
- Dacă  $R_X \ll R_I$ , tot curentul  $I^*$  trece practic prin  $R_X$ , iar voltmetrul măsoară tensiunea  $U = I^* \cdot R_X$ .
- În condițiile în care  $I^* = 1\text{mA}$ , valoarea numerică a tensiunii  $U[V]$  este egală cu cea a rezistenței de măsurat  $R_X[\text{k}\Omega]$  :  $U[V] = R_X[\text{k}\Omega]$ .

**Concluzie :** Ohmmetrul măsoară practic tot tensiunea și o afișează atașându-i unitatea de măsură pentru rezistență.

#### 1.4. Testarea diodei

- Testerul pentru diode (TD) *are circuitul echivalent al ohmmetrului, dar indică tensiunea la borne.*
- Circuitul echivalent al montajului *pentru testarea diodei D polarizate direct* este cel din fig. 1.4.1.

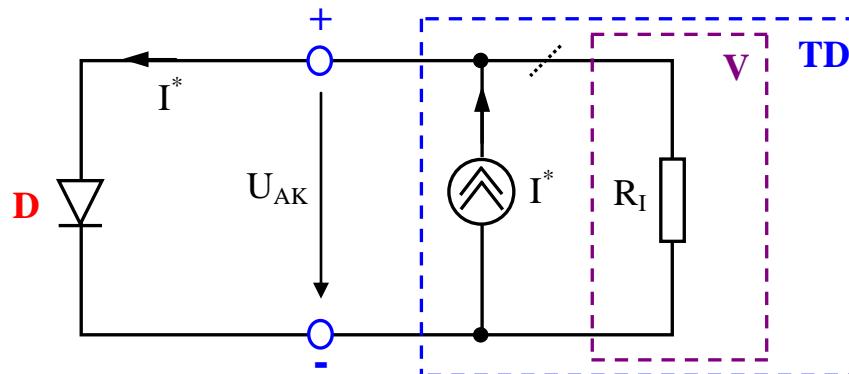
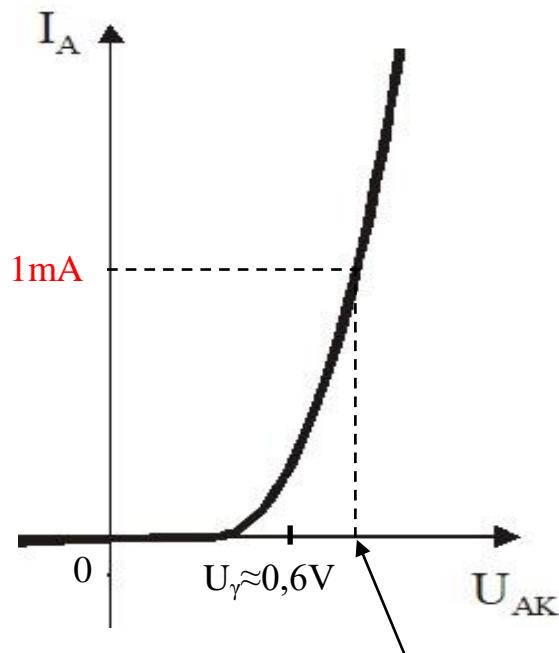


Figura 1.4.1

- Dioda D parcursă de  $I^* = 1\text{mA}$  ar trebui să fie în starea de conducție ; TD ar trebui să indice tensiunea  $U_{AK}$  ( $0,3\text{V} < U_{AK} < 1,2\text{V}$ ), măsurată de voltmetrul V, a cărei valoare depinde de tipul diodei.
- Conform cărții tehnice a aparatului, situațiile care indică o diodă defectă, la polarizarea directă a acesteia, sunt următoarele:
  - $U_{AK} > 1,2\text{V}$ , când dioda este întreruptă și aparatul indică *Overflow*;
  - $U_{AK} \rightarrow 0$ , când dioda este străpunsă (scurtcircuitată).

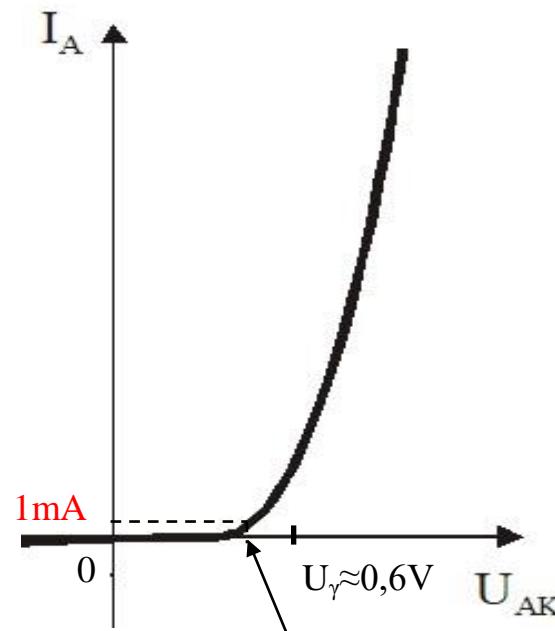
**Cazuri particulare** de diode polarizate direct ( $U_{AK} > 0$ ) cu  $I_A = 1\text{mA}$ :

a) Dioda (redresoare, Zener) de putere mică



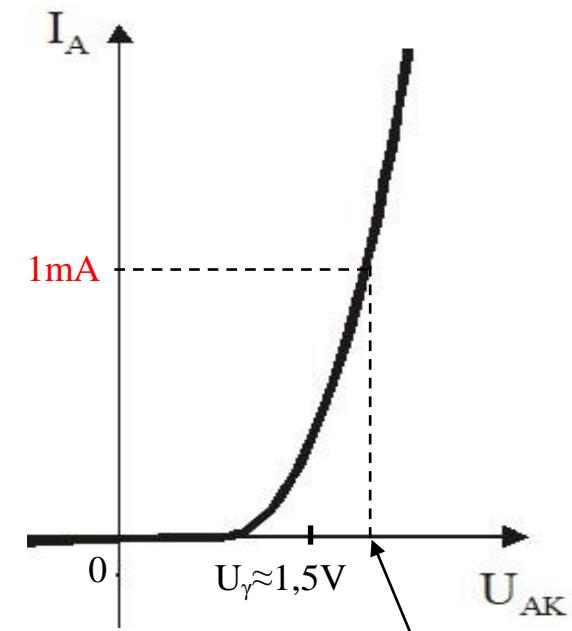
Tensiunea afişată:  $U_{AK} = 0.7\ldots 0.9\text{V}$

b) Dioda redresoare de putere mare



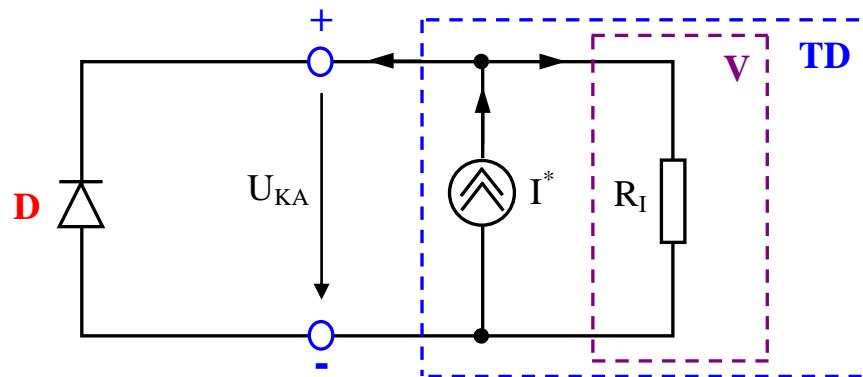
Tensiunea afişată:  $U_{AK} = 0.3\ldots 0.5\text{V}$

c) Dioda electroluminescentă (LED)



$U_{AK} = 1.3\ldots 2.5\text{V} > 1.2\text{V}$   
Multimetru afiseaza *Overflow* fără ca LED-ul să fie defect

- Circuitul echivalent al montajului pentru testarea diodei D polarizate invers este cel din fig. 1.4.2.



**Figura 1.4.2**

- Rezistența internă  $r_d$  a diodei și  $R_I$  au valori foarte mari, iar  $I^* = 1\text{mA}$ . Ca urmare  $U_{AK} = I^* \cdot \frac{r_d \cdot R_I}{r_d + R_I}$  este foarte mare, motiv pentru care **TD** indică depășire de domeniu (*Overflow*).
- Situații care indică o diodă defectă, la polarizarea inversă a componentei:
  - $U_{KA}$  de valoare finită ;
  - $U_{KA} \rightarrow 0$ , când dioda este străpunsă (scurtcircuitată).

## 1.5. Montaje cu 2 sau 4 fire pentru măsurarea rezistenței electrice

### 1.5.1. Montajul cu 2 fire de conexiune

- Circuitul echivalent al montajului cu 2 fire pentru măsurarea rezistenței* este cel din fig. 1.5.1. Se consideră  $R_I \rightarrow \infty$  pentru voltmetrul  $V$ , iar  $R_f$  este rezistența unui fir de conexiune.

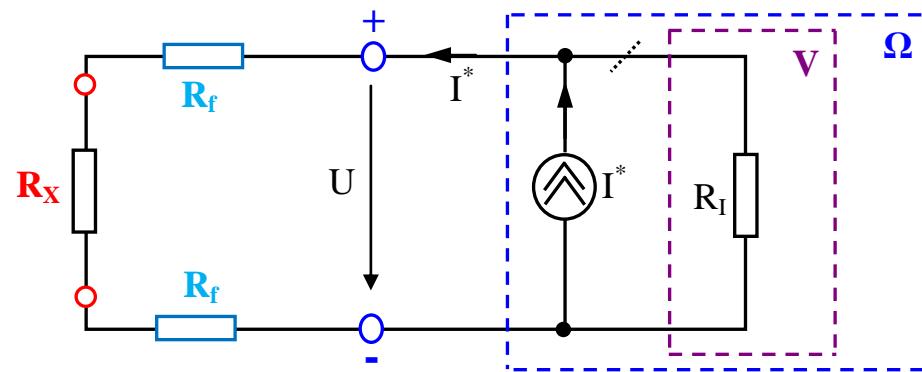


Figura 1.5.1

- Întrucât  $R_I \gg R_X + 2R_f$  și neglijând curentul prin  $R_I$ , tensiunea măsurată de voltmetru este  $U = I^*(R_X + 2R_f)$ .
- Montajul este recomandat pentru rezistențe care îndeplinesc condițiile :*  
 $R_X \ll R_I$  și  
 $R_X \gg 2R_f$ ,  
deci *nu și pentru rezistențe foarte mici*.

### 1.5.2. Montajul cu 4 fire de conexiune

- Circuitul echivalent al montajului cu 4 fire pentru măsurarea rezistenței este cel din fig. 1.5.2. Se consideră că
  - $R_I \rightarrow \infty$  pentru voltmetrul  $\text{V}$ ,
  - sursa de curent constant este ideală și oferă la ieșire curentul  $I^* = 1\text{mA}$ , iar
  - $R_f$  și  $R_{f1}$  sunt rezistențele firelor de conexiune utilizate.

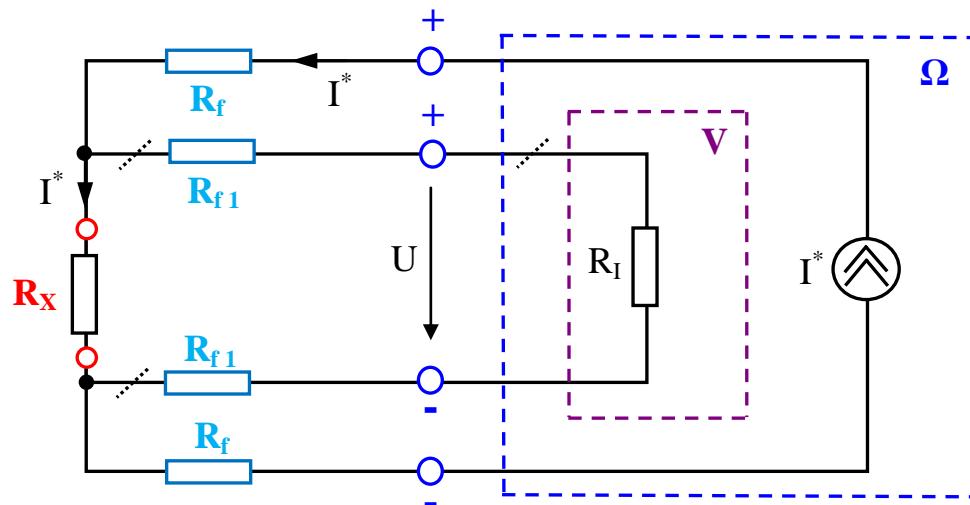


Figura 1.5.2

- Dacă  $R_X \ll R_I$ , prin firele cu rezistență  $R_{f1}$  nu circulă curent.

Ca urmare, tensiunea măsurată de  $\text{V}$  este  $U[\text{V}] = I^*[\text{mA}] \cdot R_X[\text{k}\Omega] = R_X[\text{k}\Omega]$  și nu depinde de rezistențele firelor de conexiune utilizate.

- Montajul este recomandat pentru măsurarea precisă a rezistențelor mici și foarte mici.

## **1.6. Măsurarea temperaturii cu multimetrul numeric HM8112**

### **1.6.1. Măsurarea temperaturii cu termorezistență**

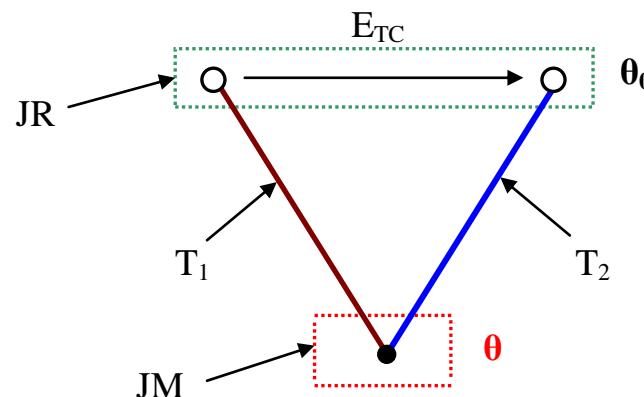
- Termorezistența este un senzor de temperatură a cărui rezistență electrică depinde puternic de temperatură.

În principiu, la termorezistențele din platină,  $R_\theta = R_0(1 + a \cdot \theta + b \cdot \theta^2)$ , unde  $\theta$  este temperatura măsurată, iar  $R_0$ ,  $a$  și  $b$  sunt niște constante.

- Măsurându-se  $R_\theta$  și cunoscându-se relația de dependență  $R_\theta = f(\theta)$ , se obține temperatura  $\theta$ .
- Când senzorul folosit este termorezistență, multimetrul numeric măsoară rezistența senzorului și afișează temperatura corespunzătoare, rezultată din relația de dependență  $R_\theta = f(\theta)$ .
- La măsurarea temperaturii cu termorezistență se alege montajul cu 2 sau cu 4 fire de conexiune.

### **1.6.2. Măsurarea temperaturii cu termocuplul**

- Termocuplul este un senzor de temperatură care constă în 2 fire din metale diferite (numite termoelectrozi), sudate la unul din capete (fig. 1.6.1).
- Punctul de sudură reprezintă joncțiunea de măsurare (JM) și se cufundă în mediul a cărui temperatură  $\theta$  trebuie măsurată.
- Capetele libere formează joncțiunea de referință (JR) și se mențin la o temperatură constantă,  $\theta_0$ .



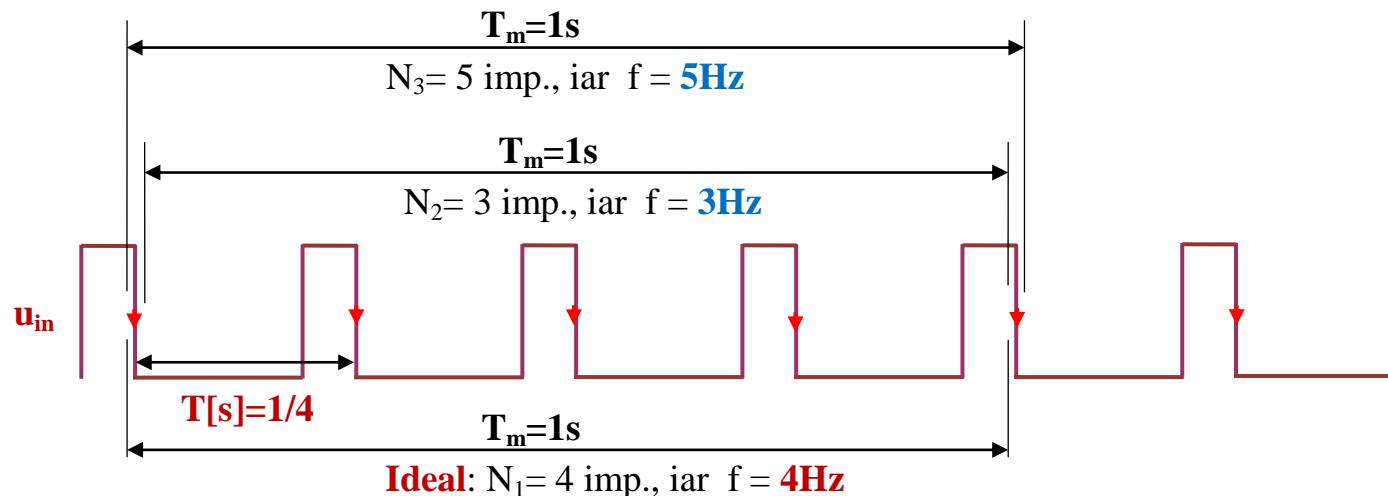
**Figura 1.6.1**

- Termocuplul generează o tensiune termoelectromotoare între capetele libere ale termoelectrozilor T<sub>1</sub> și T<sub>2</sub>:  $E_{TC} = K_{TC}(\theta - \theta_0)$ .
- $K_{TC}$  are valori  $\times 10^{-2}$  mV/ $^{\circ}$ C, se numește sensibilitatea termocupplului și nu este constantă în tot domeniul de măsurare.
- Măsurându-se tensiunea  $E_{TC}$  și cunoscând dependența  $E_{TC} = f(\theta)$  se obține temperatura  $\theta$ .
- Când senzorul folosit este termocuplul, multimetru numeric măsoară tensiunea generată de senzor și afișează temperatura corespunzătoare.

## 1.7. Măsurarea frecvenței unei tensiuni periodice

- **Principiul de măsurare** considerând tensiunea de intrare  $u_{in}$  un semnal dreptunghiular

Multimetru numeric HM8112 contorizează fronturile descrescătoare ale tensiunii  $u_{in}$  de intrare într-un interval de timp de 1 secundă. Numărul  $N$  rezultat reprezintă frecvența exprimată în Hz (vezi *cazul ideal* din figură).



În cazul **ideal**, în intervalul  $T_m$  începe un număr întreg de perioade ale  $u_{in}$  și se obține perioada lui  $u_{in}$  astfel :  $T[\text{s}] = \frac{1}{f[\text{Hz}]} = \frac{T_m[\text{s}]}{N_1} = \frac{1}{4}$  .

Ca urmare,  $f=4\text{Hz}$ .

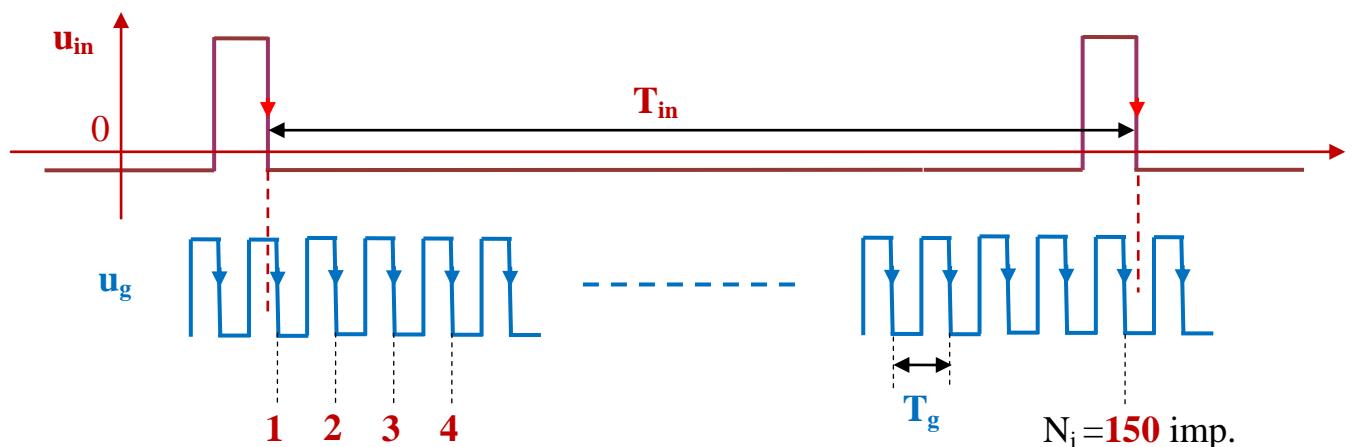
- În funcție de modul de poziționare a intervalului de timp de măsurare  $T_m$  pe trenul de impulsuri dreptunghiulare, se pot măsura  **$N+1$**  sau  **$N-1$**  impulsuri. Ca urmare, eroarea maximă de măsurare este  $\pm 1$  impuls.
  - Eroarea maximă de măsurare devine semnificativă pentru tensiuni  $u_{in}$  cu frecvențe reduse.
- Exemple :** a)  $f [\text{Hz}] = 1500 \pm 1$  se obține o eroare maximă de măsurare de **0,07%**.  
 b)  $f [\text{Hz}] = 5 \pm 1$  se obține o eroare maximă de măsurare de **20%**.

## 1.8. Măsurarea perioadei unei tensiuni periodice

- **Principiul de măsurare**

Multimetru numeric HM8112 măsoară intervalul de timp dintre 2 treceri consecutive prin zero, pe fronturi de același tip, ale tensiunii de intrare  $u_{in}$ .

Pentru aceasta, în intervalul de timp astfel delimitat (care reprezintă perioada  $T_{in}$  de măsurat) se contorizează mai multe impulsuri dreptunghiulare  $u_g$  cu frecvență mare și perioadă  $T_g$  cunoscută. Contorizarea constă în numărarea fronturilor consecutive de același tip (în figură, fronturi descrescătoare) ale semnalului  $u_g$ .



- Impulsurile  $u_g$  de numărat sunt furnizate de un oscilator intern (al multimetrului).
- Perioada tensiunii de intrare se calculează cu relația :  $T_{in} = N_i \cdot T_g$  .
- În funcție de modul de poziționare a trenului de impulsuri  $u_g$  în intervalul de timp  $T_{in}$  se pot număra  $N_i$  impulsuri sau  $(N_i + 1)$  impulsuri. Ca urmare, eroarea maximă de măsurare este dată de perioada  $T_g$  a unui impuls.

- Eroarea maximă de măsurare devine semnificativă pentru tensiuni cu frecvențe ridicate, când perioada  $T_{in}$  este foarte mică.

**Exemple :**

Se consideră  $f_g = 10 \text{ MHz}$ , adică  $T_g = 0,1\mu\text{s}$ .

a)  $T_{in} = 1 \mu\text{s} = 10^{-6} \text{ s}$  ( $f_{in} = 1 \text{ MHz}$ ) ..... eroarea maximă este  $0,1\mu\text{s}$  adică  $10\%$ .

b)  $T_{in} = 1 \text{ ms} = 1000 \mu\text{s} = 10^{-3} \text{ s}$  ( $f_{in} = 1 \text{ kHz}$ ) ..... eroarea maximă este  $0,1\mu\text{s}$  adică  $0,01\%$ .

## 2. Voltmetre numerice pentru tensiuni continue

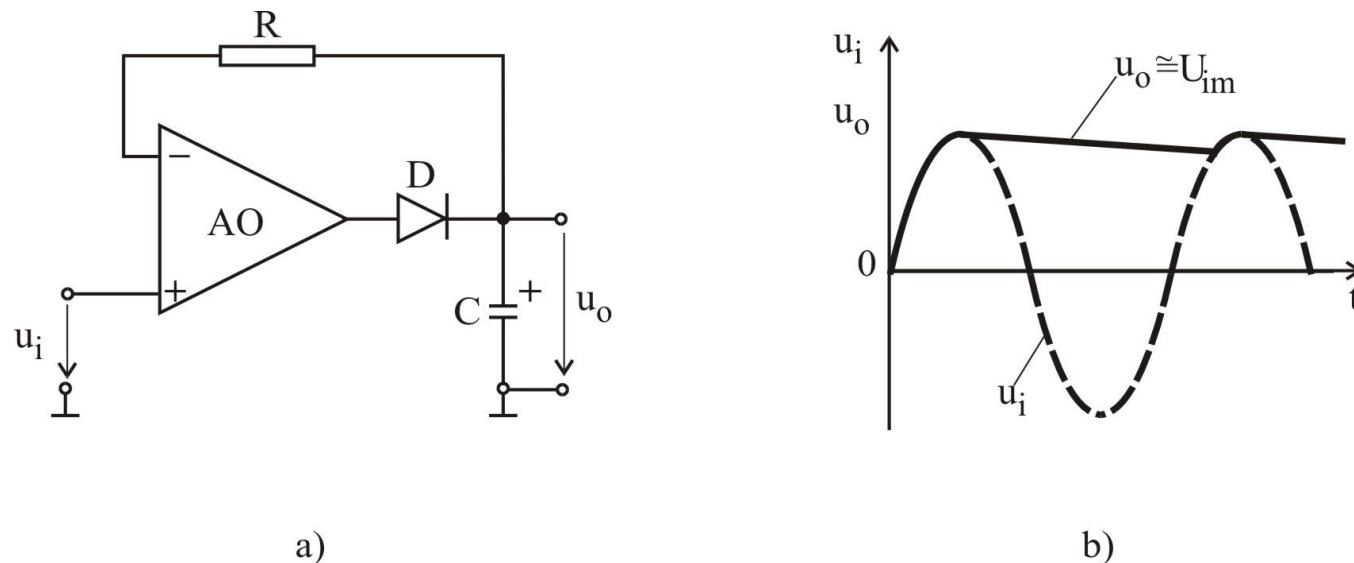
- Majoritatea aparatelor de măsurare numerice au la bază un voltmetru numeric pentru tensiuni continue, care are ca element principal convertorul analog-numeric.
- Voltmetrele numerice de curent continuu (c.c.) sunt de mai multe tipuri:
  - ◆ cu conversie directă (care transformă direct tensiunea continuă de măsurat într-un număr);
  - ◆ cu conversie intermediară tensiune - timp;
  - ◆ cu integrare (folosesc un CAN cu integrare);
  - ◆ cu aproximări succesive (folosesc un CAN cu aproximari succesive) etc.
- Voltmetrele cu CAN cu aproximări succesive sunt utilizate datorită timpului suficient de mic de răspuns (până la 1000 de măsurări pe secundă) și erorilor mici (de ordinul 0,001% pentru afișaj cu 4 săgeți), dar
- Voltmetrele profesionale sunt adesea voltmetre cu integrare cu mai multe pante (de exemplu multimetrul Hameg).
- Voltmetrele cu integrare sunt de mai multe tipuri:
  - cu integrare și conversie tensiune-frecvență,
  - cu integrare dublă pantă,
  - cu integrare multiplă pantă,
  - potențiometrice cu integrare.

### **3. Voltmetre de curent alternativ**

- Voltmetrele electronice analogice de c.a. sunt de trei feluri:
  - a) de tensiune medie, folosite pentru măsurarea tensiunilor sinusoidale puțin distorsionate;
  - b) de tensiune de vârf, recomandate când tensiunea alternativă măsurată este de frecvență înaltă (peste 10MHz);
  - c) de tensiune efectivă, utilizate când este importantă determinarea puterii efective a semnalului de intrare, care are forma de undă mult diferită de cea sinusoidală.
- În majoritatea aplicațiilor, tensiunile alternative se măsoară folosind, ca aparat de bază, voltmetrul de c.c. Conversia mărimii de măsurat într-un semnal acceptat de voltmetrul de c.c. o realizează mai multe circuite electronice conectate în cascadă.
- Voltmetrele pentru valori medii se mai numesc și *voltmetre electronice cu redresoare*, întrucât principalul bloc electronic din structură este un redresor de precizie, realizat cu amplificatoare operaționale.  
Frecvența maximă a tensiunii de intrare este limitată, deoarece capacitatele interne ale diodelor influențează răspunsul redresorului la frecvențe înalte.

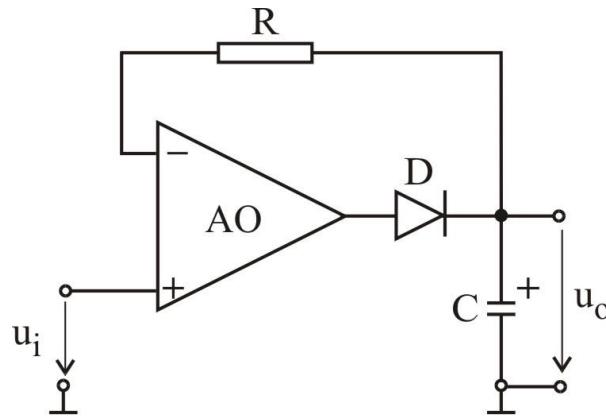
### 3.1. Voltmetre pentru valori de vârf

- Un voltmetru pentru valori de vârf constă într-un detector de valori maxime, urmat de un voltmetru de c.c.
- Dacă  $u_i$  este o tensiune sinusoidală, valoarea ei efectivă este  $U_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{im}$ , cu  $U_{im}$  notându-se amplitudinea (valoarea maximă, de vârf a semnalului).
- Această dependență permite indicarea, pe scala aparatului, a valorilor efective chiar dacă mărimea măsurată este valoarea de vârf.
- Detectoarele performante de valori de vârf sunt realizate cu amplificatoare operaționale. Cel mai simplu detector de valori de vârf, realizat cu AO este reprezentat în figura 3.1; circuitul detectează și memorează valorile maxime ale tensiunii de intrare pozitive.

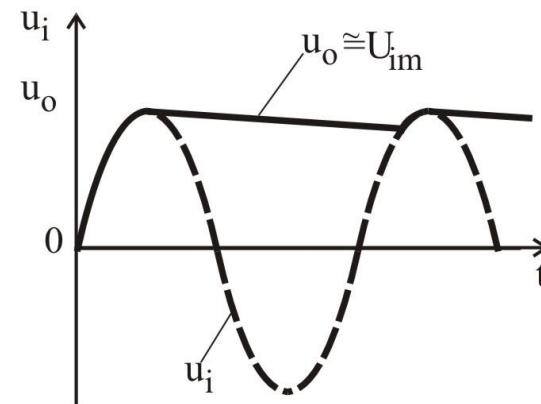


**Figura 3.1.** Detector de valori de vârf: a) schema de principiu; b) forme de undă.

- Cât timp  $u_i > u_O$ , la intrarea AO se obține  $u_{id} > 0$  și dioda D conduce. Condensatorul  $C$  se încarcă foarte rapid (prin rezistența diodei în conducție). În același timp, dioda închide și bucla de reacție negativă a AO, limitând la valoarea  $u_i$  tensiunea de ieșire. În concluzie, dacă  $u_i > u_O$ , tensiunea de la ieșire o urmărește pe cea de la intrare.



a)



b)

**Figura 3.1.** Detector de valori de vârf: a) schema de principiu; b) forme de undă.

- Când  $u_i < u_o$ ,  $u_{id} < 0$  și dioda D este blocată. AO este în saturatie și funcționează în buclă deschisă. Condensatorul memorează ultima valoare maximă (pozitivă) a tensiunii de intrare. Memorarea valorii de vârf este afectată negativ de pierderile de sarcină datorate valorilor nenule ale curentului de scurgere prin dielectricul condensatorului, curentului invers prin diodă și curentului prin intrarea inversoare a AO.
- Aplicând un semnal sinusoidal (pur alternativ) la intrare, tensiunea de ieșire este practic constantă și egală cu amplitudinea  $U_{im}$ . Dacă în momentul inițial ( $t=0$ ), condensatorul C este descărcat, în timpul primei alternanțe pozitive a tensiunii de intrare, C se încarcă până la valoarea maximă  $U_{im}$  (figura 4.2b).
- Funcționarea detectorului de valori de vârf a fost explicată în condițiile în care ieșirea este în gol. Când la ieșire se conectează un voltmetriu de c.c., pentru ca rezistența de intrare a acestuia să nu influențeze în mod negativ comportarea detectorului de valori de vârf, se impune conectarea unui adaptor de impedanță (pentru transfer maxim în tensiune) între detectorul de valori de vârf și voltmetrul de c.c.

### **3.2. Voltmetre pentru valori efective**

- De multe ori, în practică interesează valoarea efectivă a tensiunii alternative măsurate, indiferent de forma de undă a acestui semnal. Un voltmetru electronic analogic pentru valori efective este constituit dintr-un convertor de tensiune efectivă (convertor RMS-DC) și un voltmetru de c.c.
- Convertorului de tensiune efectivă i se aplică la intrare tensiunea variabilă de măsurat și oferă la ieșire o tensiune continuă, proporțională cu valoarea efectivă a mărimii de intrare.
- Un convertor RMS-DC este prezentat în structura unui bloc de condiționare a semnalelor.

### **4. Comutarea domeniilor de valori la voltmetrul / ampermetrul de c.c.**

- Figura 4.1 prezintă un circuit simplu care asigură comutarea domeniilor de valori la un voltmetru sau ampermetru de c.c.
- Există trei domenii de măsurare selectate din comutatorul  $K_2$ :
  - 0...10mV, 0...100mV, 0...1V, respectiv
  - 0...10mA, 0...100mA, 0...1A.

Acste domenii sunt stabilite prin intermediul divizorului rezistiv  $R_1, R_2, R_3$ , dimensionat corespunzător.

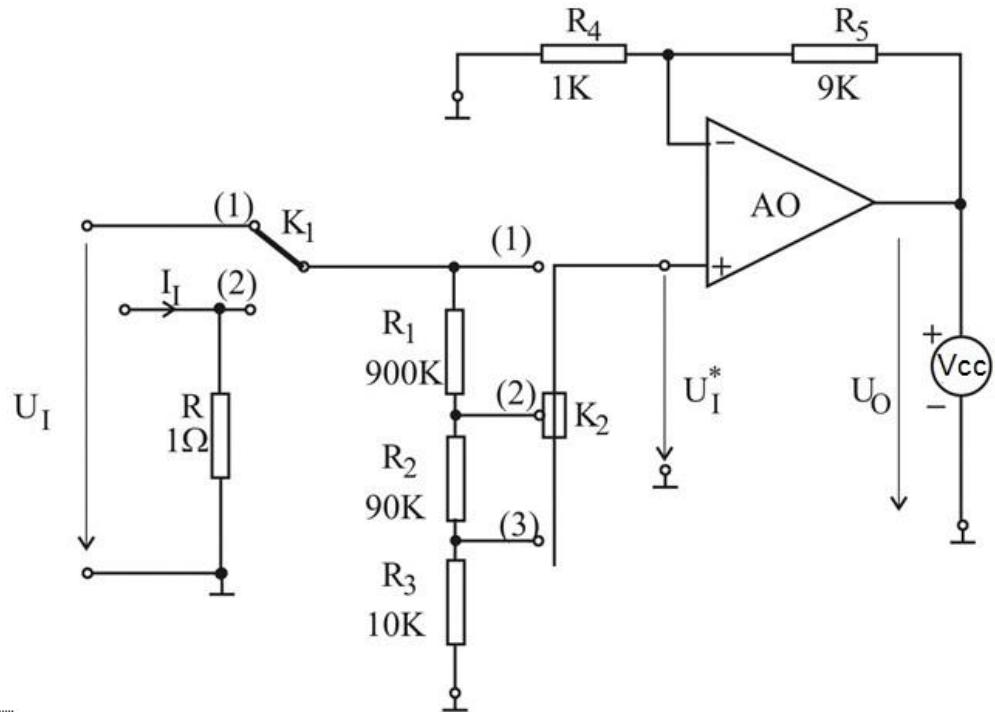


Figura 4.1

### a) Măsurarea tensiunii

- La măsurarea tensiunii,  $K_1$  este pe poziția 1.
- Amplificatorul neinversor realizat cu AO are o rezistență de intrare  $R_I \rightarrow \infty$  și o amplificare în tensiune

$$A_U = \frac{U_O}{U_I^*} = 1 + \frac{R_5}{R_4} = 10. \text{ Ca urmare, } U_O = 10 \cdot U_I^*.$$

### b) Măsurarea curentului

- Pentru aceasta se realizează, mai întâi, conversia semnalului de intrare  $I_I$  într-o tensiune  $U_I [\text{mV}] = R[\Omega] \cdot I_I [\text{mA}]$ , de aceeași valoare (întrucât  $R=1\Omega$ ). Astfel, problema măsurării unor curenți din domeniile  $0...10\text{mA}$ ,  $0...100\text{mA}$ ,  $0...1\text{A}$  se reduce la măsurarea unor tensiuni continue din domeniile  $0...10\text{mV}$ ,  $0...100\text{mV}$ ,  $0...1\text{V}$ .
- De remarcat rezistența foarte mică de intrare a ampermetrului :  $R_I = 1\Omega$

- $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$  constituie un divizor rezistiv ( $R_I \rightarrow \infty$ ).
- Tensiunea  $U_I^*$  depinde de poziția comutatorului  $K_2$  și de  $U_I$ . Astfel,
  - când  $K_2$  este pe poziția 1,  $U_I^* = U_I$ , iar  $U_O = 10 U_I$ ;
  - când  $K_2$  este pe poziția 2,
  - $U_I^* = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot U_I = \frac{U_I}{10}$ , iar  $U_O = U_I$ ;
  - când  $K_2$  este pe poziția 3,
  - $U_I^* = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot U_I = \frac{U_I}{100}$ , iar  $U_O = \frac{1}{10} U_I$ .
- Indiferent de poziția comutatorului  $K_2$ , tensiunea de ieșire are același domeniu de valori :  $U_O = 0 ... 100\text{mV}$ .
- În aceste condiții, rezultă următoarele domenii de valori ale tensiunii de intrare :
  - $U_I = 0 ... 10\text{mV}$ , când  $K_2$  este pe poziția 1;
  - $U_I = 0 ... 100\text{mV}$ , când  $K_2$  este pe poziția 2;
  - $U_I = 0 ... 1\text{V}$ , când  $K_2$  este pe poziția 3.

De remarcat rezistența mare de intrare a voltmetrului :  $R_I = 1\text{M}\Omega$ .

## 5. Ohmmetrul

- O schemă simplă de ohmметр cu 3 domenii de măsurare este prezentată în fig. 5.1 ; aparatul conține un voltmetru de c.c. (Vcc), un AO în conexiune inversoare și o sursă de tensiune (continuă) de referință U<sub>ref</sub>.
- Rezistența necunoscută R<sub>x</sub> se află pe calea de reacție a AO.
- La borna inversoare se conectează o rezistență etalonată (R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> sau R<sub>3</sub>).

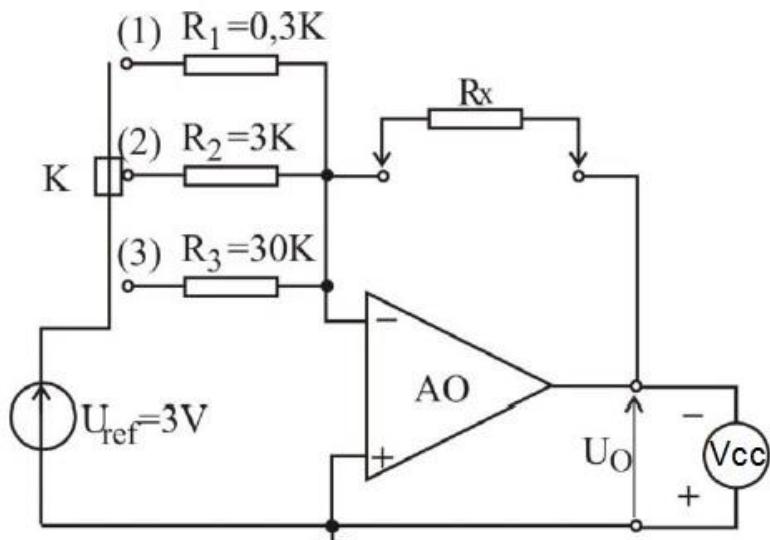


Figura 5.1. Ohmметр cu trei domenii de măsurare

- Tensiunea U<sub>O</sub> de ieșire este de forma
 
$$U_O = \frac{R_x}{R_i} \cdot U_{\text{REF}} = c_i \cdot R_x, \text{ unde } c_i [\text{V}/\text{k}\Omega] \text{ este o constantă.}$$
- Ohmметрul are o scară liniară, gradată în sens crescător.
- Valoarea rezistenței etalonate R<sub>i</sub> se schimbă dintr-un comutator K obținându-se astfel un ohmметр analogic cu mai multe domenii de măsurare.

De exemplu, pentru U<sub>O</sub> = 0 ... 1V și U<sub>REF</sub> = 3V și folosind trei rezistențe etalonate, de valori 0,3kΩ, 3kΩ și 30kΩ (fig. 3.1), se obține un ohmметр cu trei domenii de măsurare:

- 0...0,1kΩ pentru K pe poziția 1, când
 
$$U_O[\text{V}] = c_1 \cdot R_x[\text{k}\Omega] = 10 \cdot R_x[\text{k}\Omega];$$
- 0...1kΩ pentru K pe poziția 2, când
 
$$U_O[\text{V}] = c_2 \cdot R_x[\text{k}\Omega] = R_x[\text{k}\Omega];$$
- 0...10kΩ pentru K pe poziția 3, când
 
$$U_O[\text{V}] = c_3 \cdot R_x[\text{k}\Omega] = 0,1 \cdot R_x[\text{k}\Omega].$$

## **6. Multimetru numeric**

Multimetru este aparatul care *permite măsurarea mai multor mărimi*.

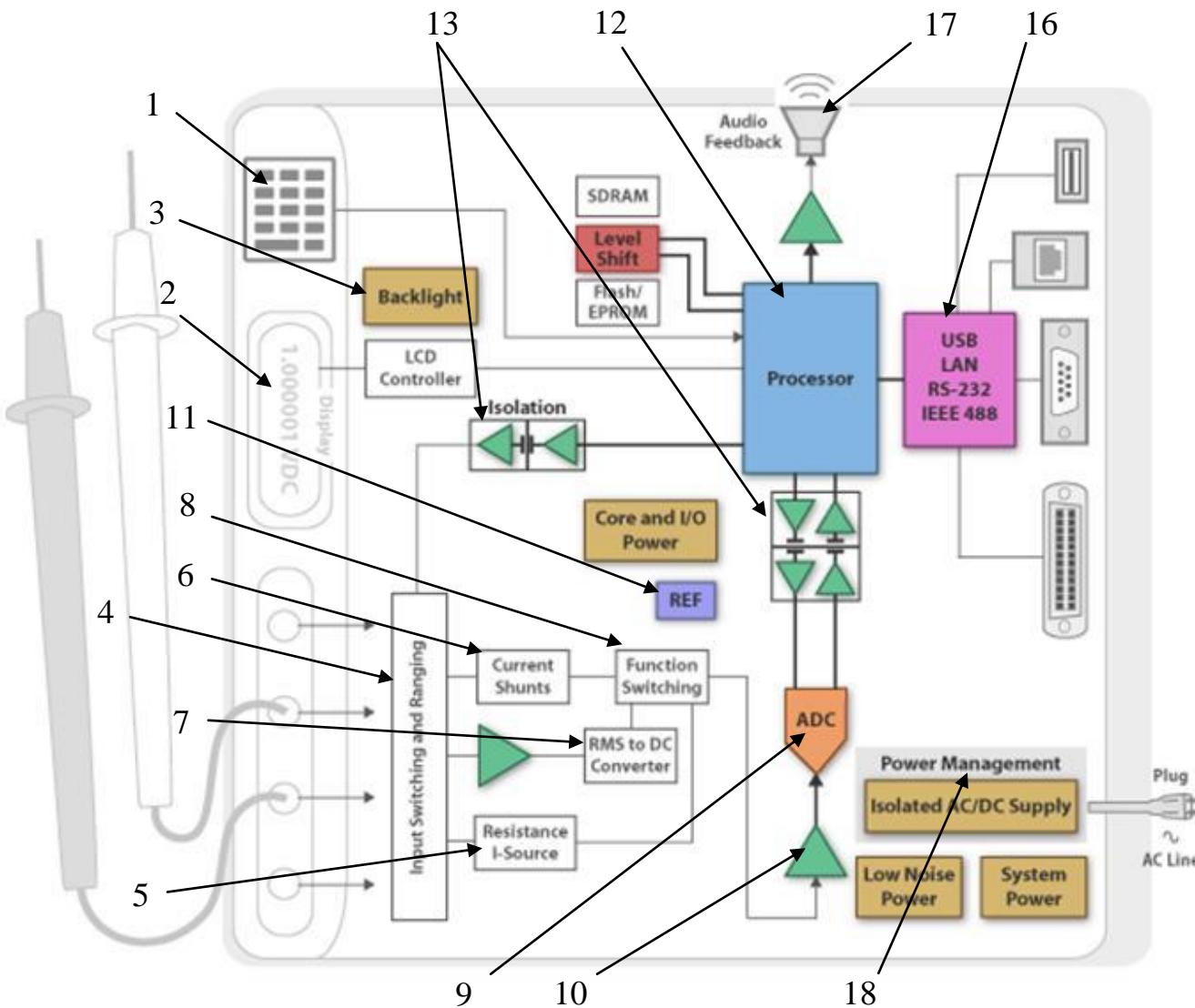
### ***EXEMPLU - Multimetru numeric de precizie HM8112-3***

- Acum multimetru numeric (figura 6.1) este produs de firma Hameg și poate măsura curenti și tensiuni (în c.c. sau c.a.), rezistențe, frecvențe, perioade, temperaturi și poate testa diode sau continuitatea.
- În plus, prin accesarea meniului aparatului, se pot selecta/modifica parametri, prelucra valori măsurate, afișa rezultate sau alte informații.
- Multimetru se alimentează de la rețea și *poate fi cuplat la un calculator compatibil IBM-PC*.



**Figura 6.1**

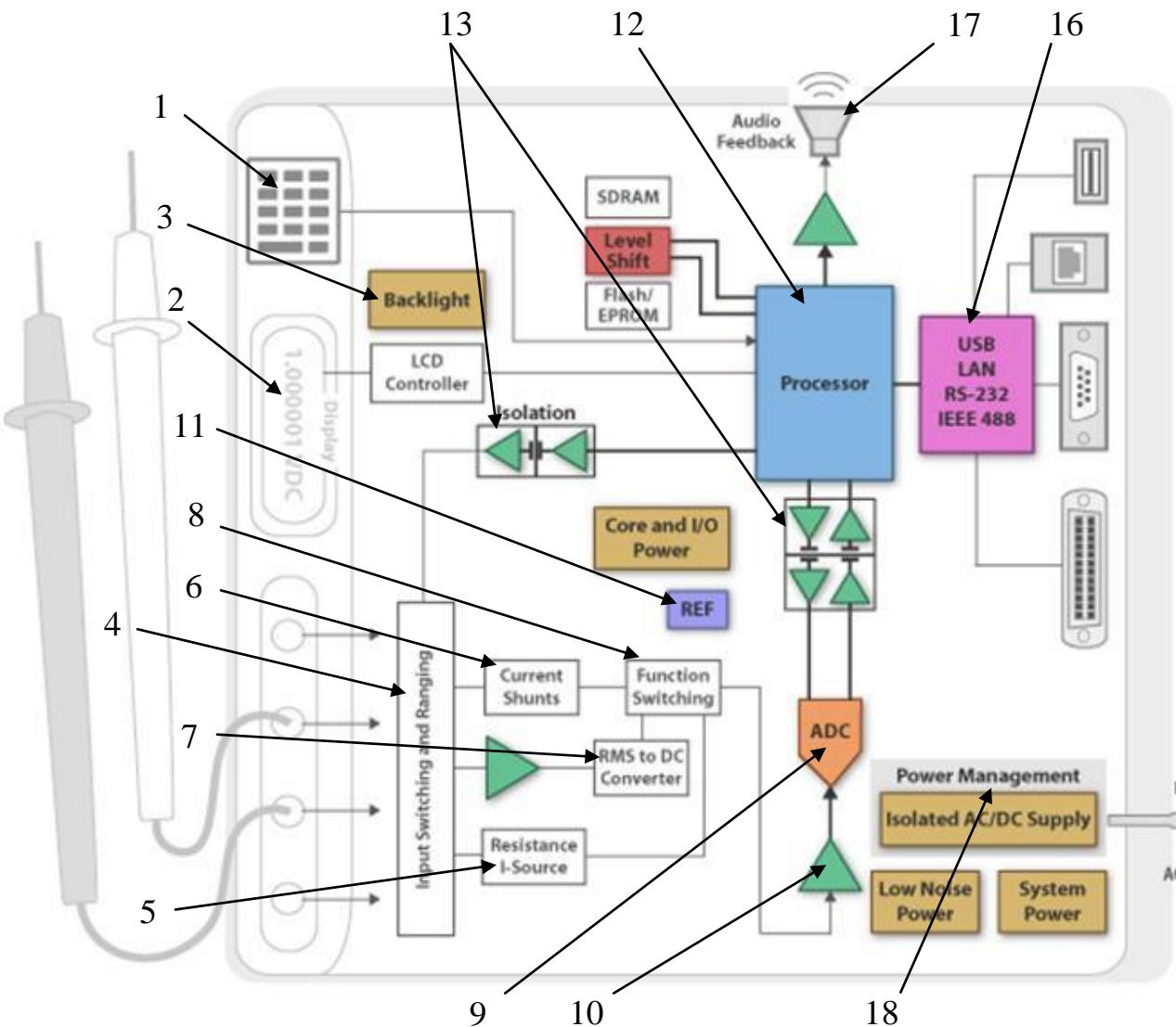
*Schema bloc* a multimetrului numeric de precizie HM 8112-3, prezentată în cartea tehnică a aparatului, este cea din figura 6.2.



**Figura 6.2.** Schema bloc internă a multimetrului HM 8112-3

1. Butoanele pentru funcții, domenii de valori, meniu etc. De la acestea se transmit semnale procesorului.

2. Display-ul este controlat, prin intermediul controlerului propriu, de către procesor.
3. Funcționarea display-ului cu cristale lichide necesită o sursă de lumină (Backlight) care îl luminează din spate.
4. Comutarea intrărilor se realizează sub comanda procesorului, prin intermediul unui amplificator cu izolare.
5. Sursa care injectează un curent constant cunoscut prin rezistorul conectat la borne – este necesară la funcționarea aparatului ca multimetru.
6. Sunturile sunt rezistențe calibrate, de valoare mică, necesare pentru implementarea ampermetrului.
7. Convertorul RMS-DC permite implementarea voltmetriului de c.a. care măsoară valoarea efectivă a tensiunii.
8. Function Switching - bloc care selectează semnalul de intrare în conformitate cu funcția aparatului și pregătește semnalul pentru intrarea amplificatorului de instrumentație.
9. ADC - convertor analog-numeric cu integrare a cărui funcționare se bazează pe principiul integrării cu mai multe pante.



**Figura 6.2.** Schema bloc internă a multimetrului HM 8112-3

10. Tensiunea analogică de intrare a ADC este furnizată de un amplificator de instrumentație.
11. REF este o referință de tensiune (folosită pentru conversie), care oferă o tensiune riguros constantă necesară atât ADC cât și altor blocuri electronice din structură.

12. Procesorul guvernează funcționarea întregului aparat.
13. Amplificatoarele cu izolare realizează izolarea galvanică a procesorului de blocurile electronice cu care comunică și de la care pot proveni unele supratensiuni.
14. SDRAM – memorie de date folosită pentru stocări temporare.
  - **RAM** = memorie volatilă, care poate fi scrisă și citită.
  - **DRAM** = RAM dinamic.
  - **SDRAM** = memorie DRAM sincronă (care poate lucra la viteze de ceas mai mari decât DRAM).
15. Flash / EPROM – memorie de programe  
**Flash** = tip de memorie nevolatilă, asemănătoare funcțional cu EEPROM, dar care trebuie stearsă pe blocuri (EEPROM poate fi stearsă octet cu octet).
16. Interfețe de comunicație : USB, LAN, RS-232, IEEE-488
  - **LAN** (Local Area Network) – interfață care permite conectarea multimetrului într-o rețea locală de calculatoare.
  - **IEEE-488** = interfață de comunicație serială specifică echipamentelor industriale.
17. Atenționare sonoră (Audio Feedback) necesară la testarea continuității.
18. Surse de alimentare cu tensiune continuă. Se asigură și izolarea galvanică față de rețea.

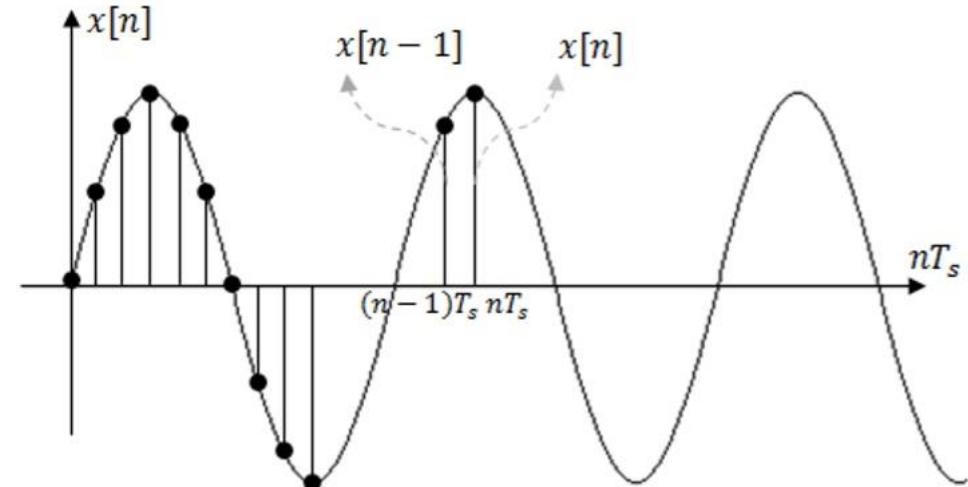
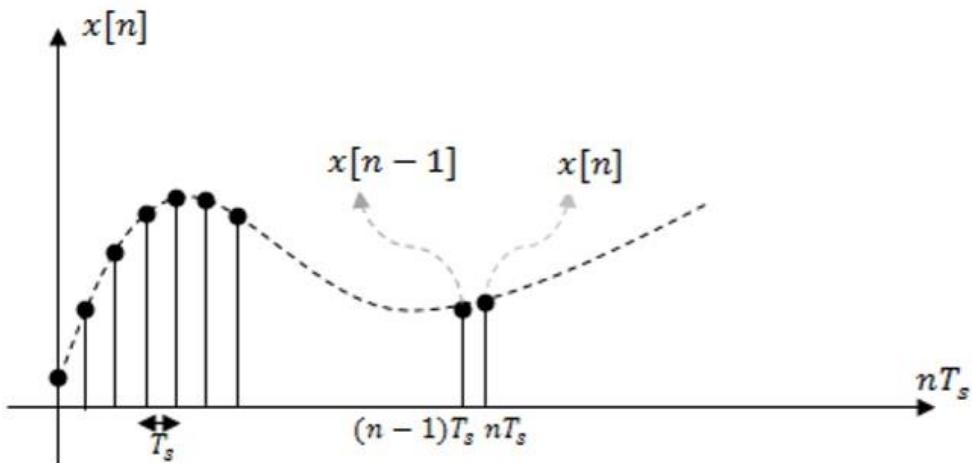
## CIRCUITE ELECTRONICE SPECIFICE APARATELOR SI SISTEMELOR DE MĂSURARE.

*Operațiile specifice tehniciilor numerice de măsurare* sunt eşantionarea, cuantizarea și codificarea.

Acste operații sunt realizate, de obicei, în cadrul blocului de *conversie analog – numerică*.

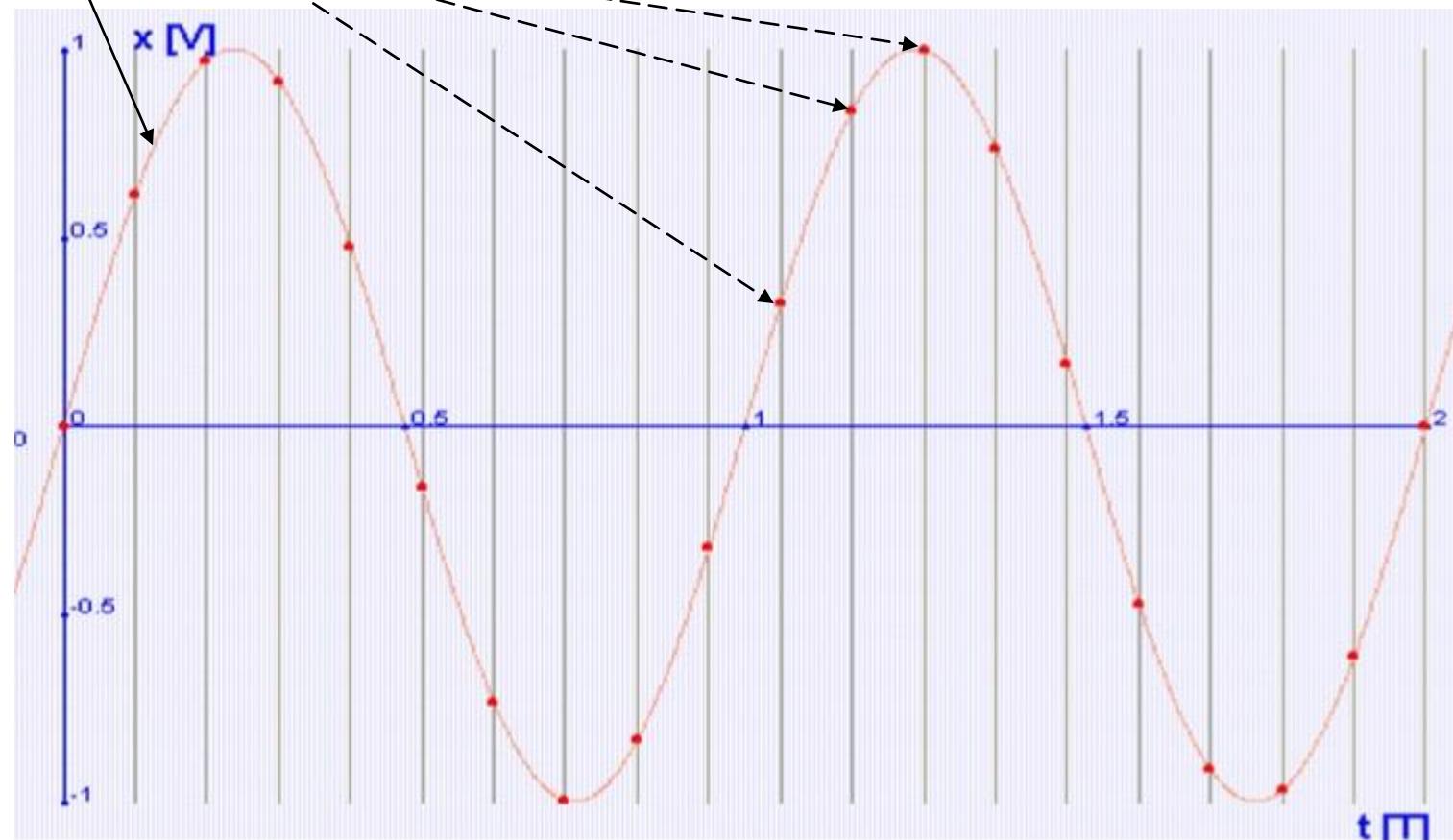
a) Eşantionarea este operația de extragere (prelevare) a unor eşantioane dintr-un semnal analogic  $x(t)$ .

- Eşantionarea în timp constă în extragerea eşantioanelor  $x[0], x[1], x[2], x[3] \dots x[n]$ , la momentele de timp successive ( $0, T_s, 2T_s, 3T_s, \dots, nT_s$ ), distribuite echidistant pe axa timpului (fig.1.1).
- $T_s$  este perioada de eşantionare, iar frecvența de eşantionare este  $f_s = 1/T_s$ .
- Eşantionarea este realizată de *circuitul de eşantionare și memorare*.



*Figura 1.1. Eşantionarea în timp*

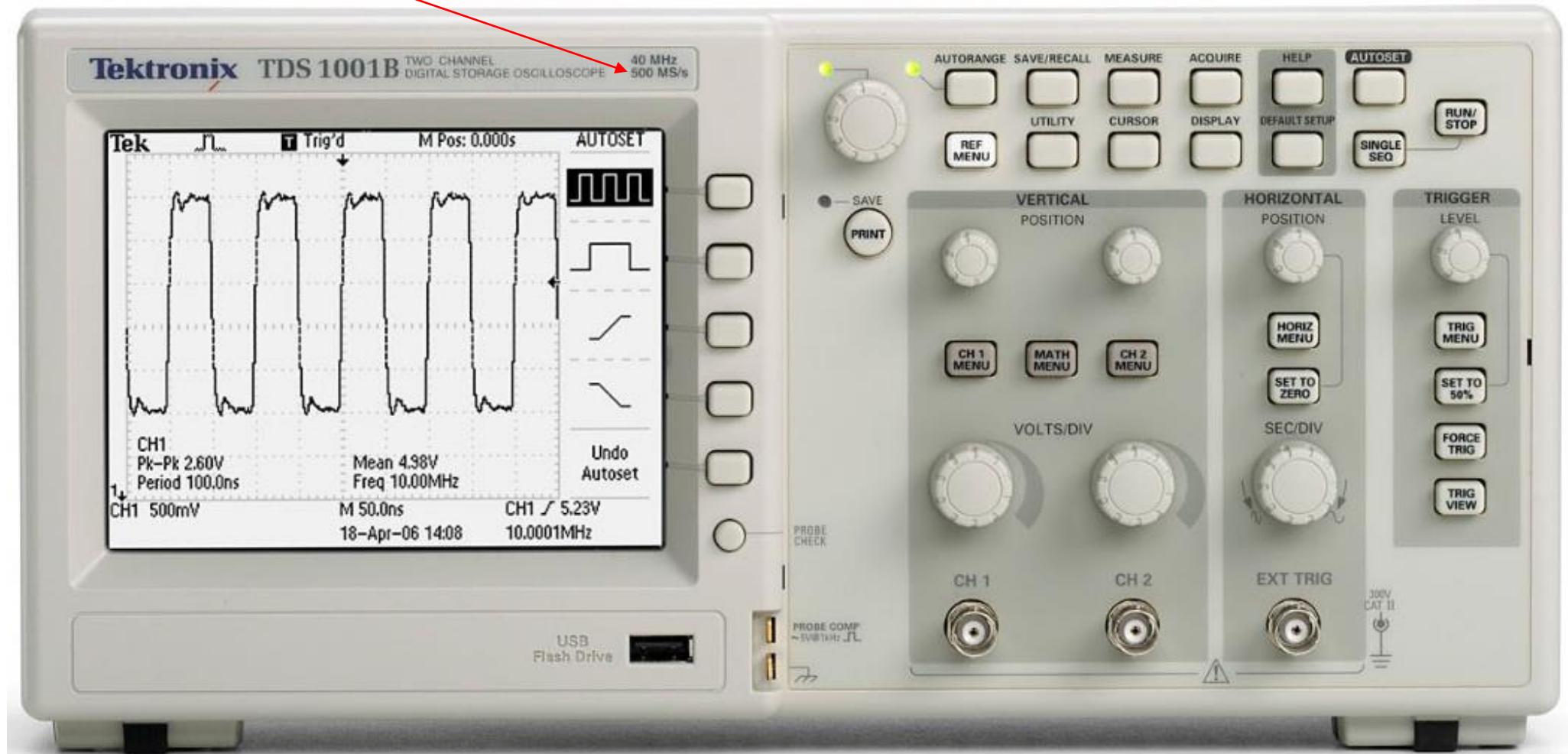
- Semnalul analogic de intrare este continuu în timp (există la orice moment de timp) și continuu în amplitudine (nivelul lui poate avea orice valoare într-un anumit domeniu).
- Semnalul eșantionat este discret în timp (există numai în momentele de eșantionare) și continuu în amplitudine.



## Exemplu

Eşantionarea o întâlnim la orice osciloscop numeric, aparat care primeşte la intrare mărimi analogice pe care, mai întâi, le eşantionează.

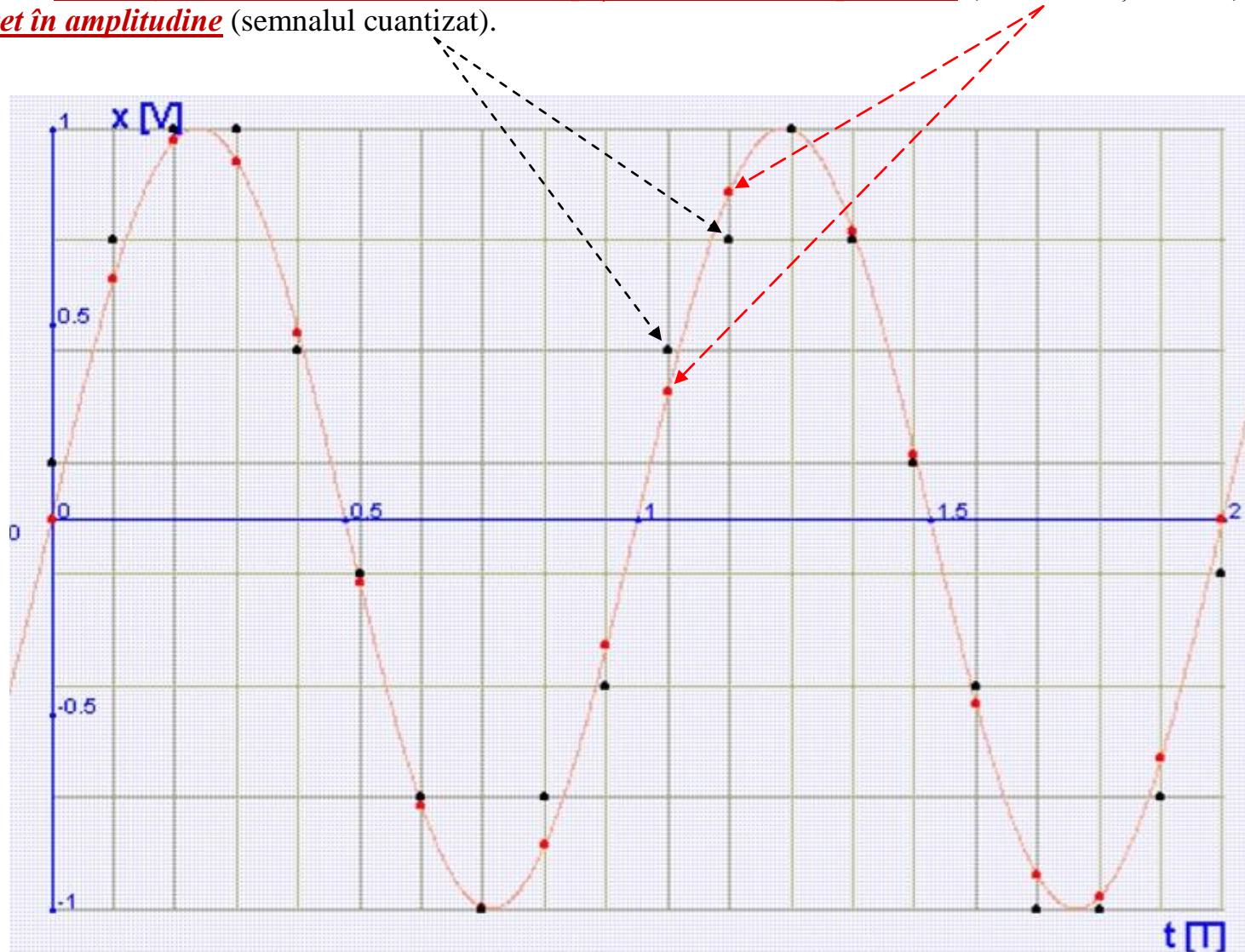
**Rata de eşantionare** a osciloscopului Tektroniks TDS 1001B este  $500 \text{ MS/s}$  (într-o secundă se culeg  $500 \cdot 10^6$  eşantioane din tensiunea analogică de intrare).



b) **Cuantizarea** (sau **quantificarea**) permite descrierea, printr-un număr finit de valori, a unei mărimi  $x(t)$  cu o evoluție continuă în timp.

Cuantizarea constă în divizarea intervalului  $[0, x_{\max}]$  de variație al mărimii de măsurat (domeniul de măsurare) într-un număr de subintervale egale (cu deschiderea  $q$  reprezentând **pasul de cuantizare**), numite **cuante** și atribuirea unui număr finit de cuante fiecărei valori eșantionate a mărimii de intrare  $x$ .

Prin cuantizare, **se transformă un semnal discret în timp și continuu în amplitudine** (semnalul eșantionat) **intr-unul discret în timp și discret în amplitudine** (semnalul cuantizat).

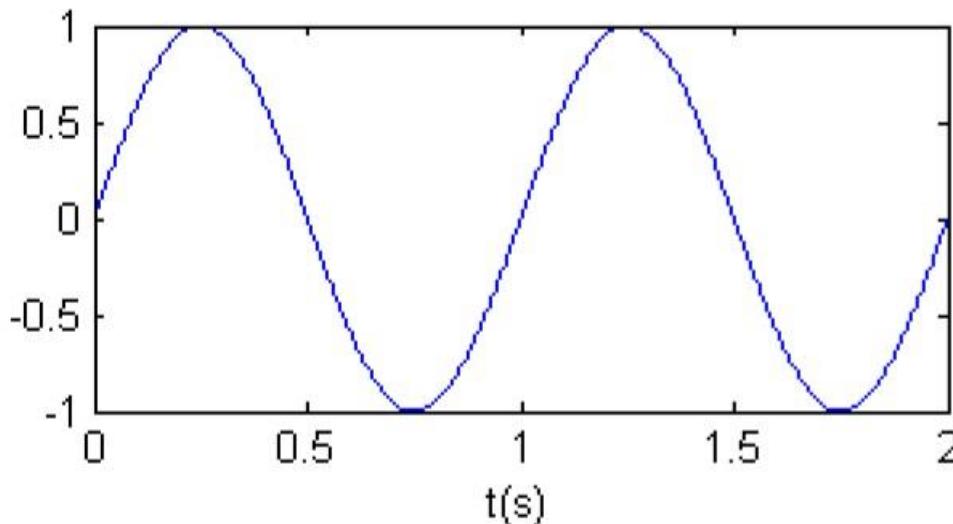


Cuantizarea poate fi prin rotunjire sau prin trunchiere.

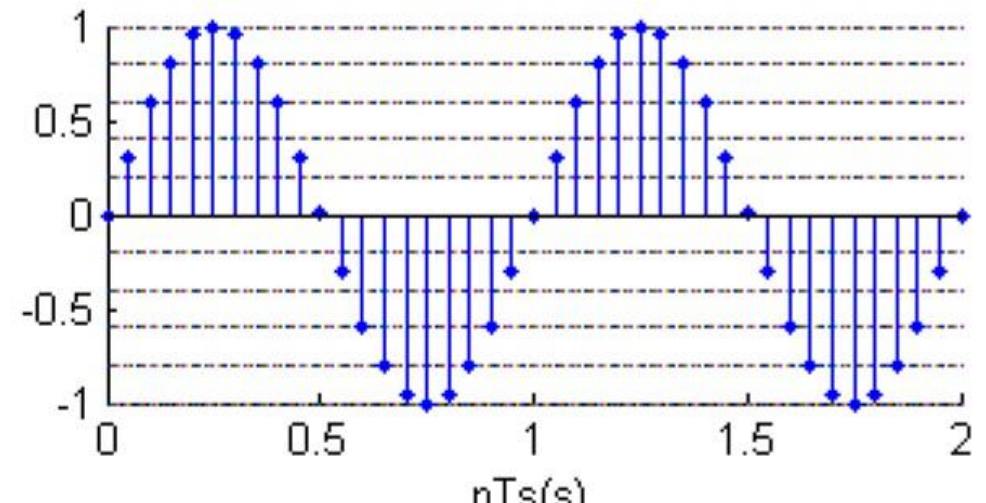
Cuantizarea este realizată de un convertor analog-numeric (CAN).

### Exemplu

- Se dorește eșantionarea în timp și apoi cuantizarea prin rotunjire a unei tensiuni sinusoidale cu valori în domeniul [-1V, +1V], și perioada  $T=1s$ , reprezentată în fig. a).
- Perioada de eșantionare este  $T_s=0.05s$ ; ca urmare, se culeg 20 de valori într-o perioadă  $T=1s$  a semnalului sinusoidal.
- Semnalul obținut în urma eșantionării este cel din fig. b).

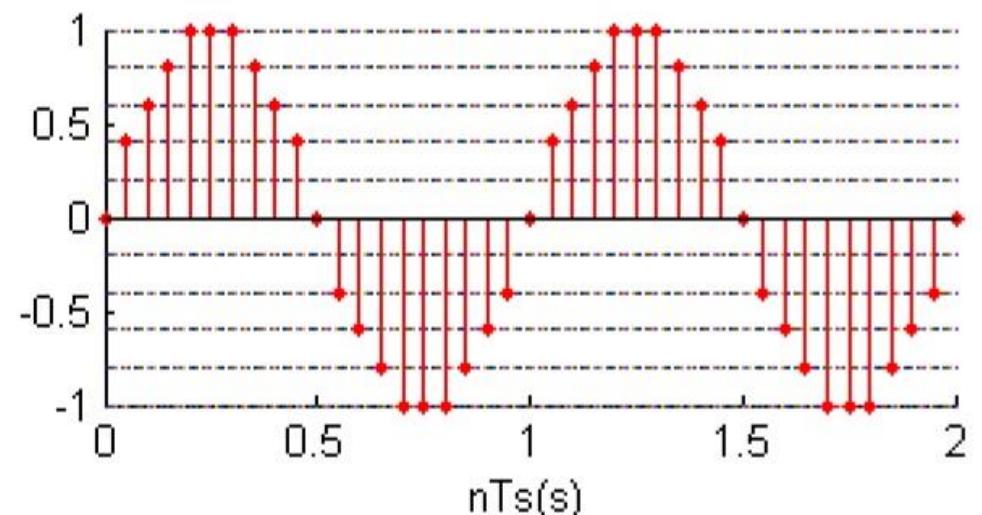
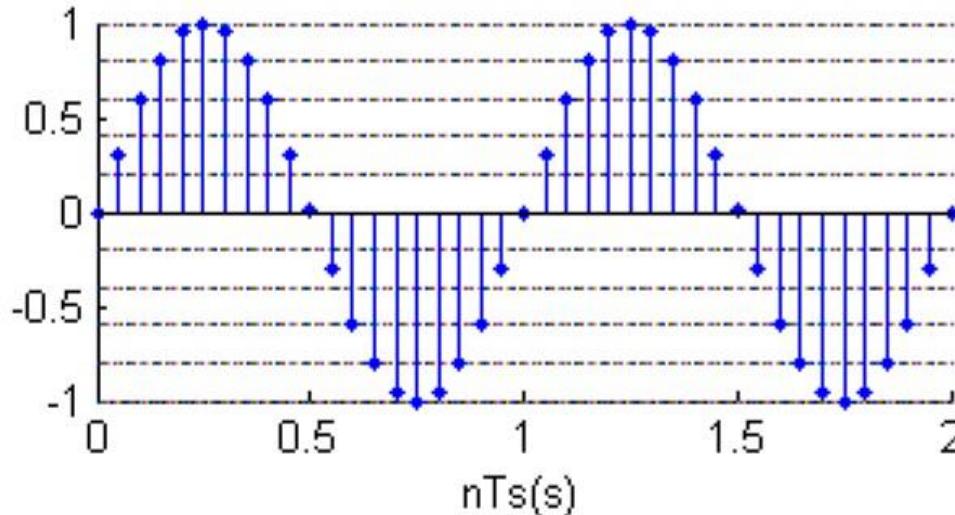


a) Semnal analogic



b) Semnal eșantionat

- Pasul de cuantizare este  $q = 0.2V$ . Ca urmare, în domeniul de valori  $[-1V, +1V]$  ale semnalului sinusoidal sunt 11 niveluri de cuantizare posibile :  $\{-1V, -0.8V, -0.6V, -0.4V, -0.2V, 0V, 0.2V, 0.4V, 0.6V, 0.8V, 1V\}$ .
- Fiecare eșantion cules i se atribuie cel mai apropiat nivel de cuantizare. Astfel se obține *semnalul cuantizat prin rotunjire* , reprezentat în fig. c).



c) **Codificarea** este operația de asociere a unui cuvânt într-un anumit cod (cod binar natural, cod zecimal etc.) valorilor semnalului quantizat. Codificarea o realizează tot **convertorul analog – numeric**.

- La **exemplul din fig 1.2**, cuantizarea și codificarea au fost realizate de un convertor analog numeric de **3 biți**.
- Ca urmare, domeniul de valori [-1V, +1V] ale semnalului sinusoidal de intrare va fi împărțit în  $2^3 = 8$  subintervale, iar **pasul de cuantizare** rezultat va fi  $q = \frac{2}{2^3} V = 0.25V$ .
- Rezultă **8 niveluri de cuantizare** posibile : {-1V, -0.75V, -0.5V, -0.25V, +0.25V, +0.5V, +0.75V, +1V}.
- Fiecărei valori esantionate i s-a atribuit cel mai apropiat nivel de cuantizare .
- **Prin codificare**, fiecarei valori cuantizate i se atribuie cuvântul în cod binar (de 3 biți) corespunzător nivelului de cuantizare respectiv.

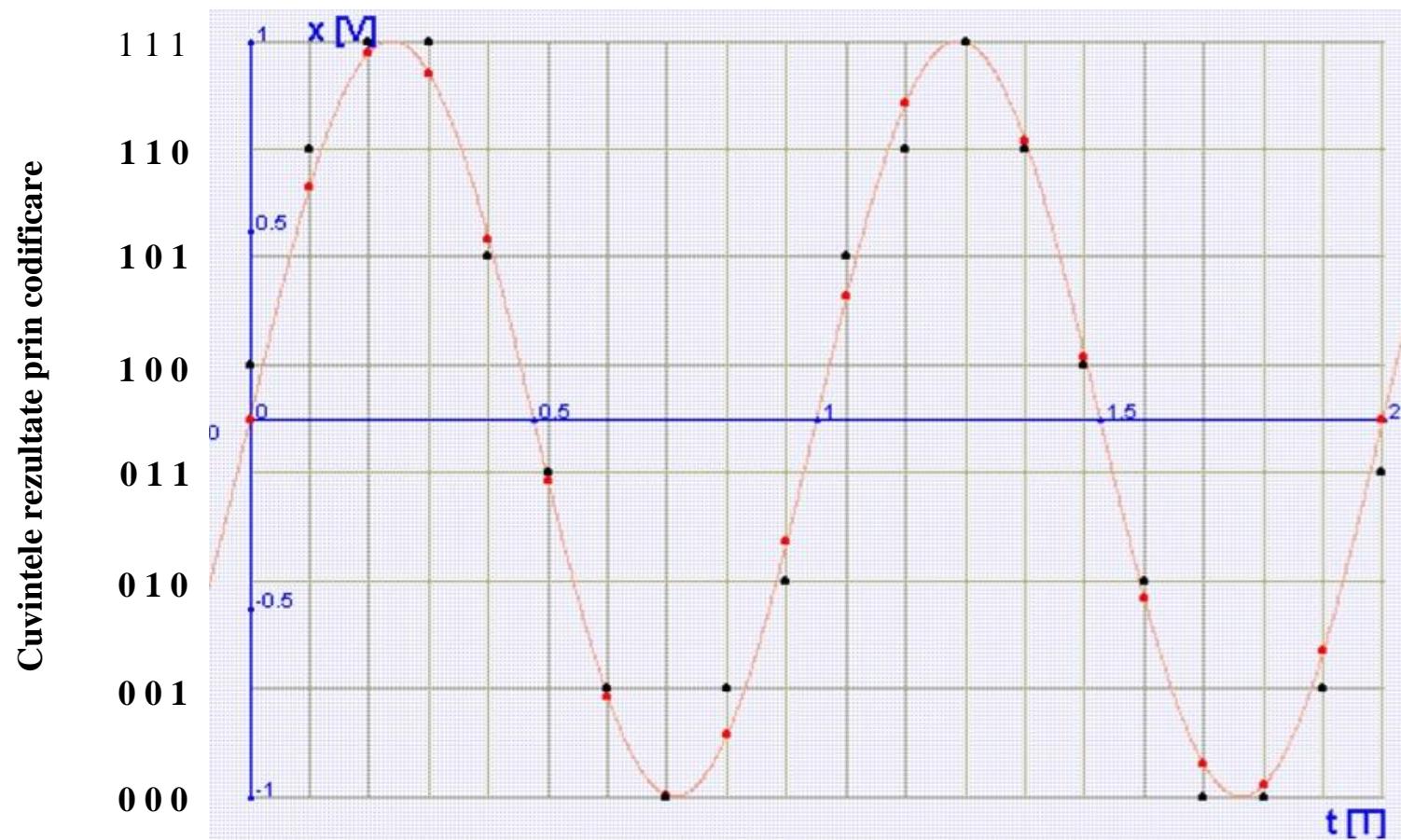


Fig.1.2

## 1. Circuite de eşantionare şi memorare

- Conversia analog-numerică impune, de obicei, menținerea semnalului analogic la o valoare constantă pe durata conversiei.
- Circuitul de eşantionare şi memorare (Sample and Hold, prescurtat SH) are rolul de a preleva (culege) eşantioane din mărimea de măsurat și de a memora valoarea fiecărui eşantion până la sfârșitul procesului de conversie analog-numerică a eşantionului prelevat anterior.
- În principiu, funcționarea unui asemenea circuit se bazează pe **încărcarea rapidă, respectiv descărcarea lentă a unui condensator**.
- Pentru încărcarea rapidă a condensatorului, în timpul eşantionării, este necesară o rezistență cât mai mică.
- Memorarea semnalului eşantionat se obține dacă descărcarea condensatorului se produce pe o rezistență foarte mare.
- Pentru rezolvarea acestor cerințe, circuitele de eşantionare-memorare necesită amplificatoare adaptătoare de impedanță.

- Cea mai simplă schemă de principiu a unui circuit SH neinversor este dată în fig. 2.1.

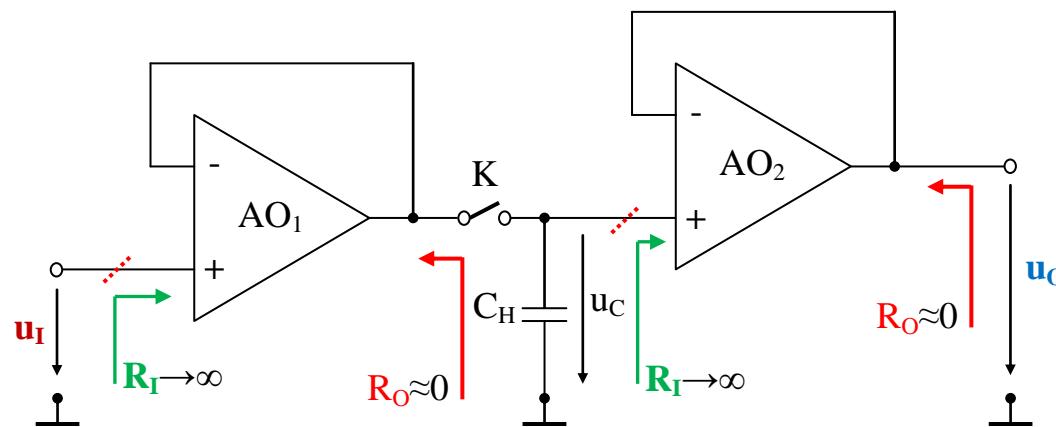


Fig. 2.1. Circuit de eşantionare-memorare neinversor

- Pozițiilor *închis* și *deschis* ale comutatorului **K** le corespund cele două regimuri de funcționare ale circuitului SH: *eşantionare*, respectiv *memorare*.
- ***Când K este închis***, semnalul analogic (tensiune)  **$u_I$** , aplicat la intrarea circuitului SH, se regăsește la ieșirea repetorului realizat cu amplificatorul operațional  $AO_1$ .

Condensatorul  $C_H$  se încarcă (dacă  $u_I > u_C$ ) sau se descarcă (dacă  $u_I < u_C$ ) rapid, urmărind practic tensiunea  **$u_I$** .

Dacă timpul cât **K** este închis este foarte mic, în acest timp circuitul realizează o ***eşantionare (culegere, prelevare)*** a semnalului de intrare.

- ***Când K este deschis***, condensatorul  $C_H$  se descarcă, în principal, prin rezistența de intrare  **$R_I$**  (foarte mare) a operaționalului  $AO_2$ . Pentru că  $R_I \rightarrow \infty$ , ***condensatorul memorează practic tensiunea la borne***.

În acest caz, tensiunea  **$u_O$**  de ieșire a circuitului SH este  **$u_C$** , pentru că *al doilea amplificator operațional ( $AO_2$ ) este conectat ca repetor de tensiune*.

- Pentru o ulterioară reconstituire a tensiunii analogice  **$u_I$** , se recomandă ca
  - timpul de comutare al comutatorului **K** să fie cât mai mic și
  - frecvența cu care se închide **K** să fie cât mai mare.
- ***Circuitele SH*** se fabrică într-o mare diversitate de variante integrate, la care, de obicei,
  - ***condensatorul de memorare este conectat în exterior***, iar
  - comutatorul ***K este comandat (de un bloc de acționare) printr-un semnal numeric***.
- ***Majoritatea convertoarelor analog-numerice integrate actuale includ și circuitul SH***.

## 2. Convertoare numeric-analogice

- Aceste circuite transformă un cuvânt binar (pe mai mulți biți) într-un semnal analogic (current sau tensiune).  
La schimbarea cuvântului de intrare, semnalul analogic de ieșire se modifică în salturi.
- Există mai multe tipuri de CNA. Câteva dintre **criteriile de clasificare** sunt următoarele:
  - a) în funcție de modul de preluare și prelucrare a bițiilor cuvântului de intrare există CNA
    - *de tip paralel* - dacă toți biții cuvântului de intrare sunt preluati și convertiți simultan,
    - *de tip serie* - când aceste operații se realizează succesiv;
  - b) după tipul codului acceptat la intrare, se disting
    - în cod binar natural (CBN),
    - în cod binar zecimal (CBZ) etc.;
  - c) după rețea de rezistențe folosită, sunt CNA
    - cu rețea de rezistențe ponderate,
    - cu rețea  $R - 2R$ ;
  - d) după numărul bițiilor cuvântului de intrare există *CNA de 10, 12, 14, 16 biți*.
- **Structura CNA** depinde de codul utilizat pentru exprimarea cuvântului de intrare.  
Frecvent întâlnite sunt CNA în cod binar natural, a căror implementare se bazează pe relația care exprimă corespondența dintre biți cuvântului în CBN ( $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0$  în care LSB este  $Q_0$ ) și echivalentul  $N_Z$  în cod zecimal al acestui cuvânt,
$$N_Z = \sum_{j=0}^{n-1} 2^j \cdot Q_j.$$
- CNA care convertesc un cuvânt în CBN într-o mărime analogică există în mai multe variante, dintre care foarte răspândite sunt cea **cu rețea de rezistențe ponderate** și cea **cu rețea R-2R**.

➤ **Un CNA cu retea R-2R** poate fi reprezentat simplu ca în fig. 3.1, în care

- $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0$  este cuvântul binar de intrare (în CBN),
- $U_{REF}$  este o tensiune riguroasă constantă (necesară conversiei),
- $U_O$  este tensiunea analogică de ieșire.

Din expresia tensiunii de ieșire se observă că

$$U_O = N_Z \frac{U_{REF}}{2^n} .$$

***Ca urmare,***

- tensiunea de ieșire  $U_O$  are un număr limitat ( $2^{n+1}$ ) de valori posibile,
- cea mai mică diferență între 2 valori ale  $U_O$  este  $\frac{U_{REF}}{2^n}$ ,
- în timp, tensiunea de ieșire  $U_O$  variază în trepte.

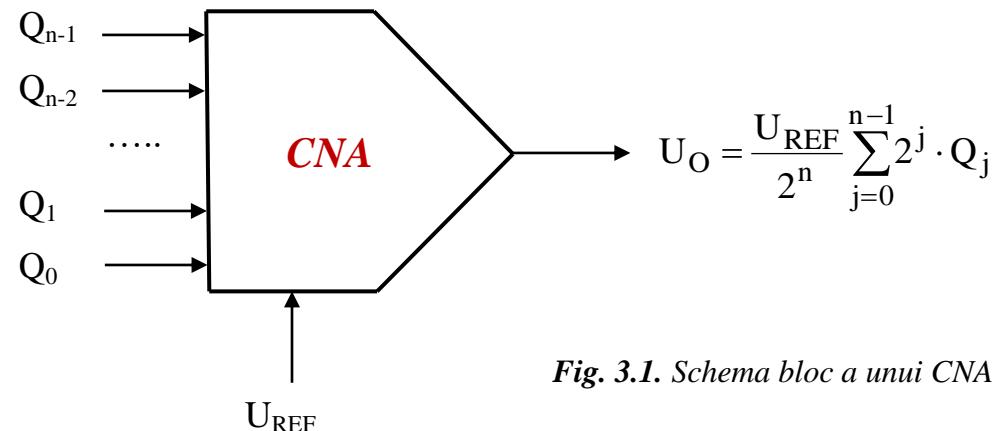
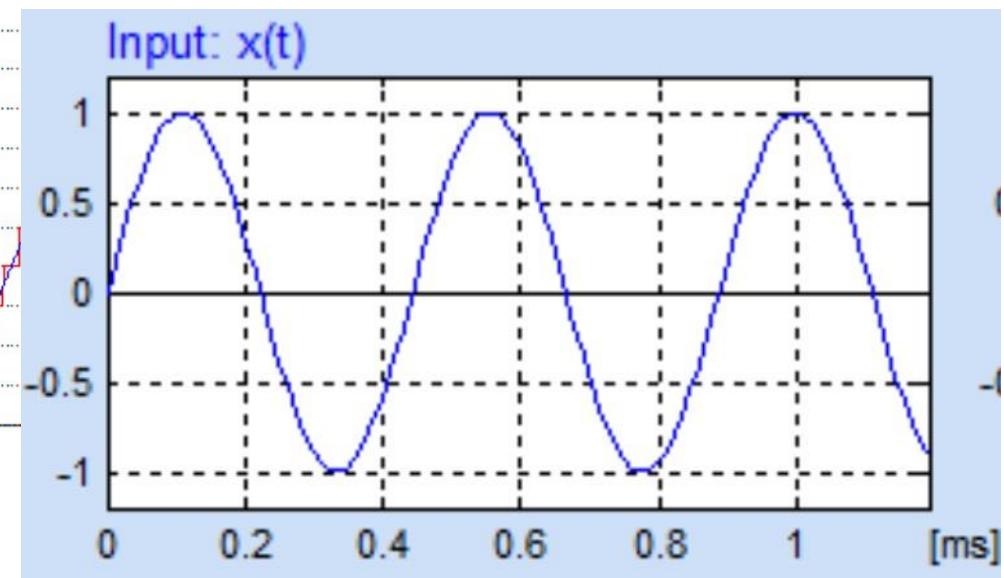
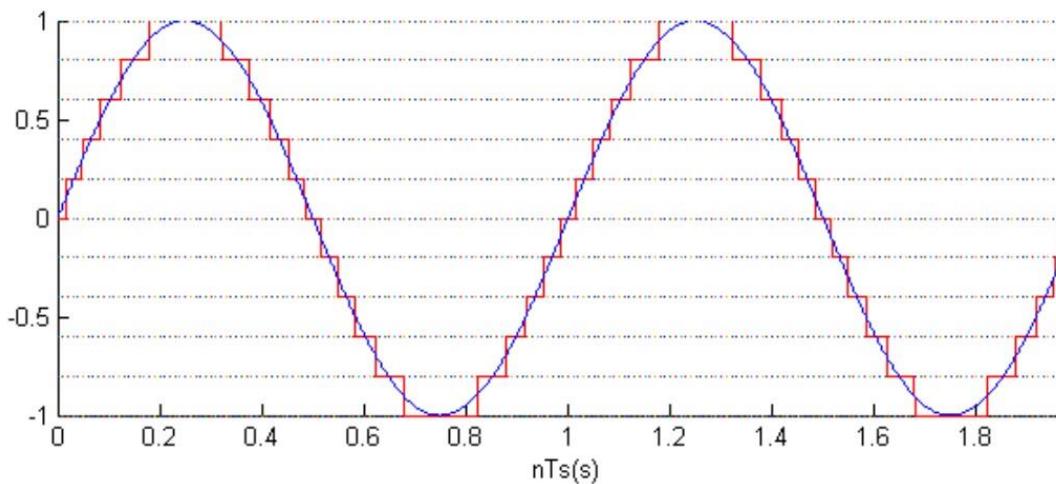


Fig. 3.1. Schema bloc a unui CNA

### Exemple



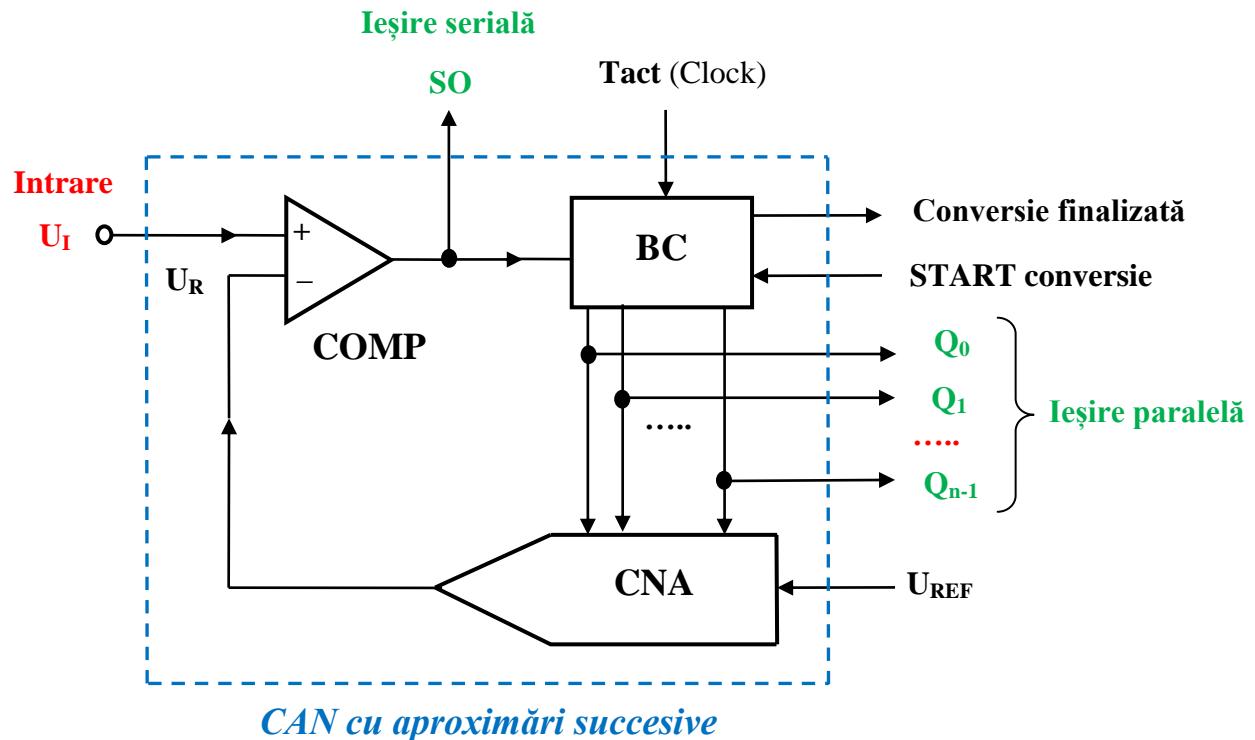
### 3. Converttoare analog–numerice

➤ Principalele tipuri de convertoarele analog–numerice sunt:

- CAN ***cu integrare*** – caracterizate de o precizie ridicată a conversiei, dar și de un timp mare de răspuns (de ordinul milisecundelor);
- CAN ***cu aproximări succesive*** – care asigură o precizie satisfăcătoare, dar și un timp de conversie mic (sub 5  $\mu$ s) ;
- CAN ***paralele*** – care sunt foarte rapide (timpul de răspuns x10ns – x100ns) și sunt recomandate pentru aplicațiile video.

#### 3.1. Convertorul analog-numeric cu aproximări succesive

Schema de principiu a CAN cu aproximări succesive este dată în fig. 4.1.



*Fig. 4.1. Schema de principiu a CAN cu aproximări succesive*

- Circuitul conține comparatorul COMP, blocul de control BC și convertorul numeric-analogic (CNA).
- Mărimea de intrare (care trebuie convertită) este tensiunea analogică unipolară  $U_I$ .
- Cuvântul binar de ieșire al CAN are  $n$  biți și este notat  $Q_{n-1}Q_{n-2}...Q_1Q_0$  ( $Q_{n-1}$  este MSB).

- Ca tensiune de referință  $U_{REF}$  se alege valoarea maximă  $U_M$  a tensiunii de intrare  $U_I$ , rezultând intervalul de quantificare al mărimii măsurate,  $\Delta U = \frac{U_M}{2^n}$ .
- Cuvântul binar  $00...0$  îi corespunde  $U_R=0$ , iar pentru un cuvânt de intrare  $11...1$  se obține  $U_R = \frac{2^n - 1}{2^n} U_M \approx U_M$ , dacă  $n$  este suficient de mare.
- Acest CAN funcționează pe principiul comparării succesive a tensiunii continue de intrare  $U_I$  cu tensiunea continuă de reacție  $U_R$ , generată intern, de forma  $U_R = k \cdot \Delta U$ .
- Nivelul tensiunii  $U_R$  variază în trepte care scad progresiv.
- Ieșirea comparatorului este:
  - $SO=1$ , dacă  $U_I \geq U_R$ , respectiv
  - $SO=0$ , dacă  $U_I < U_R$ .

➤ *BC generează, cu frecvență tactului, o secvență de cuvinte binare  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0$ , în funcție de nivelul ieșirii SO a COMP.*

Astfel, *după n comparații succesive între  $U_I$  și  $U_R$ , se obține rezultatul conversiei*, adică echivalentul în cod binar al valorii tensiunii de intrare.

**Principiul conversiei analog–numerice cu aproximări succesive** presupune, mai întâi, anularea tuturor biților cuvântului  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0$ , după care se parcurg, în ordine, următoarele *etape*:

1. BC generează cuvântul  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0=10\dots 00$ .

2. CNA intern generează prima treaptă de variație pentru  $U_R$ ; astfel  $U_R = \frac{1}{2}U_M$ .

3. COMP evaluează diferența  $(U_I - U_R)$  prin nivelul ieșirii sale serie SO:

- dacă  $U_I \geq U_R$ , atunci SO=1 și BC validează  $Q_{n-1} = 1$  în rezultatul conversiei analog – numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar (etapa 4);
- dacă  $U_I < U_R$ , atunci SO=0 și BC validează  $Q_{n-1} = 0$  în rezultatul conversiei analog – numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar (etapa 4);

4. Dacă  $Q_{n-1} = 1$ , BC generează cuvântul  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0=110\dots 00$ .

Dacă  $Q_{n-1} = 0$ , BC generează cuvântul  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0=010\dots 00$ .

5. CNA intern generează următorul nivel de tensiune pentru  $U_R$ , treapta cu care se modifică această tensiune fiind  $\frac{U_M}{4}$ . Astfel, a doua tensiune  $U_R$  generată este

- $U_R = \frac{3}{4}U_M$ , dacă  $Q_{n-1} = 1$ ,
- $U_R = \frac{1}{4}U_M$ , dacă  $Q_{n-1} = 0$ .

6. COMP evaluează din nou diferența ( $U_I - U_R$ ) prin nivelul ieșirii sale SO:

- dacă  $U_I \geq U_R$ , atunci SO=1 și BC validează  $Q_{n-2} = 1$  în rezultatul conversiei analog – numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar;
  - dacă  $U_I < U_R$ , atunci SO=0 și BC validează  $Q_{n-2} = 0$  în rezultatul conversiei analog – numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar;
- .....

Raționamentul continuă până la validarea LSB ( $Q_0$ ).

### Observații

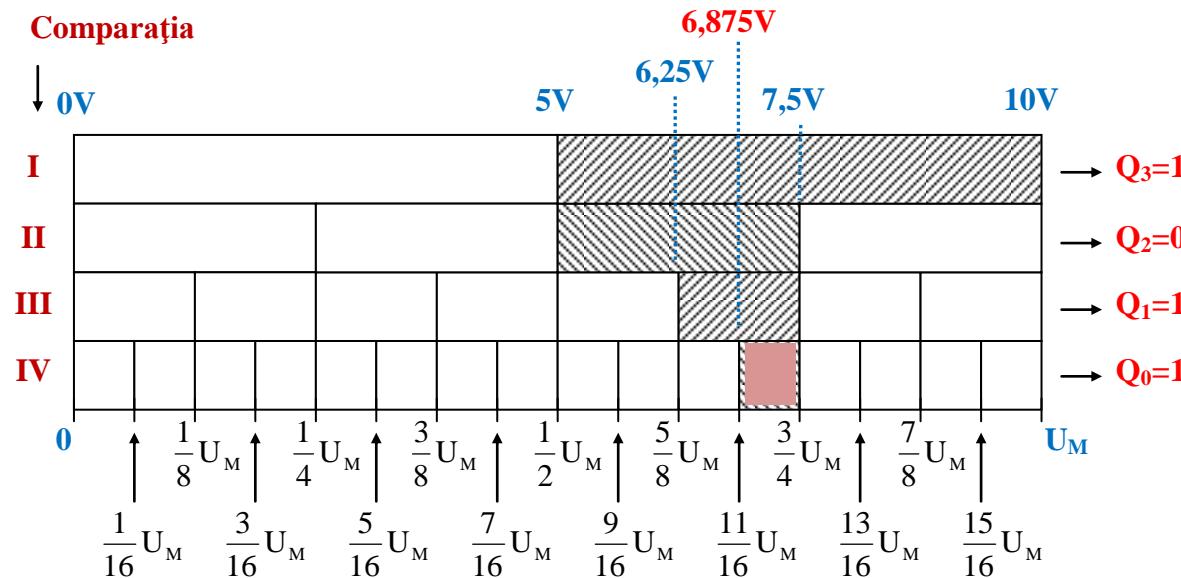
- a) Treptele cu care variază  $U_R$  se înjumătătesc când se trece de la o comparație la următoarea.
- b) Întrucât după fiecare comparație se stabilește nivelul logic al unui bit, după n comparații succesive se cunosc toți biții cuvântului de ieșire al CAN.
- c) Nivelul logic al ieșirii SO a comparatorului este același cu al bitului validat la comparația respectivă, motiv pentru care SO poate fi folosită ca ieșire serială a CAN, fiind citită sincron cu semnalul de tact (Clock).
- d) Precizia de măsurare asigurată de CAN cu aproximări successive este ridicată.

De exemplu, pentru un convertor de 10 biți, cu o tensiune  $U_{REF} = 10V$ , intervalul de cuantificare este  $\Delta U = \frac{10}{2^{10}} V = \frac{10}{1024} V = 0,01V$ .

- e) Diferența dintre valoarea reală a mărimii continue de intrare și valoarea cu care se aproximează este mai mică decât  $\Delta U$ .

## Exemplu

- Pentru un CAN de 4 biți s-au considerat  $U_{REF} = U_M = 10V$  și  $U_I = 7V$ .
- Se obține  $\Delta U = \frac{10}{2^4} = 0,625V$ .



**Fig. 4.2**

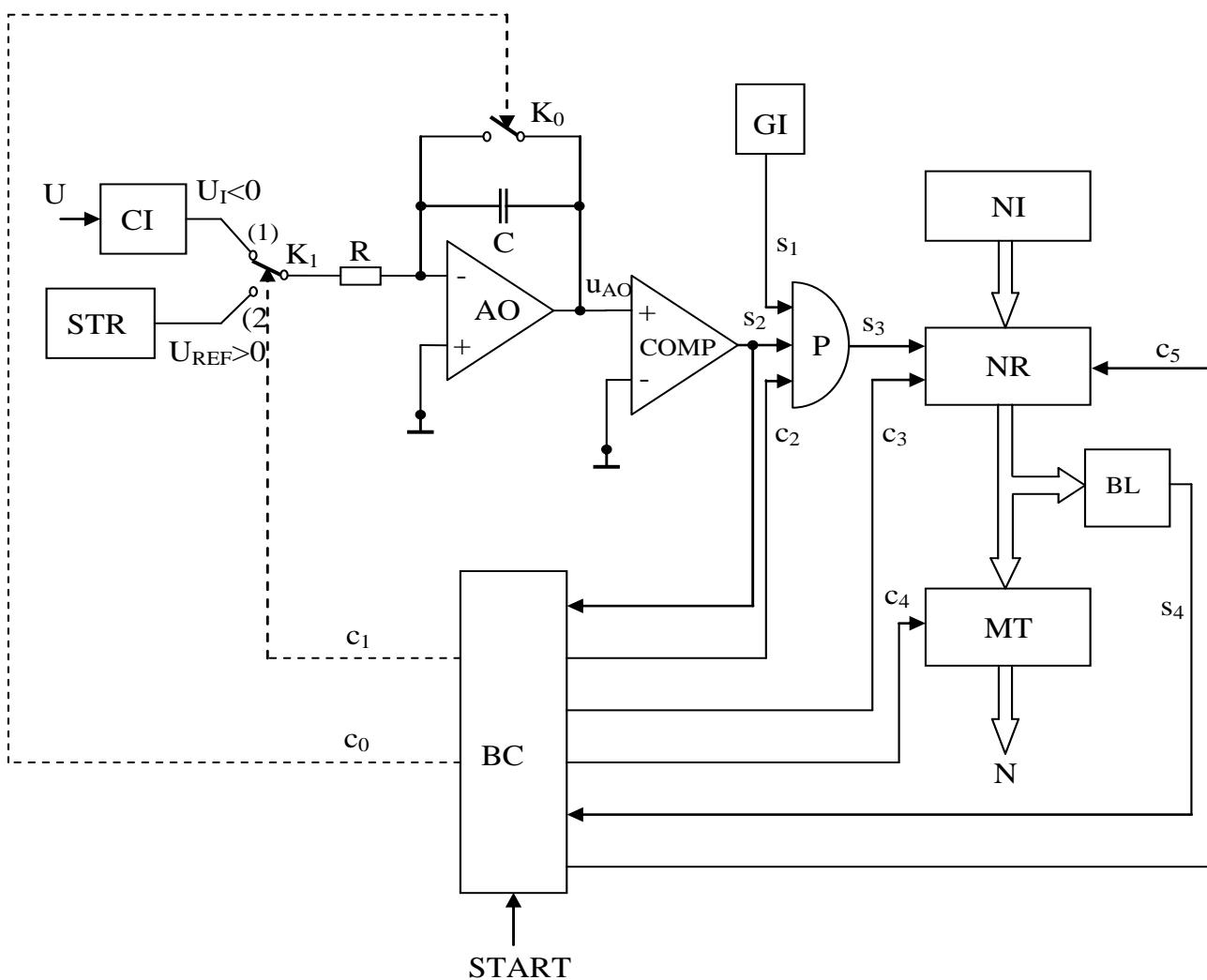
- În urma conversiei rezultă  $Q_3Q_2Q_1Q_0=1011$  (cu echivalentul zecimal  $N_Z = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11$ ), cuvânt căruia îi corespunde o tensiune de intrare  $U_I \approx 11 \cdot \Delta U = 6,875V$ .

Se observă că diferența dintre tensiunea aplicată la intrare ( $U_I = 7V$ ) și cea care corespunde cuvântului de ieșire al CAN este mai mică decât intervalul de cuantificare  $\Delta U = 0,625V$ .

- Fiecare comparație permite stabilirea unui interval mai mic de valori în interiorul căruia se află mărimea măsurată.
- Intervalele de valori în care se află  $U_I$ , rezultate în urma celor 4 comparații succesive, sunt hașurate în fig. 4.2.

### 3.2. Convertoare analog-numerice cu integrare

- **Schema funcțională a convertorului analog-numeric cu integrare cu două pante** este dată în figura 1.3, iar diagrama principalelor semnale asociate este reprezentată în figura 1.4.



**Fig.1.3.** Schema funcțională a convertorului analog-numeric cu integrare cu două pante

- Tensiunea continuă  $U$  de intrare a CAN este mai întâi aplicată circuitului de intrare CI care o transformă într-o tensiune negativă, cu un domeniu de valori adecvat.
- Sursa de tensiune de referință STR furnizează o tensiune continuă riguros constantă,  $U_{REF} > 0$ .
- Integratorul cu amplificator operational (elementele AO, R și C din figura 1.3) primește la intrare o tensiune continuă, negativă sau pozitivă, și oferă la ieșire o tensiune  $u_{AO}(t)$  liniar variabilă, cu pantă crescătoare, respectiv descrescătoare, în funcție de polaritatea tensiunii de intrare.
- Generatorul de impulsuri GI furnizează impulsuri dreptunghiulare (notate cu  $s_1$  în figura 1.3) de frecvență  $f$  ridicată.
- Blocul de comandă BC controlează funcționarea convertorului prin transmiterea unor semnale de comandă celorlalte blocuri electronice din schema și prin controlarea pozițiilor comutatoarelor electronice  $K_0$  și  $K_1$ .

## Precizări suplimentare

1. Tensiunea de ieșire (semnalul  $s_2$ ) a **comparatorului** COMP este de nivel ridicat (nivel 1 logic) numai dacă tensiunea de intrare ( $u_{AO}$ ) este pozitivă (adică potențialul intrării neinversoare este mai mare decât cel al intrării inversoare a circuitului).
2. Tensiunea de ieșire (semnalul  $s_3$ ) a portii P (**poartă SI cu 3 intrări**) este 1 logic numai dacă toate cele 3 semnale de intrare sunt 1 logic.
3. În principiu, **numărătorul** este un circuit electronic numeric care numără impulsurile primite la intrare.

### Numărătorul

- poate fi șters (reset-at),
- poate fi încărcat cu un număr,
- poate fi comandat să numere direct (să se incrementeze la fiecare nou impuls primit),
- poate fi comandat să numere invers (să se decrementeze la fiecare nou impuls primit).

Numărătorul reversibil este cel care poate număra atât direct cât și invers.

### Circuitul are

- o intrare de date – la care se aplică impulsurile de numărat,
- intrări de comandă – la care se comandă ștergerea, sensul numărării, încărcarea cu un număr,
- $n$  ieșiri – la care furnizează un număr de  $n$  biți, echivalentul numărului de impulsuri contorizate de circuit.

Dacă inițial numărătorul este șters și este comandat să numere direct, echivalentul în cod zecimal al numărului de ieșire la un moment dat reprezintă numărul de impulsuri contorizate de circuit până în acel moment.

Dacă numărătorul este comandat să numere direct și numărul de la ieșire este maxim (11...1), la următorul impuls numărătorul se șterge (cuvântul de ieșire devine 00...0).

Dacă numărătorul este comandat să numere invers și numărul de la ieșire este 00...0, la următorul impuls cuvântul de ieșire devine 11...1.

4. **Memoria tampon** este un circuit numeric care reține un cuvânt de mai mulți biți cu care este încărcată la un moment dat.

Etapele care sunt parcuse pe durata unui ciclu de conversie al convertorului analog-numeric cu integrare cu două pante sunt prezentate în continuare, considerând  $U_I < 0$ .

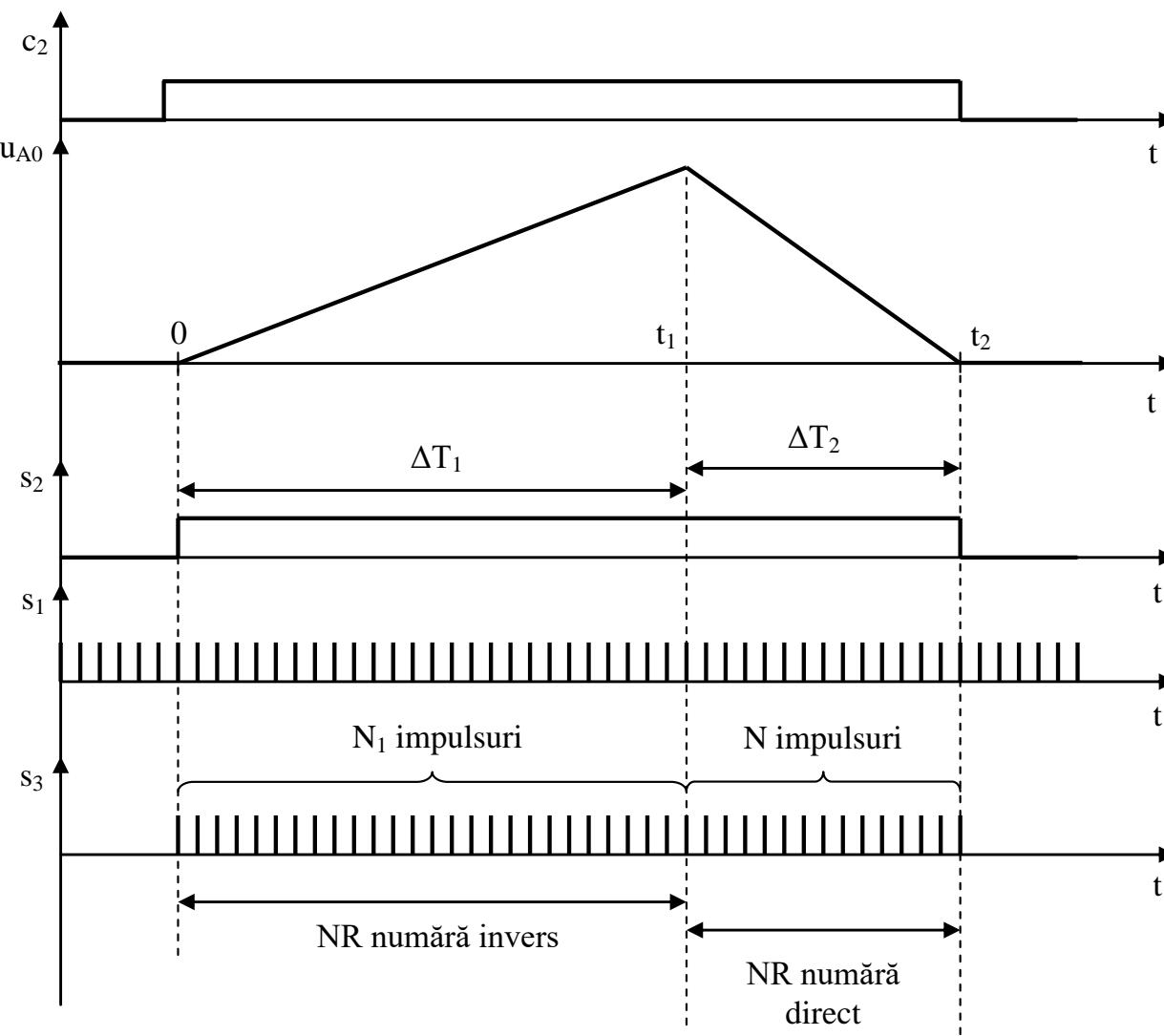


Figura 1.4. Diagrama principalelor semnale asociate CAN cu integrare cu două pante

### Etapa 1

Conversia începe în momentul primirii comenzi START, care poate fi externă sau internă (a două situație apare la convertorul cu funcționare automată sau ciclică).

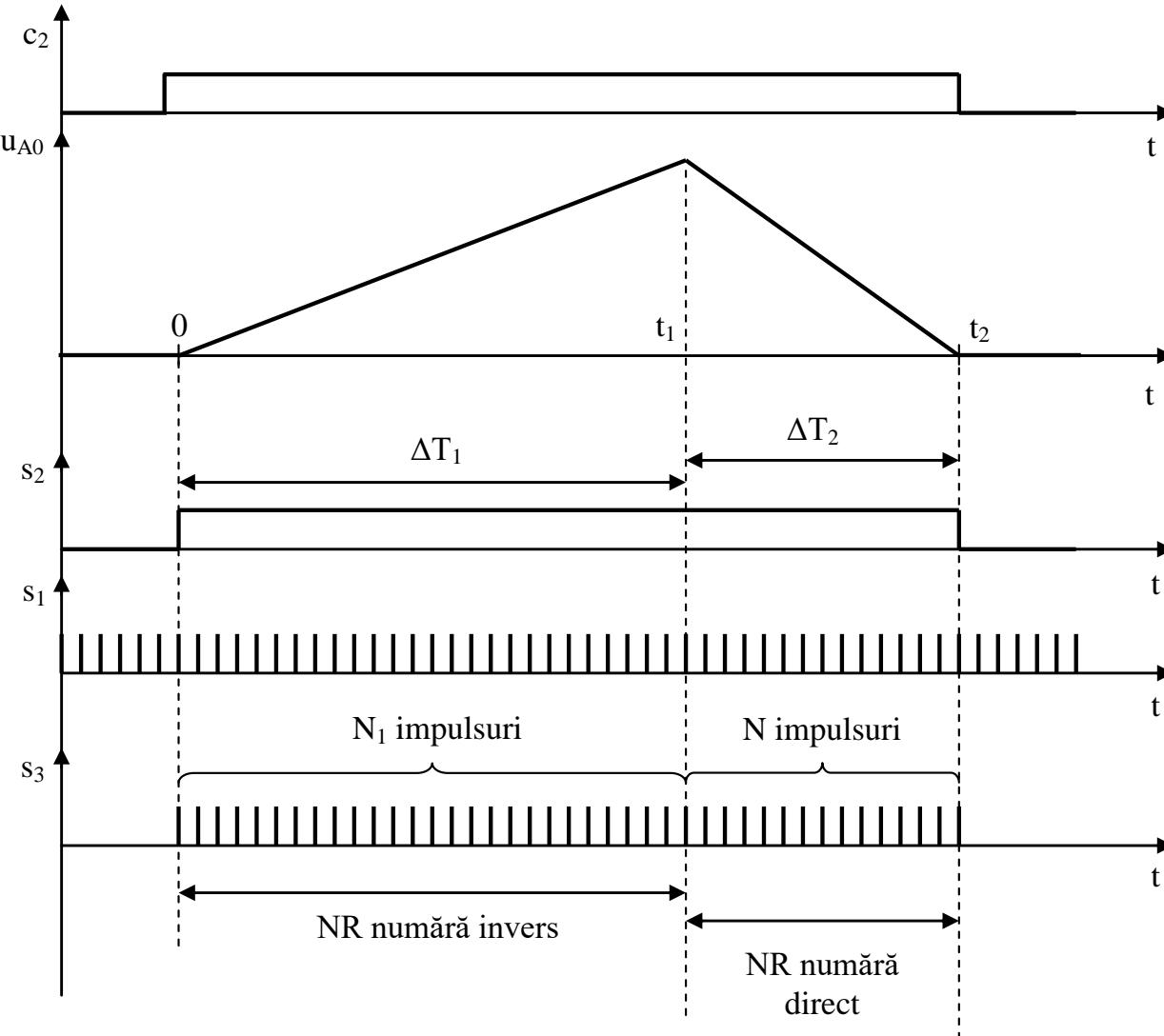
În acel moment, BC realizează, în ordine, următoarele operații:

- emite semnalul  $c_0$ , prin care închide comutatorul  $K_0$ ; se produce astfel descărcarea rapidă a condensatorului  $C$ ;
- comandă, prin  $c_5$ , încărcarea numărătorului reversibil NR cu numărul  $N_1$  (exprimat în cod binar) existent în numărătorul de inițializare NI;
- trece în “1” intrarea  $c_2$  de comandă a porții SI cu 3 intrări, poartă notată cu P în figura 1.3.

### Etapa 2

BC comandă sensul invers de numărare pentru NR (semnalul  $c_3$ ), trecerea lui  $K_1$  pe poziția (1) și apoi deschiderea comutatorului  $K_0$ , ceea ce permite aplicarea tensiunii  $U_I < 0$  la intrarea integratorului. Tensiunea la ieșirea acestui bloc este liniar crescătoare și are forma (1.1):

$$u_{AO}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_I d\tau = \frac{|U_I|}{RC} \int_0^t d\tau = a \cdot t$$



**Figura 1.4.** Diagrama principalelor semnale asociate CAN cu integrare cu două pante

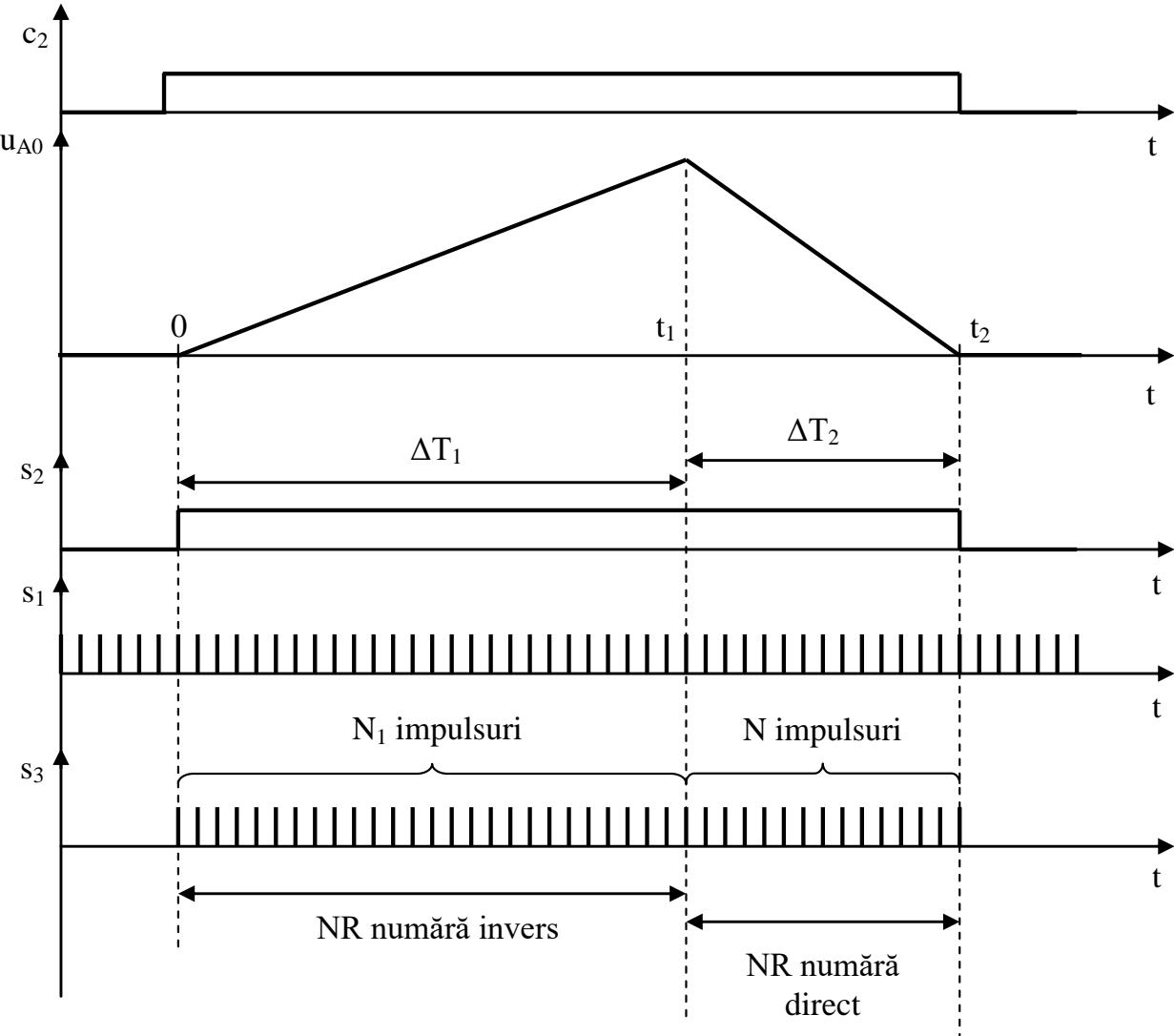
- Cât timp  $u_{AO}(t) > 0$ , comparatorul COMP are ieșirea  $s_2$  în “1” și impulsurile  $s_1$ , de frecvență  $f$ , sunt transmise, prin poarta P, la intrarea de numărare a NR; acesta se decrementează la fiecare nou impuls primit.
- Numărătorul reversibil se golește la momentul  $t_1$ ; în intervalul de timp  $\Delta T_1 = t_1$  s-au contorizat  $N_1$  impulsuri:  $\Delta T_1 = \frac{N_1}{f}$ . Golirea NR este sesizată de blocul logic BL, care informează BC (prin semnalul  $s_4$ ) asupra acestei situații. La momentul  $t_1$ , tensiunea la ieșirea integratorului este  $u_{AO}(t_1) = a \cdot \Delta T_1$ . (1.2)

### Etapa 3

BC comandă  $K_1$  pe poziția (2) și sensul direct de numărare pentru NR. Tensiunea  $U_{REF} > 0$  se aplică integratorului, la ieșirea căruia tensiunea devine liniar descrescătoare:

$$u_{AO}(t_1 + t) = u_{AO}(t_1) - \frac{U_{REF}}{RC} \int_{t_1}^{t_1+t} d\tau = a \cdot \Delta T_1 - b \cdot t \quad (1.3)$$

- Cât timp  $u_{AO}(t) > 0$ ,  $s_2$  este “1” la ieșirea COMP, iar impulsurile  $s_1$  trec prin poarta P spre numărătorul NR care le numără direct.



**Figura 1.4.** Diagrama principalelor semnale asociate CAN cu integrare cu două pante

- La momentul  $t_2$  se anulează tensiunea la ieșirea integratorului,  $s_2$  devine “0”, poarta P se blochează, iar numărătorul reversibil rămâne încărcat cu numărul  $N$  (exprimat în cod binar), care reprezintă numărul impulsurilor contorizate în intervalul de timp  $\Delta T_2 = t_2 - t_1$ .
- Anularea tensiunii  $s_2$  este sesizată blocului de comandă care, prin anularea semnalului  $c_2$ , blochează poarta P până la o nouă conversie și comandă înscrierea numărului  $N$  în memoria tampon MT (comanda  $c_4$ ).
- În momentul inițial, ca și la momentul  $t_2$ , condensatorul  $C$  este descărcat, tensiunea de ieșire a integratorului fiind nulă (sarcina acumulată de condensator în intervalul  $\Delta T_1$  trebuie să fie egală cu cea cedată în intervalul  $\Delta T_2$ ):

$$u_{AO}(t_2) = \frac{|U_I|}{RC} \cdot \Delta T_1 - \frac{U_{REF}}{RC} \cdot \Delta T_2 = 0. \quad (1.4)$$

- Știind că numărul impulsurilor de frecvență  $f$  contorizate în intervalul  $\Delta T_1$  este  $N_1$ , iar în intervalul  $\Delta T_2$  este  $N$ , se obține

$$|U_I| = N \cdot \frac{U_{REF}}{N_1}. \quad (1.5)$$

- Dacă se aleg valori adecvate pentru  $U_{REF}$  și  $N_1$ , numărul  $N$  poate reprezenta valoarea numerică a modulului tensiunii de intrare  $U_I$  cu  $q$  săși după virgulă:  $|U_I| = 10^{-q} \cdot N$ . (1.6)
- **De exemplu**, pentru  $U_{REF} = 10V$  (valoare adoptată de cele mai multe ori) și  $N_1 = 1000$ , atunci  $\Delta U = \frac{U_{REF}}{N_1} = 10^{-2}$ , iar  $N$  în cod zecimal este valoarea numerică a  $|U_I|$  exprimată în sutimi de volt (adică valoarea în volți, inclusiv doi săși după virgulă).
- Dacă  $U_{REF} = 10V$ , cea mai bună rezoluție a măsurării se obține când intervalul de cuantificare  $\Delta U = \frac{U_{REF}}{N_1}$  este minim, adică pentru  $N_{1\max}$ . În această situație, precizia măsurării este maximă, dar timpul de conversie este mai mare, întrucât durata unui ciclu de conversie este, în principiu,  $\Delta T_c \cong \Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{N_1 + N}{f}$ . (1.7)

### ***Comentarii***

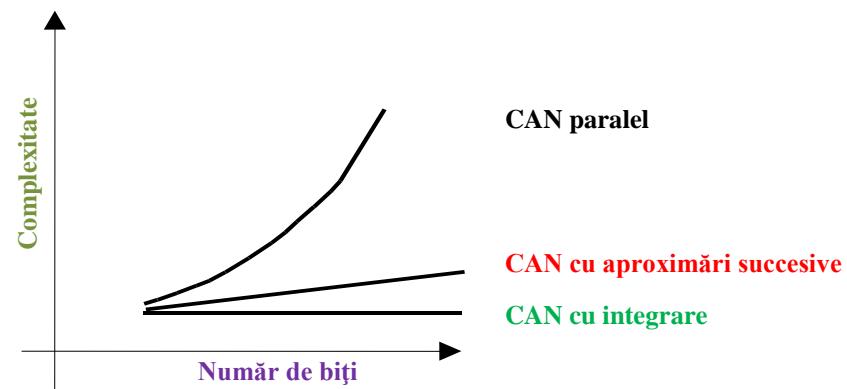
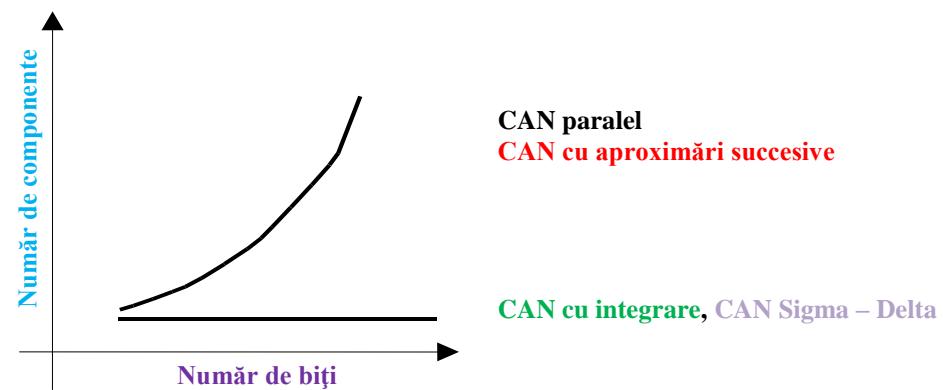
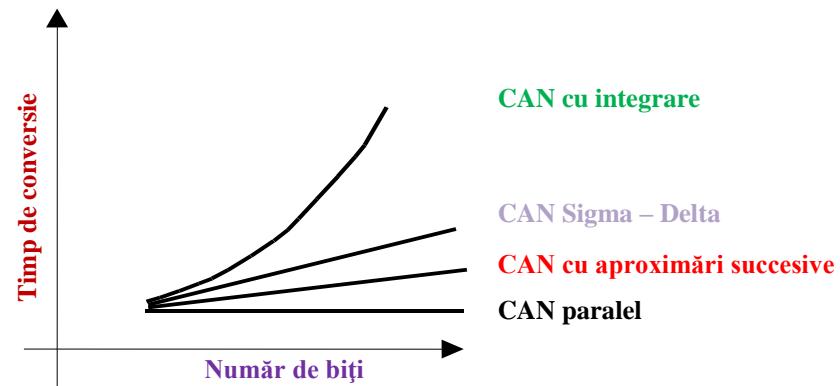
- Convertorul analog-numeric cu integrare cu două pante are *avantajul că rezultatul conversiei este independent de valorile frecvenței f, capacitatei C și rezistenței R*.
- *Erorile de măsurare* sunt datorate variațiilor rezistențelor comutatoarelor, sarcinilor parazite injectate în condensatorul de integrare, nesincronizării impulsurilor  $s_1$  cu începutul primei rampe, instabilității tensiunii de referință, neliniarității rampelor.
- Convertorul analog-numeric cu integrare cu două pante funcționează în circuit deschis întrucât nu există o reacție de la numărul de ieșire  $N$  la tensiunea de intrare  $U_I$ . Pentru că

$$|U_I| = \frac{U_{REF}}{\Delta T_1} \cdot \Delta T_2 = k \cdot \Delta T_2, \quad (1.8)$$

unde  $k$  este o constantă, convertorul se mai numește *cu conversie tensiune-durată* sau *cu conversie intermediară în timp*.

- **Convertorul analog-numeric cu integrare cu trei pante** asigură reducerea timpului de conversie.
  - Numărătorul reversibil are două secțiuni, conectate în cascadă.
  - Blocul de comandă controlează transmiterea impulsurilor de numărat; acestea sunt contorizate de cele două secțiuni conectate în cascadă sau sunt transmise direct celei de-a doua secțiuni (la un rang superior al numărătorului reversibil).
  - Astfel, după momentul  $t_1$ , tensiunea de ieșire a integratorului descrește mai întâi cu o pantă abruptă, iar apoi cu o pantă lină, determinând reducerea substanțială a duratei  $\Delta T_2$ .
- **Convertorul analog-numeric cu integrare cu patru pante** asigură reducerea efectului tensiunilor de offset și al derivelor acestora, al curenților de polarizare și al derivelor lor și al derivelor tensiunilor de referință.
  - Principiul folosit este măsurarea combinată a tensiunii de intrare și a tensiunii masei analogice; metoda a fost introdusă de compania *ANALOG DEVICES*, pentru unele convertoare monolitice produse de firmă.
  - În principiu, procesul de conversie prin integrare cu patru pante este constituit din două procese de integrare cu două pante și asigură o rezoluție mai bună a măsurării.

**O analiză comparativă a performanțelor convertoarelor analog-numerice** este prezentată în figura de mai jos.



## **BLOCURI DE CONDIȚIONARE A SEMNALELOR**

### **1. Montajele cu 2, 3 sau 4 fire de conexiune**

- În domeniul măsurărilor electronice, apare adesea necesitatea măsurării cu precizie a rezistenței electrice a unei componente sau a unui dispozitiv (de exemplu o termorezistență).

În asemenea situații se folosesc *montajele cu 3 sau 4 fire (cabluri) de conexiune*. Aceste montaje permit compensarea efectelor nedorite ale rezistențelor firelor de conexiune asupra rezultatului măsurării.

- ***Termorezistența*** este un senzor a cărui rezistență electrică se modifică în funcție de temperatura mediului în care este imersată (introdusă). Acest senzor se folosește pentru măsurarea temperaturii.

La o ***termorezistență din platină***, legătura între rezistență  $R_\theta$  și temperatura  $\theta[^\circ\text{C}]$  măsurată este

$$R_\theta = R_0 \left( 1 + A \cdot \theta + B \cdot \theta^2 \right) \quad \text{pentru domeniul } 0 \dots 630,74^\circ\text{C}, \text{ respectiv}$$

$$R_\theta = R_0 [1 + A \cdot \theta + B \cdot \theta^2 + C \cdot (\theta - 100) \cdot \theta^3] \quad \text{pentru domeniul } -182,962^\circ\text{C} \dots 0^\circ\text{C}.$$

Semnificația notațiilor este următoarea:  $R_\theta$  este rezistența termorezistenței la temperatura  $\theta$  (care trebuie măsurată),  $R_0$  este rezistența termorezistenței la  $0^\circ\text{C}$ , iar  $A$ ,  $B$ ,  $C$  sunt constante cunoscute.

## A. Montajul cu 2 fire de conexiune

- Cel mai simplu montaj pentru măsurarea unei rezistențe electrice este montajul cu 2 fire de conexiune.
- Schema de principiu a montajului cu 2 fire de conexiune este dată în fig. 1 pentru cazul măsurării temperaturii folosind un traductor de temperatură (senzor + adaptor) al cărui senzor este o termorezistență (cu rezistență  $R_\theta$ ).

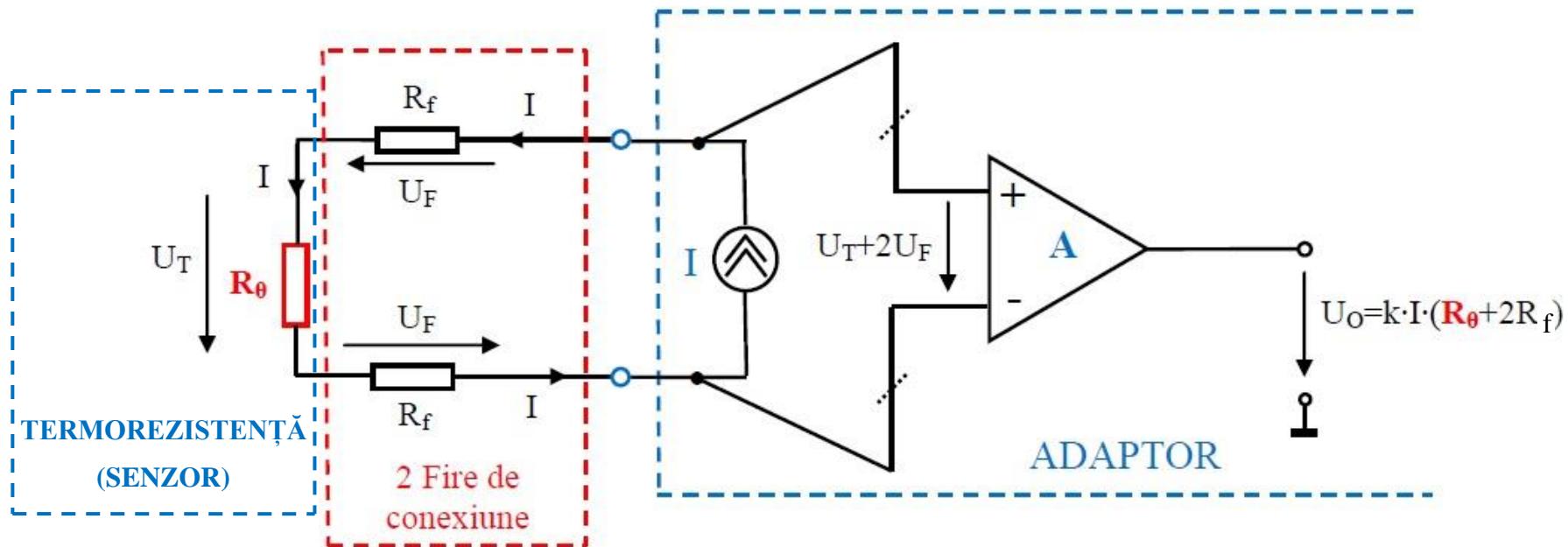


Fig. 1

- Adaptorul traductorului conține, la intrare, o sursă de curent constant ( $I$ ) considerată ideală și un amplificator de tensiune (A). Curenții de intrare ai amplificatorului A sunt neglijabili.
- Amplificatorul este de instrumentație și are
  - tensiunea diferențială de intrare  $U_{ID} = U_T + 2U_F$  și
  - tensiunea de ieșire  $U_O = k(U_T + 2U_F) = k \cdot I \cdot (R_\theta + 2R_f)$ .
- Se observă că **rezistențele firelor de conexiune ale termorezistenței afectează rezultatul măsurării temperaturii** ceea ce nu este dorit.

## B. Montajul cu 3 fire de conexiune

Schema de principiu a montajului cu 3 fire de conexiune este dată în fig.2.

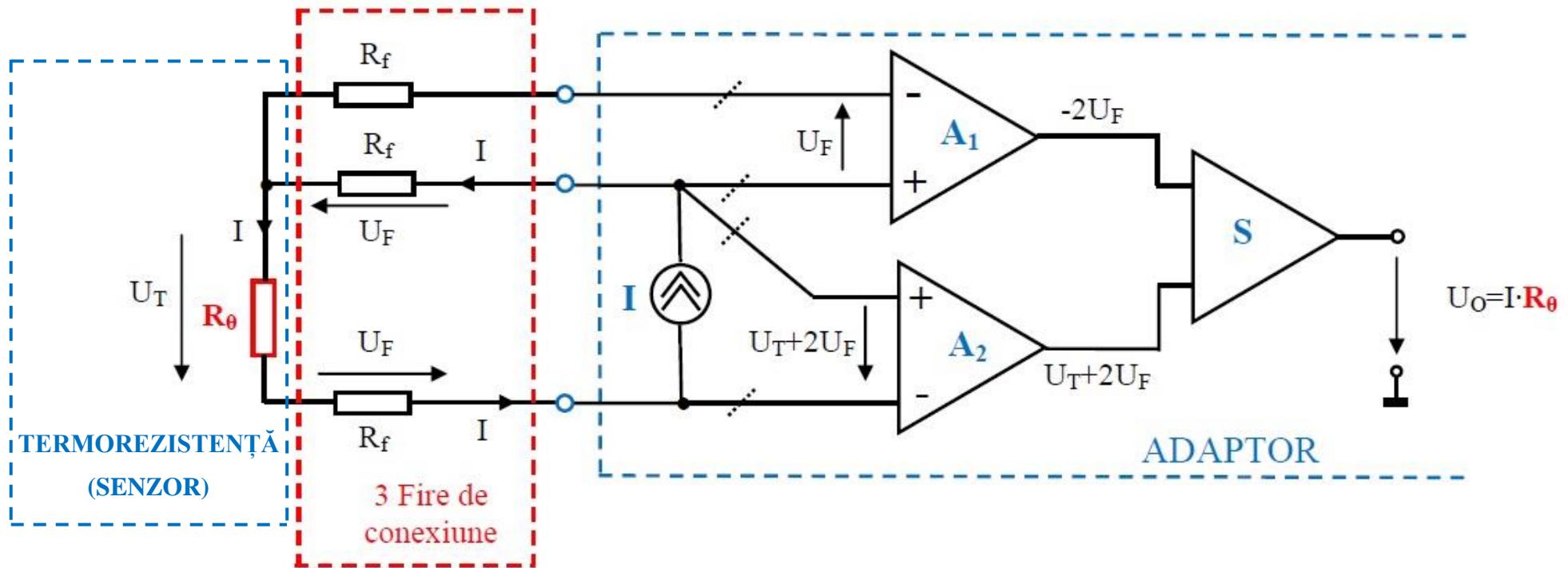


Fig. 2

- Adaptorul traductorului conține, la intrare, o sursă de curent constant ( $I$ ), considerată ideală, 2 amplificatoare de tensiune ( $A_1$  și  $A_2$ ) și un sumator (neinversor) de tensiune (S). Curenții de intrare ai amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_2$  sunt neglijabili.
- $A_1$  este un amplificator de instrumentație inversor (cu tensiunea diferențială de intrare  $U_F$  și amplificarea de tensiune  $A_{U1} = -2$ ).
- $A_2$  este un amplificator de instrumentație cu tensiunea diferențială de intrare  $U_T + 2U_F$  și amplificarea de tensiune  $A_{U2} = 1$ .
- La ieșirea sumatorului de tensiune se obține  $U_O = U_T = I \cdot R_\theta$ , adică o tensiune proporțională cu rezistența senzorului .
- Se observă că **rezistențele firelor de conexiune ale termorezistenței nu afectează rezultatul măsurării temperaturii**.

### C. Montajul cu 4 fire de conexiune

Schema de principiu a montajului cu 4 fire de conexiune este dată în fig. 3.

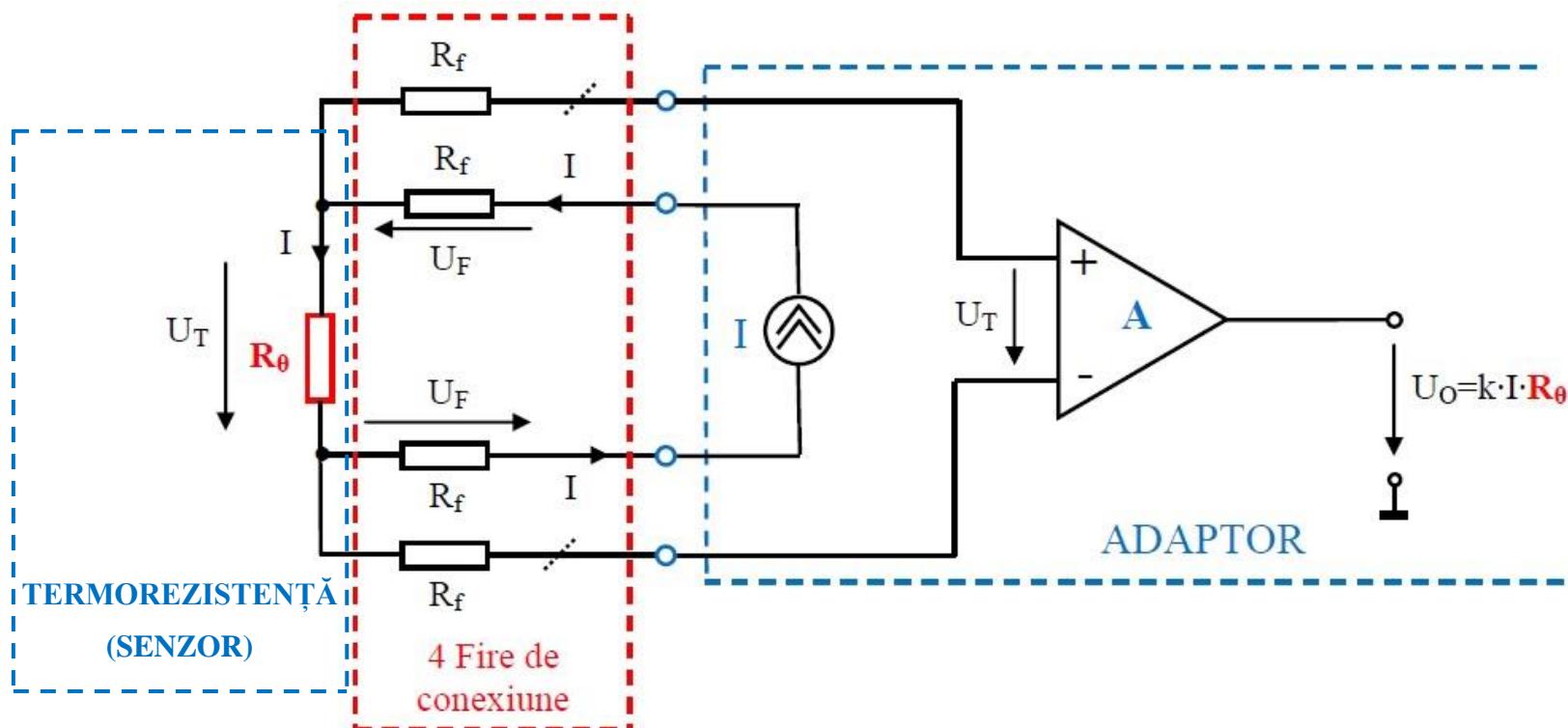


Fig. 3

- 2 fire de conexiune sunt folosite pentru alimentarea termorezistenței cu un curent constant  $I$ , furnizat de o sursă de curent constant (considerată ideală).
- 2 fire de conexiune sunt conectate la intrările unui amplificator de instrumentație A; prin aceste fire nu circulă curent.
- Tensiunea de ieșire a amplificatorului este  $U_o = k \cdot U_T = k \cdot I \cdot R_\theta$ , fiind proporțională cu rezistența senzorului.
- Se observă că **rezistențele firelor de conexiune ale termorezistenței nu afectează rezultatul măsurării temperaturii**.

## **2. BLOC DE CONDITIONARE A SEMNALELOR CU ADAPTOR INTEGRAT PENTRU TERMOREZISTENȚĂ**

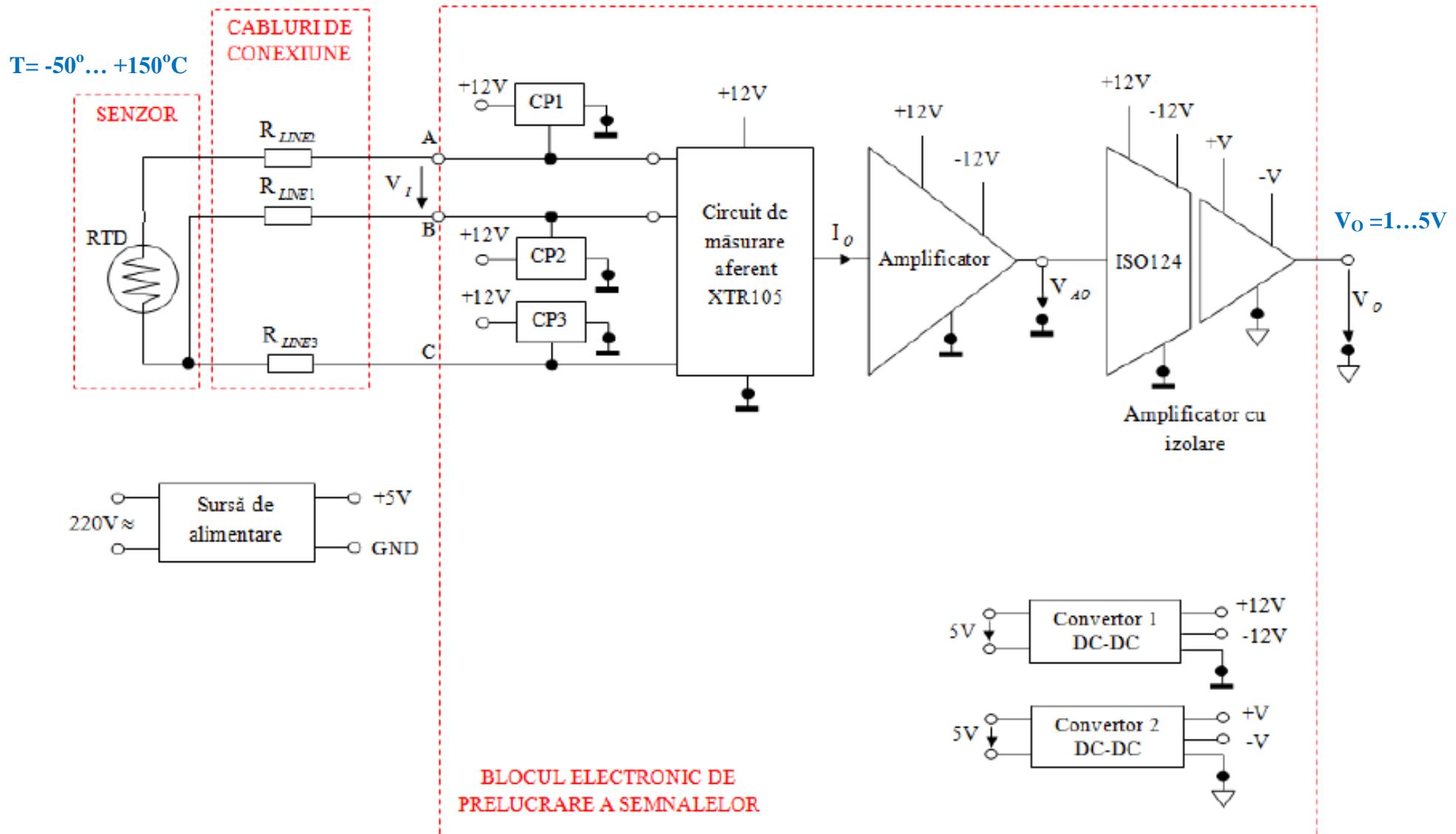
### **2.1. Prezentare generală**

- Se prezintă un bloc de condiționare a semnalelor (fig.1) folosit de profesioniști la măsurarea temperaturii cu o termorezistență. Cu acest bloc de condiționate se asigură *măsurarea precisă, de la distanță, a temperaturii* .
- *Senzorul* recomandat este o termorezistență din platină (notată RTD=*resistance temperature detector*, în fig. 1) conectată într-un *montaj cu 3 fire de conexiune* ale căror rezistențe s-au notat cu  $R_{LINE1}$ ,  $R_{LINE2}$  și  $R_{LINE3}$ .
- Utilizarea conexiunii cu 3 fire permite *compensarea efectului nedorit al rezistențelor firelor de conexiune asupra rezultatului măsurării temperaturii*, atunci când senzorul este montat la distanță față de blocul de condiționare a semnalelor sau adaptor.
- *Blocul electronic de prelucrare a semnalelor* (numit adesea *bloc de condiționare a semnalelor*) este un subansamblu care conține *trei circuite principale*:
  - circuitul de măsurare aferent adaptorului integrat pentru termorezistență, XTR100;
  - amplificatorul neinversor (care poate fi proiectat încât să asigure și deplasarea nivelului tensiunii de ieșire) - notat *Amplificator* în fig. 1;
  - amplificatorul cu izolare.

*Elementele auxiliare* din structura acestui bloc electronic sunt:

- circuitele de protecție *CP1, CP2, CP3*;
- convertoarele DC-DC notate *Convertor 1* și *Convertor 2*;
- sursa de alimentare.

- Domeniului temperaturilor măsurate este  $-50^{\circ}\text{C} \dots +150^{\circ}\text{C}$ , iar valorile rezistenței senzorului (termorezistență din platină) pentru domeniul de măsurare sunt  $79,91\Omega \dots 157,7\Omega$
- Mărimea de ieșire a blocului de condiționare a semnalelor este tensiunea analogică  $V_O$  (cu valori între 1V și 5V), dependență de temperatura măsurată  
Dependența tensiune de ieșire – temperatură ( $V_O = f(T)$ ) este liniară (datorită adaptorului integrat pentru termorezistență și montajului cu 3 fire de conexiune ale căror rezistențe s-au notat cu  $R_{\text{LINE1}}$ ,  $R_{\text{LINE2}}$  și  $R_{\text{LINE3}}$ ).
- Blocul de condiționare este prevăzut cu separare galvanică între ansamblul de elemente care realizează măsurarea propriu-zisă și sistemul inteligent de procesare a informației rezultate.



**Fig. 1.** Schema bloc a sistemului de măsurare a temperaturii

## 2.2. Senzorul de temperatură

Termorezistența din platină, PT100 (utilizată ca senzor de temperatură) are dependența *rezistență - temperatură* prezentată în tabelul 1, valorile rezistenței fiind cele din coloana 1. Domeniul temperaturilor de lucru este  $-50^{\circ}\text{C} \dots +150^{\circ}\text{C}$ .

**Tabelul 1**

**Technical Data Sheet** TD-TV/PT1A

### PT100 Resistance Table

$^{\circ}\text{C}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	$^{\circ}\text{C}$
-200.00	18.52										-200.00
-190.00	22.83	22.40	21.97	21.54	21.11	20.68	20.25	19.82	19.38	18.95	-190.00
-180.00	27.10	26.67	26.24	25.82	25.39	24.97	24.54	24.11	23.68	23.25	-180.00
-170.00	31.34	30.91	30.49	30.07	29.64	29.22	28.80	28.37	27.95	27.52	-170.00
-160.00	35.54	35.12	34.70	34.28	33.86	33.44	33.02	32.60	32.18	31.76	-160.00
-150.00	39.72	39.31	38.89	38.47	38.05	37.64	37.22	36.80	36.38	35.96	-150.00
-140.00	43.88	43.46	43.05	42.63	42.22	41.80	41.39	40.97	40.56	40.14	-140.00
-130.00	48.00	47.59	47.18	46.77	46.36	45.94	45.53	45.12	44.70	44.29	-130.00
-120.00	52.11	51.70	51.29	50.88	50.47	50.06	49.65	49.24	48.83	48.42	-120.00
-110.00	56.19	55.79	55.38	54.97	54.56	54.15	53.75	53.34	52.93	52.52	-110.00
-100.00	60.26	59.85	59.44	59.04	58.63	58.23	57.82	57.41	57.01	56.60	-100.00
-90.00	64.30	63.90	63.49	63.09	62.68	62.28	61.88	61.47	61.07	60.66	-90.00
-80.00	68.33	67.92	67.52	67.12	66.72	66.31	65.91	65.51	65.11	64.70	-80.00
-70.00	72.33	71.93	71.53	71.13	70.73	70.33	69.93	69.53	69.13	68.73	-70.00
-60.00	76.33	75.93	75.53	75.13	74.73	74.33	73.93	73.53	73.13	72.73	-60.00
-50.00	80.31	79.91	79.51	79.11	78.72	78.32	77.92	77.52	77.12	76.73	-50.00
-40.00	84.27	83.87	83.48	83.08	82.69	82.29	81.89	81.50	81.10	80.70	-40.00
-30.00	88.22	87.83	87.43	87.04	86.64	86.25	85.85	85.46	85.06	84.67	-30.00
-20.00	92.16	91.77	91.37	90.98	90.59	90.19	89.80	89.40	89.01	88.62	-20.00
-10.00	96.09	95.69	95.30	94.91	94.52	94.12	93.73	93.34	92.95	92.55	-10.00
0.00	100.00	99.61	99.22	98.83	98.44	98.04	97.65	97.26	96.87	96.48	0.00
0.00	100.00	100.39	100.78	101.17	101.56	101.95	102.34	102.73	103.12	103.51	0.00
10.00	103.90	104.29	104.68	105.07	105.46	105.85	106.24	106.63	107.02	107.40	10.00
20.00	107.79	108.18	108.57	108.96	109.35	109.73	110.12	110.51	110.90	111.29	20.00
30.00	111.67	112.06	112.45	112.83	113.22	113.61	114.00	114.38	114.77	115.15	30.00
40.00	115.54	115.93	116.31	116.70	117.08	117.47	117.86	118.24	118.63	119.01	40.00

### 2.3. Circuitul de măsurare aferent adaptorului integrat pentru termorezistență

Circuitul de măsurare, organizat în jurul adaptorului integrat pentru termorezistență XTR105, este prezentată în fig. 2.

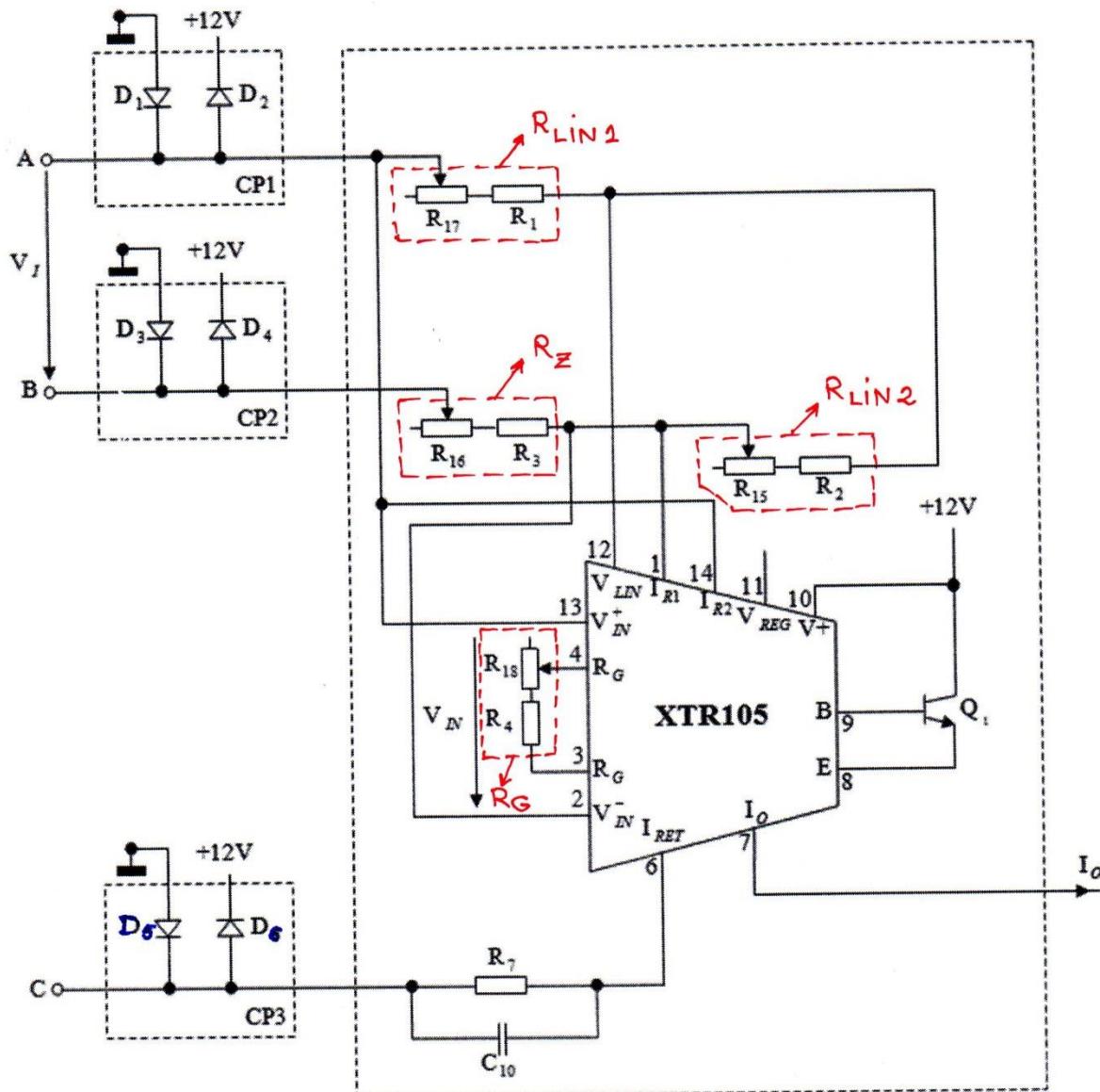


Figura 2

- S-a optat pentru un circuit de măsurare cu 3 fire de conexiune pentru termorezistență (firele vin la bornele A, B, C din fig. 2), pentru care catalogul lui XTR105 recomandă schema din fig. 2.
- Circuitul integrat XTR105 are
  - ca mărime de intrare tensiunea diferențială  $V_{IN}$  (aplicată între bornele  $V_{IN}^+$  și  $V_{IN}^-$ ),
  - ca mărime de ieșire curentul  $I_O = 4...20mA$  (semnal unificat) prin terminalul (pinul) cu același nume ( $I_O$ ).

Dependența intrare-ieșire pentru adaptorul integrat XTR105 este dată în catalog :  $I_0[mA] = 4mA + V_{IN}[V] \cdot \frac{40}{R_G[\Omega]}$  .
- Valoarea rezistenței  $R_Z$  se alege egală cu rezistența termorezistenței la temperatura minimă de măsurare  $T_{MIN}$ . Valoarea lui  $R_Z$  se ajustează din semireglabilul  $R_{16}$  astfel încât să se obțină  $I_O = 4mA$  la temperatura  $T_{MIN}$ .
- Valoarea lui  $R_G$  stabilește câstigul amplificatorului de instrumentație în concordanță cu domeniul temperaturilor măsurate. În fig. 2,  $R_G = R_4 + R_{18}$ . Pentru montajul cu 3 fire, catalogul recomandă calcularea lui  $R_G$  cu o anumită relație. Semireglabilul  $R_{18}$  s-a folosit pentru ajustarea lui  $R_G$  la valoarea dorită (rezultată din aplicarea relației).
- În schema din fig. 2, semireglabilii  $R_{15}$  și  $R_{17}$  permit ajustarea valorilor rezistențelor  $R_{LIN1}$  și  $R_{LIN2}$  pentru a fi satisfăcute niște condiții impuse de catalog.
- Termorezistența este caracterizată de o neliniaritate accentuată a dependenței rezistență – temperatură.
- Termorezistența + cele 3 fire de conexiune (conectate corespunzător) + adaptotul integrat formează un ansamblu de componente (echivalent traductorului) care
  - compensează efectul nedorit al rezistențelor firelor de conexiune asupra rezultatului măsurării (avantaj asigurat prin folosirea montajului cu 3 fire de conexiune),
  - asigură o dependentă liniară între mărimea de ieșire (curentul  $I_O = 4...20mA$ ) și cea de intrare (temperatura  $T = -50^\circ...+150^\circ C$ ), avantaj asigurat de adaptorul integrat XTR105.

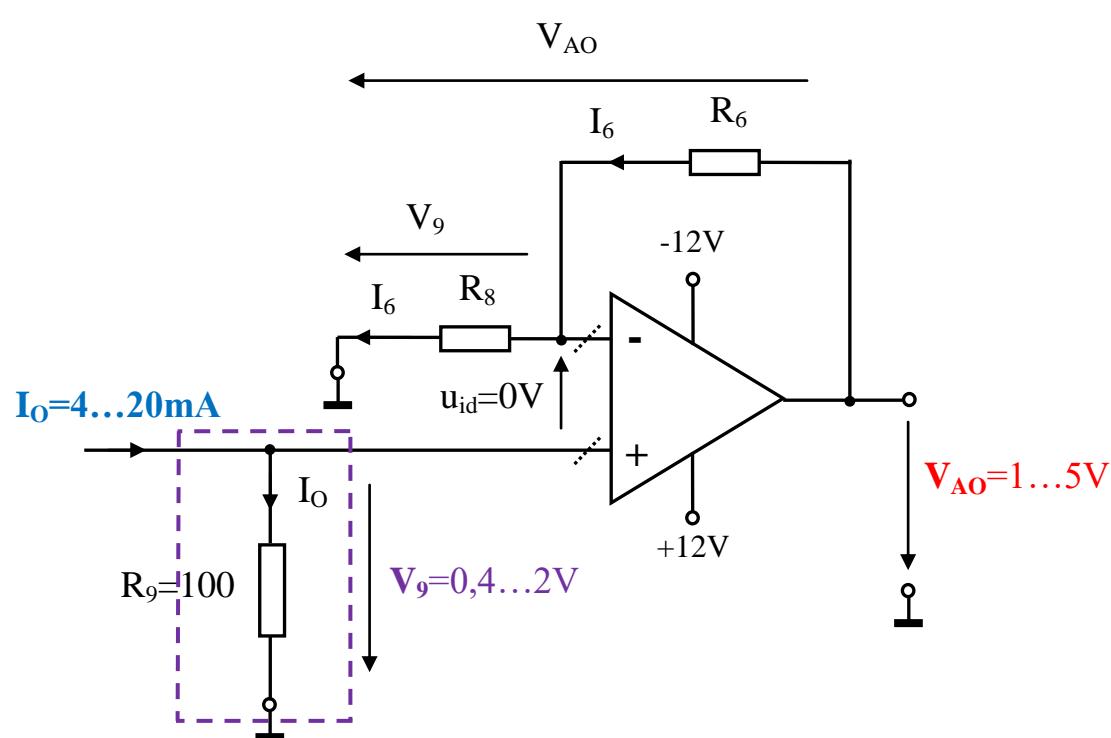
Observație – Cablajul a fost astfel proiectat încât să se ofere posibilitatea măsurării rezistențelor  $R_G$ ,  $R_Z$ ,  $R_{LIN1}$ ,  $R_{LIN2}$  în timpul ajustării valorii lor din semireglabili.

## 2.4. Amplificatorul cu deplasarea nivelului tensiunii de ieșire

A) Dacă nu se realizează decalarea nivelului tensiunii de ieșire  $V_{AO}$ , circuitul este un **amplificator neinvesor** clasic care are la intrare un **convertor curent - tensiune** (fig.3).

➤ Circuitul este implementat cu un amplificator operațional tip LM301, alimentat simetric cu +12V și -12V.

➤ Rezistorul  $R_9$  asigură conversia curentului  $I_O$  de intrare în tensiunea  $V_9$ . Întrucât  $R_9=100\Omega$ , se obține  $V_9 = I_O \cdot R_9 = 0,1 \cdot I_O [\text{mA}]$  iar pentru  $I_O=4\dots20\text{mA}$  rezultă  $V_9=0,4\dots2\text{V}$ .



Convertor curent - tensiune

Figura 3

➤ În aceste condiții, dacă

$$\frac{R_6}{R_8} = 1,5 \quad \text{și} \quad R_9 = 100\Omega, \quad \text{se obține}$$

$$V_{AO} = \left(1 + \frac{R_6}{R_8}\right)V_9 = 2,5 \cdot V_9 = 2,5 \cdot I_O \cdot R_9.$$

$$\text{Deci } V_{AO}[\text{V}] = 0,25 \cdot I_O[\text{mA}].$$

➤ Astfel,

- pentru  $I_O = 4\text{mA}$ , s-ar obține  $V_{AO} = 1\text{V}$ ,
- pentru  $I_O = 20\text{mA}$ , s-ar obține  $V_{AO} = 5\text{V}$ .

B) Se impune decalarea nivelului tensiunii de ieșire  $V_{AO}$  astfel încât pentru  $I_O = 4\text{mA}$  să se obțină  $V_{AO} = 0\text{V}$ .

- Pentru aceasta se implementează un amplificator cu deplasarea nivelului tensiunii de ieșire (fig.4) care se obține din circuitul din fig.3 la care rezistorul  $R_8$  nu mai este conectat la masa montajului ci la ieșirea unui divizor rezistiv.

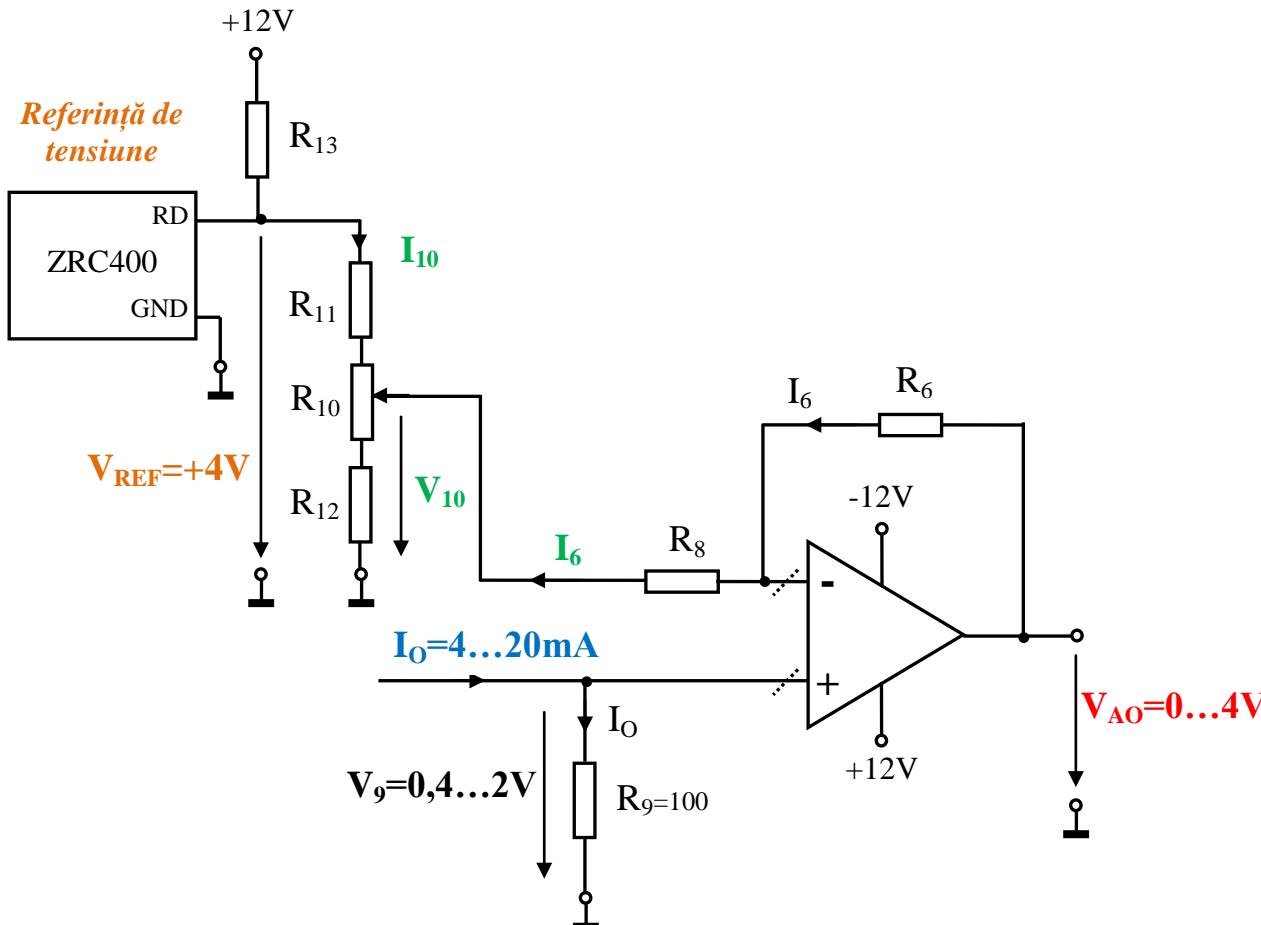


Figura 4

➤ Decalarea nivelului tensiunii de ieșire se obține folosind

- divizorul rezistiv constituit din  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  și
- referința de tensiune ZRC400 (care oferă o tensiune de ieșire  $V_{REF}=4\text{V}$  riguros stabilă).

- Divizorul rezistiv este proiectat astfel încât currentul  $I_{10}$  prin cei trei rezistori este mult mai mare decât  $I_6$ .
- Semireglabilul  $R_{10}$  permite obținerea valorii necesare a tensiunii de ieșire  $V_{10}$  a divizorului rezistiv, astfel încât pentru  $I_O=4\text{mA}$  să se obțină  $V_{AO}=0\text{V}$ .
- Deoarece  $V_9 = I_6 \cdot R_8 + V_{10}$  rezultă

$$I_6 = \frac{V_9 - V_{10}}{R_8}$$

Tensiunea de ieșire obținută este

$$V_{AO} = I_6(R_6 + R_8) + V_{10} = \frac{V_9 - V_{10}}{R_8}(R_6 + R_8) + V_{10} = \left(1 + \frac{R_6}{R_8}\right) \cdot V_9 - \frac{R_6}{R_8} \cdot V_{10} = 2,5 \cdot V_9 - 1,5 \cdot V_{10}$$

- Pentru  $I_O=4\text{mA}$ ,  $V_9=0,4\text{V}$  și se dorește  $V_{AO}=0\text{V}$ .

Astfel,  $V_{AO}[\text{V}] = 2,5 \cdot V_9[\text{V}] - 1,5 \cdot V_{10}[\text{V}] = 2,5 \cdot 0,4 - 1,5 \cdot V_{10}[\text{V}] = 1 - 1,5 \cdot V_{10}[\text{V}] = 0\text{V}$

Din această ecuație rezultă valoarea necesară a tensiunii la ieșirea divizorului rezistiv,  $V_{10}=0,66\text{V}$ , care se ajustează din semireglabilul  $R_{10}$ .

- Pentru  $I_O=20\text{mA}$ ,  $V_9=2\text{V}$  și se obține  $V_{AO}[\text{V}] = 2,5 \cdot 2 - 1,5 \cdot 0,66 = 4\text{V}$
- Se observă o reducere cu 1V a nivelului tensiunii de ieșire față de situația în care se utilizează un amplificator operațional în conexiune neinversoare.

- În concluzie, dacă se aleg rezistorii  $R_6$  și  $R_8$  astfel încât  $\frac{R_6}{R_8} = 1,5$  și se realizează decalarea nivelului tensiunii de ieșire  $V_{AO}$ , ajustând  $V_{10}=0,66\text{V}$  se obține
  - pentru  $I_O = 4\text{mA}$  se obține  $V_{AO} = 0\text{V}$ ,
  - pentru  $I_O = 20\text{mA}$  se obține  $V_{AO} = 4\text{V}$ .
- Dacă se aleg rezistorii  $R_6$  și  $R_8$  astfel încât  $\frac{R_6}{R_8} = 2,15$  și nu se realizează decalarea nivelului tensiunii de ieșire  $V_{AO}$ ,
  - pentru  $I_O = 4\text{mA}$  se obține  $V_{AO} = 1,26\text{V}$ ,
  - pentru  $I_O = 20\text{mA}$  se obține  $V_{AO} = 6,3\text{V}$ .
- Dacă se aleg rezistorii  $R_6$  și  $R_8$  de aceeași valori și se realizează decalarea nivelului tensiunii de ieșire  $V_{AO}$ , ajustând  $V_{10}=0,586\text{V}$  se obține
  - pentru  $I_O = 4\text{mA}$  se obține  $V_{AO} = 0\text{V}$ ,
  - pentru  $I_O = 20\text{mA}$  se obține  $V_{AO} = 5\text{V}$ .

## **2.5. Amplificatorul cu izolare**

- În sistemul de măsurare studiat se realizează o separare galvanică între
  - blocul electronic care preia și prelucreză semnalele din proces și
  - sistemul intelligent care procesează aceste informații.
- Izolarea galvanică este realizată de un amplificator integrat cu izolare tip ISO124 utilizat în configurația de bază, recomandată de catalog.
- Conform catalogului, circuitul oferă la ieșire o tensiune ( $V_O$ ) egală cu cea de intrare ( $V_{AO}$ ).
- Amplificatorul cu izolare utilizat folosește o tehnică nouă, de modulare - demodulare a factorului de umplere, iar bariera de izolare este asigurată de două condensatoare interne (barieră capacativă).
- Se realizează o transmisie digitală a semnalului de intrare prin bariera de izolare.
- Circuitul este ușor de utilizat încât nu necesită componente externe, cu excepția unor condensatoare de decuplare.
- Pentru alimentarea secțiunilor de intrare, respectiv ieșire ale amplificatorului cu izolare se folosesc **două convertoare DC-DC**, notate cu *Convertor 1* și *Convertor 2* în fig. 1.
- Un asemenea convertor DC-DC (de tip SIM1-0512D) se alimentează cu +5V (de la sursa de alimentare externă blocului de condiționare a semnalelor) și oferă la ieșire +12V și -12V față de masa sa.
- Cele două convertoare DC-DC asigură alimentare complet independentă pentru cele două secțiuni (de intrare și de ieșire) ale amplificatorului cu izolare.

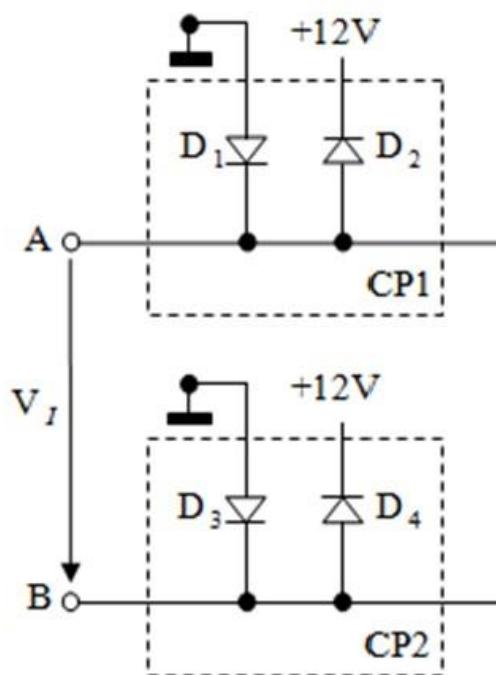
## 2.6. Circuitele de protecție

➤ Pentru *protecția blocului electronic de prelucrare a semnalelor* la

- Supratensiuni accidentale (tensiuni mai mari de +12,6V) și
- tensiuni negative nedorite (mai mici de -0,6V),

transmise prin cablurile termorezistenței, se folosește câte un circuit de protecție pentru fiecare cablu de conexiune al termorezistenței. *Supratensiunile (provenite din proces) pot fi de valori mari și de scurtă durată* (spike-uri de tensiune).

➤ Aceste circuite (notate cu CP1, CP2 și CP3 în fig. 1 și 2) conțin, fiecare, câte 2 diode redresoare de putere mică.



- În fig.5 sunt reprezentate circuitele de protecție CP1 și CP2.
- *Când se transmite o tensiune negativă prin firul A*, dioda D<sub>1</sub> se deschide și limitează la aproximativ - 0,6V potențialul punctului A față de masa montajului.
- *Dacă la intrarea A a blocului electronic de prelucrare apare o tensiune ce depășește 12,6V*, atunci dioda D<sub>2</sub> se deschide și limitează potențialul punctului A la aproximativ 12,6V .

Figura 5

## **2.7. Determinări experimentale**

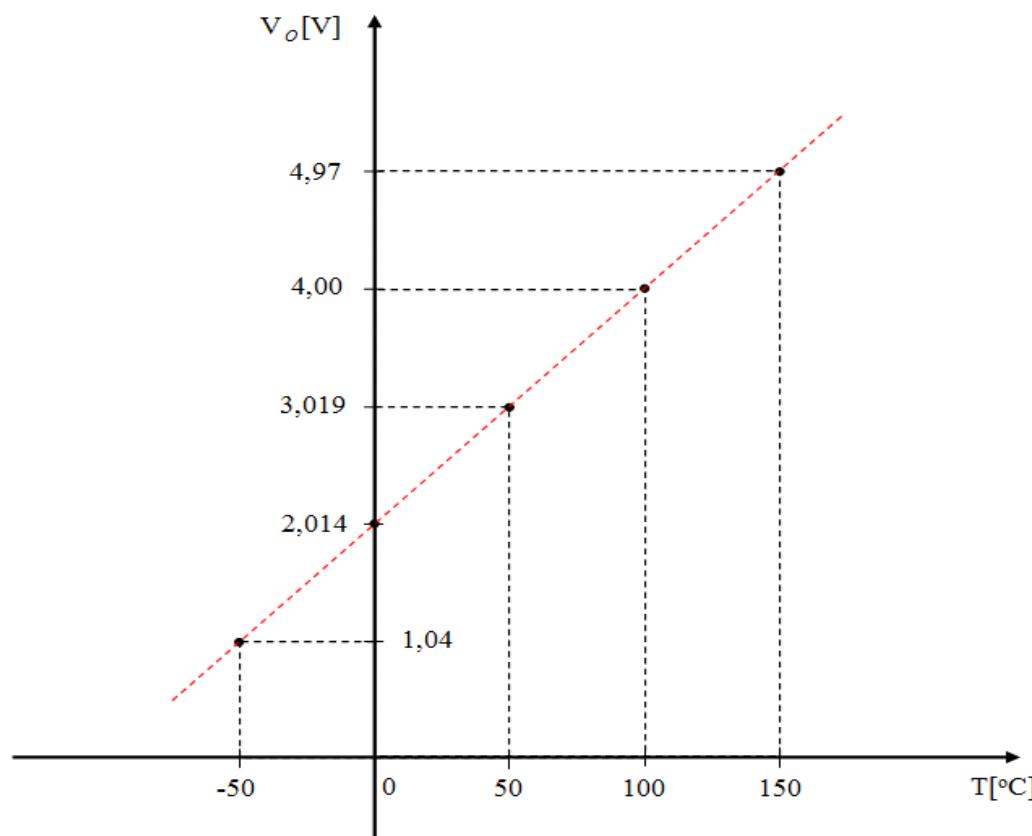
- Blocul electronic de condiționare a semnalelor are
  - ca *mărime de intrare* rezistența unei termorezistențe PT100, pentru domeniul de temperaturi  $-50^{\circ}\text{C} \dots +150^{\circ}\text{C}$ ,
  - ca *mărime de ieșire* o tensiune continuă ( $V_O$ ) cu valori în domeniul  $1\text{V} \dots 5\text{V}$ .
- Tabelul cu valorile rezistenței electrice a termorezistenței PT100 a permis *stabilirea corespondenței temperatură – rezistență pentru domeniul de măsurare al blocului de condiționare a semnalelor*.
- Folosind o cutie decadică performantă *s-a simulaat rezistența termorezistenței la mai multe temperaturi din domeniul de măsurare*.
- Pentru fiecare rezistență stabilită, *s-a măsurat tensiunea de ieșire  $V_O$  a blocului de condiționare a semnalelor, corespunzătoare situației în care nu se realizează decalarea nivelului tensiunii  $V_{AO}$* .

Rezultatele experimentale obținute sunt date în tabelul 2.

**Tabelul 2**

Mărimea de intrare	Rezistența termorezistenței	$79,91\Omega$	$100,39\Omega$	$119,78\Omega$	$138,88\Omega$	$157,70\Omega$
	Temperatura asociată	$-50^{\circ}\text{C}$	$0^{\circ}\text{C}$	$+50^{\circ}\text{C}$	$+100^{\circ}\text{C}$	$+150^{\circ}\text{C}$
Tensiunea continuă de ieșire ( $V_O$ )		1,04V	2,014V	3,019V	4,00V	4,97V

- Ansamblul termorezistență + bloc de condiționare a semnalelor are o caracteristică statică de transfer  $V_O = f(T)$  liniară, reprezentată grafic în fig.6, și trasată pe baza determinărilor experimentale.

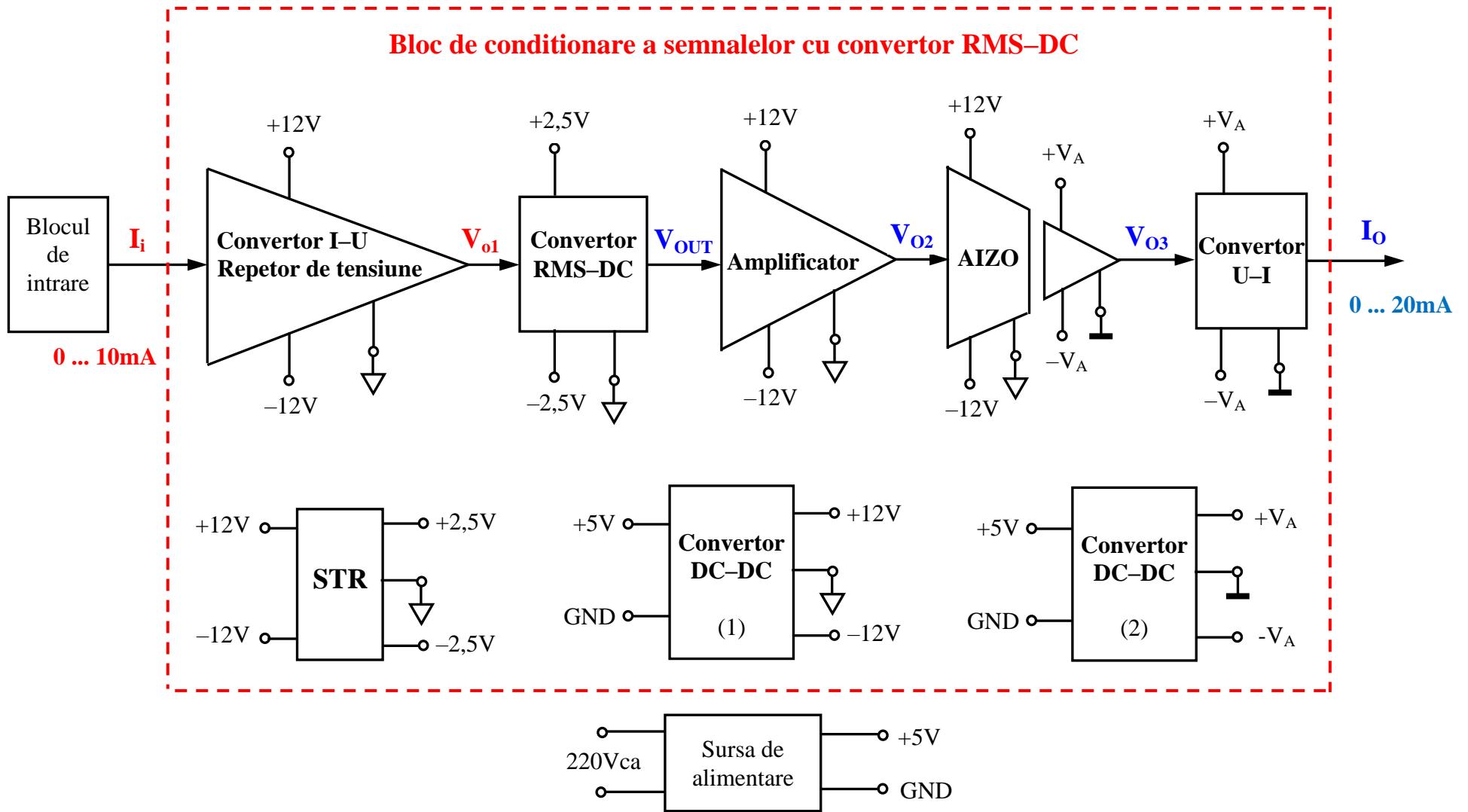


**Figura 6.** Caracteristica statică de transfer a ansamblului termorezistență + bloc de condiționare a semnalelor

### 3. BLOC DE CONDITIONARE A SEMNALELOR CU CONVERTOR INTEGRAT DE TENSIUNE EFECTIVĂ

#### 3.1. Prezentare generală

*Schema de principiu* a unui bloc de condiționare a semnalelor cu convertor integrat de tensiune efectivă (convertor RMS-DC) este prezentată în fig. 1.



**Fig. 1.** Schema de principiu a unui bloc de condiționare a semnalelor cu convertor RMS-DC

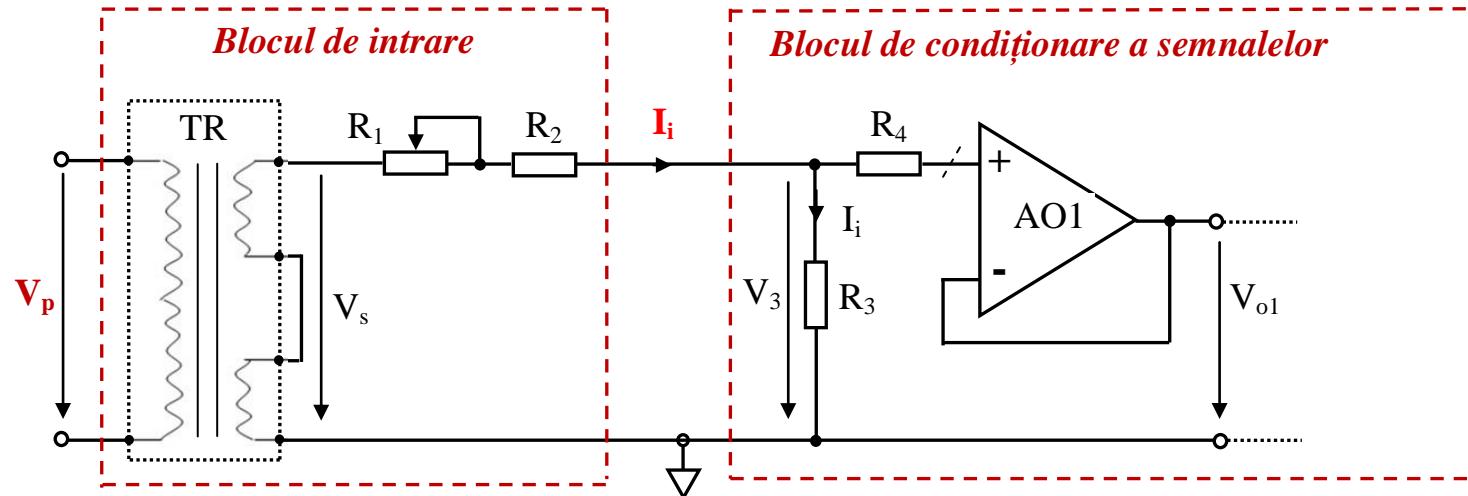
**a) Blocul electronic de condiționare a semnalelor**

- Este un subansamblu electronic organizat în jurul unui *convertor RMS-DC tip LTC1967*.
- Se alimentează cu o tensiune continuă stabilizată de +5V furnizată de o sursă în comutație (alimentată de la rețea).
- Conține următoarele *circuite principale*, conectate în cascadă (fig. 1):
  - convertor curent - tensiune;
  - repetor de tensiune;
  - convertor RMS-DC;
  - amplificator neinversor;
  - amplificator cu izolare;
  - convertor tensiune-curent.
- Ca *circuite auxiliare*, acest bloc mai conține două convertoare DC-DC și o sursă de tensiune de referință (STR).
- *Mărimea de intrare* a blocului de condiționare a semnalelor este un *curent alternativ, periodic (adesea semnal sinusoidal distorsionat), cu valoarea efectivă (RMS) notată cu  $I_i$*  în fig. 1.  
*Domeniul de valori* al mărimii de intrare este  $I_i = 0.....10\text{mA}$ .
- *Mărimea de ieșire* a blocului de condiționare a semnalelor este un *curent continuu ( $I_O$  în fig.1) cu valori în domeniul  $I_O = 0....20\text{mA}$* .
- **Blocul electronic de conditionare a semnalelor asigură o dependență liniară intrare – ieșire** și se utilizează frecvent în sistemele de măsurare sau monitorizare fiind un subansamblu proiectat, realizat și utilizat de profesioniști.

**b) Blocul de intrare** furnizează mărimea de intrare pentru blocul electronic de condiționare a semnalelor, respectiv curentul alternativ sinusoidal cu valoarea efectivă  $I_i$  reglabilă în domeniul 0....10 mA.

### 3.2. Blocul de intrare

- Studierea funcționării blocului electronic de condiționare a semnalelor a impus simularea condițiilor de lucru din mediul industrial. Pentru aceasta s-a proiectat și realizat blocul de intrare (fig. 2).



**Fig. 2.** Blocul de intrare :  $V_p=220V$ ;  $V_s=26V$ ;  $R_1=10k\Omega$  (10 ture);  $R_2=2k\Omega$ ;  $R_3=133\Omega$ ;  $I_i=0...10mA$  .

- Elementul principal al acestui bloc este un transformator de tensiune alimentat de la rețea (220V = valoarea efectivă a tensiunii); acesta are 2 infășurări secundare ( fiecare de 13V) care se inseriază pentru a furniza o tensiune alternativă sinusoidală cu valoarea efectivă  $V_s=26V$ .
- Potențiometrul multitudină  $R_1$  se folosește pentru modificarea valorii efective  $I_i$  a curentului de intrare în domeniul 0.....10 mA. Se observă că  $V_s=I_i(R_1+R_2+R_3)$ .
- Neglijând curenții de intrare ai amplificatorului operațional AO<sub>1</sub> se obține  $V_3=R_3 \cdot I_i$ , iar  $R_3=133\Omega$ . Astfel, pentru  $I_i=0....10\text{ mA}$  se obține  $V_3=0\dots1,33V$ .
- La determinările experimentale, măsurând, cu un voltmetru de curent alternativ, valoarea efectivă a tensiunii la bornele lui  $R_3$  se poate calcula valoarea efectivă a curentului de intrare  $I_i$  :  $I_i [\text{mA}]=V_3[\text{V}] / 133\Omega$ .

### 3.3. Convertorul curent – tensiune. Repetorul de tensiune

- Convertorul curent – tensiune (constituț din  $R_3$  în fig. 3) oferă la ieșire *o tensiune alternativă  $V_3$  proporțională cu curentul alternativ de intrare  $I_i$* . Astfel,  $V_3 = R_3 I_i$ .
- Rolul repetorului de tensiune (fig. 3) din structura blocului electronic de condiționare a semnalelor este
  - adaptarea în impedanță la intrarea blocului electronic de condiționare a semnalelor,
  - furnizarea unei tensiuni de ieșire (alternativa, sinusoidale) compatibilă cu intrarea convertorului integrat RMS-DC.

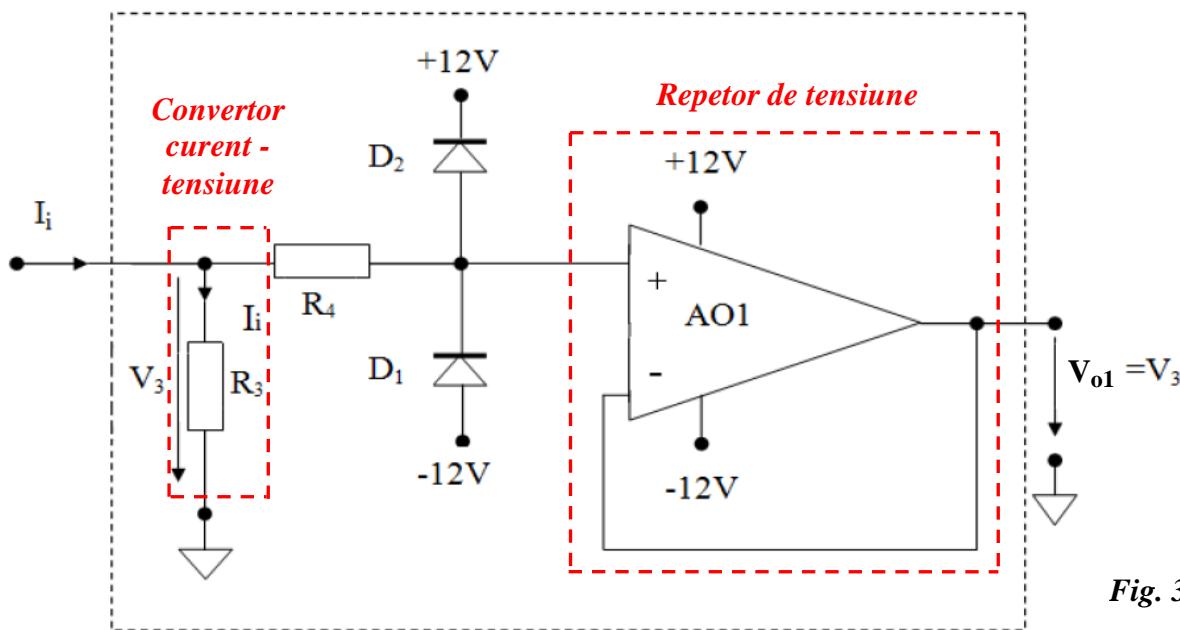


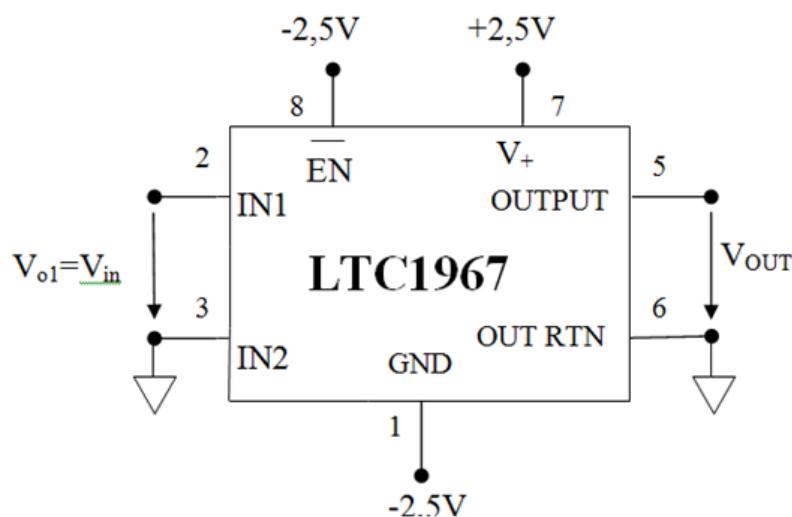
Fig. 3

- Repetorul de tensiune este realizat cu un amplificator operațional ( $AO_1$ ) tip LM301, alimentat simetric, cu  $+12V$  și  $-12V$ .
- Tensiunea de ieșire a repetorului ( $V_{o1} = V_3 = R_3 \cdot I_i$ ) are valoarea efectivă  $V_{o1}$  proporțională cu valoarea efectivă a curentului de intrare  $I_i$  al blocului de condiționare a semnalelor.
- Diodele redresoare  $D_1$  și  $D_2$  protejează, la supratensiuni, intrarea neinversoare a  $AO_1$ .

- Dacă, accidental, valoarea maximă a tensiunii de intrare (la bornele lui  $R_3$ ) depășește 12,6V, dioda  $D_2$  se deschide și limitează potențialul intrării neinversoare a  $AO_1$  la aproximativ 12,6V.
- În mod asemănător, dacă tensiunea de intrare scade sub -12,6V, dioda  $D_1$  se deschide și limitează potențialul intrării neinversoare la aproximativ -12,6V.
- Tensiunea de ieșire a repetorului reprezintă mărimea de intrare a convertorului RMS-DC.
- Dacă în locul repetorului de tensiune s-ar fi utilizat un amplificator neinversor (realizat cu  $AO_1$ ),  $V_{o1}$  ar fi fost diferit de  $V_3$  și ar fi existat posibilitatea ajustării lui  $V_{o1}$ .

### 3.4. Convertorul RMS-DC realizat cu LTC1967

- LTC1967 este un convertor integrat de precizie **RMS-DC** (adică *valoare efectivă - valoarea de c.c.*), cu o bandă extinsă de frecvențe la intrare.
- Acest circuit specializat se folosește
  - în structura multimetrelor digitale sau aparatelor din panourile electrice,
  - în sistemele de măsurare a valorii efective a unei tensiuni sau a unui curent.
- Intrarea circuitului poate fi simplă (asimetrică) sau diferențială (simetrică). *În macheta de laborator circuitul are intrare simplă și alimentare simetrică* (cu +2.5V și -2.5V) de la 2 referințe de tensiune (fig. 4).
- S-a ales alimentare simetrică, cu +2.5V și -2.5V, pentru a fi acceptată, la intrare, o tensiune alternativă în domeniul -2V.....+2V.



**Fig. 4.** Convertorul RMS-DC

- Tensiunea continuă de la ieșirea convertorului ( $V_{OUT}$ )
  - este între 0V și aproximativ 1V și
  - este proporțională cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare:  $V_{OUT} = K_C \cdot V_{in}$  .
- Convertorul integrat RMS-DC se caracterizează printr-o foarte bună liniaritate a dependenței intrare-ieșire (eroarea de liniaritate este de 0,02%).
- Ca urmare, și dependența intrare – ieșire ( $I_O = f(I_i)$ ) ă blocului electronic de condiționare a semnalelor va avea o liniaritate foarte bună, care poate fi evidențiată de determinările experimentale.

### 3.5. Amplificatorul neinversor

- Tensiunea continuă de la ieșirea convertorului RMS-DC se aplică unui amplificator de tensiune continuă realizat cu amplificatorul operațional AO<sub>2</sub> în conexiune neinversoare (fig. 5).
- Circuitul integrat utilizat este tot LM301, iar alimentarea este tot simetrică (+12V și 12V).

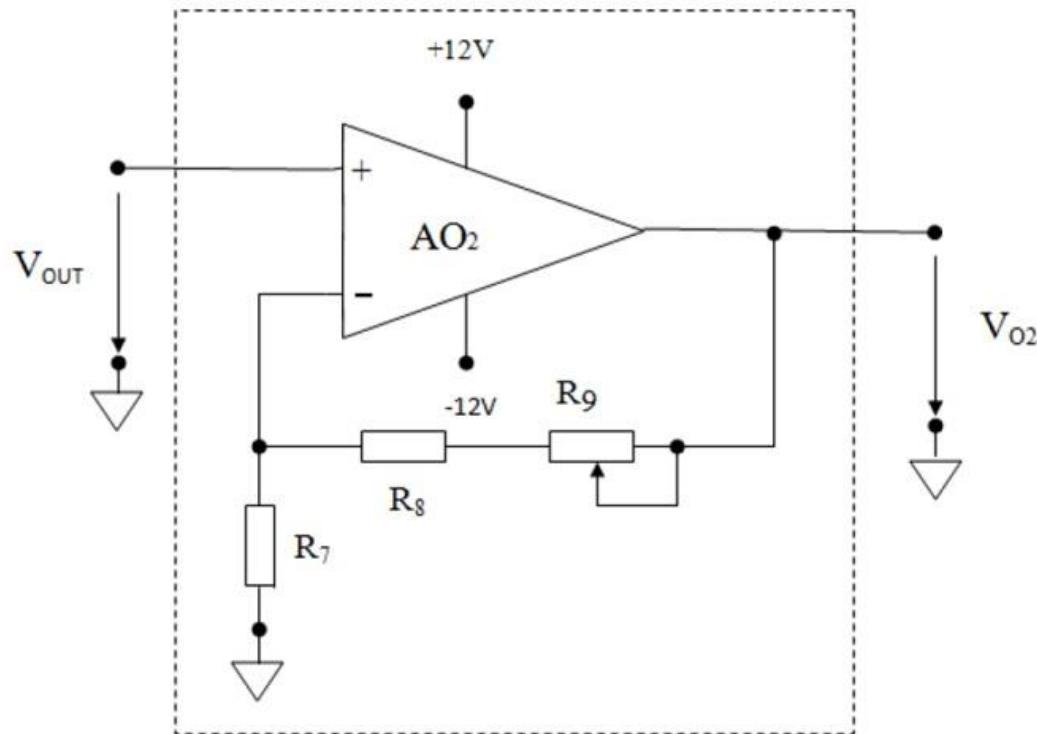


Fig. 5. Amplificatorul neinversor

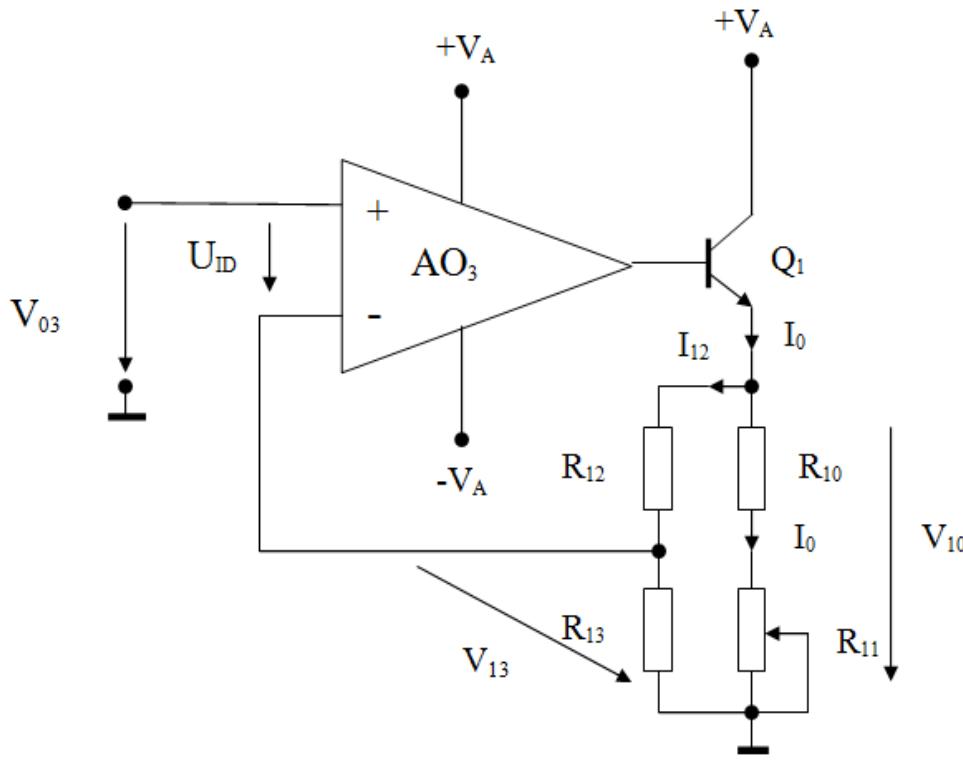
- *Dependența intrare - ieșire a amplificatorului neinversor* este de forma
- $$V_{O2} = \left(1 + \frac{R_8 + R_9}{R_7}\right)V_{OUT}$$
.
- *Modificarea amplificării de tensiune*, realizată prin intermediul semireglabilului R<sub>9</sub>, este necesară pentru *ajustarea nivelului tensiunii de ieșire V<sub>O2</sub> astfel încât aceasta să devină compatibilă cu intrarea amplificatorului cu izolare*, căruia i se aplică acest semnal.

### **3.6. Amplificatorul cu izolare**

- În blocul de condiționare a semnalelor se realizează o separare galvanică între circuitele electronice care preiau și prelucrează semnalele din proces și sistemul intelligent care procesează aceste informații.
- Izolarea (separarea) galvanică este realizată cu un amplificator integrat cu izolare tip ISO124 utilizat în configurația de bază, recomandată de catalog.
- Circuitul ISO124 folosește o tehnică nouă, de modulare - demodulare a factorului de umplere, iar bariera de izolare este asigurată de 2 condensatoare interne (barieră capacativă).
- Se realizează o transmisie digitală a semnalului de intrare prin bariera de izolare.
- Amplificatorul cu izolare utilizat este reprezentat schematic în fig. 1.
- Pentru alimentarea secțiunii de intrare se folosesc tensiunile +12V și -12V, furnizate de un convertor DC-DC, iar secțiunea de ieșire este alimentată cu  $+V_A=12V$  și  $-V_A=-12V$ , tensiuni furnizate de un alt convertor DC-DC (fig. 1).
- Amplificatorul cu izolare utilizat repetă la ieșire tensiunea primită la intrare:  $V_{O3} = V_{O2}$ .

### **3.7. Convertorul tensiune-curent**

- Tensiunea continuă de ieșire a amplificatorului cu izolare ( $V_{O3}$ ) este convertită într-un curent continuu ( $I_O$ ) la ieșirea blocului electronic de condiționare a semnalelor, folosind convertorul tensiune - curent (fig. 6).
- Circuitul conține amplificatorul operațional AO<sub>3</sub> (tip LM301), tranzistorul bipolar Q<sub>1</sub>, rezistențele de polarizare R<sub>10</sub> și R<sub>11</sub> și divizorul rezistiv R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub>. Circuitul integrat se alimentează simetric, cu aceleași tensiuni (+V<sub>A</sub> și -V<sub>A</sub>) ca și blocul de ieșire al amplificatorului cu izolare.



**Fig. 6.** Convertorul tensiune-curent

- Colectorul tranzistorului bipolar  $Q_1$  este conectat la sursa de alimentare  $+V_A$ . Tranzistorul funcționează în regim activ normal și curentul prin dispozitiv este curentul  $I_O$  de ieșire al blocului electronic de condiționare a semnalelor.
- Rezistențele  $R_{12}$  și  $R_{13}$  se aleg astfel încât curentul  $I_{12}$  prin acestea să fie neglijabil în raport cu  $I_O$ :  $I_{12} \ll I_O$ . Curenții prin intrările amplificatorului operațional  $AO_3$  fiind neglijabili,  $R_{12}$  și  $R_{13}$  formează un divisor de tensiune:

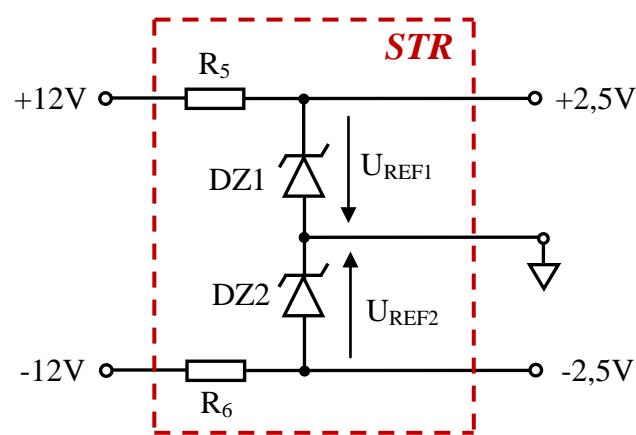
$$V_{13} = \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13}} \cdot V_{10} = \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13}} \cdot (R_{10} + R_{11}) \cdot I_O .$$

- Considerând  $U_{ID} = 0$  se obține:
 
$$V_{O3} = V_{13} = \frac{R_{13}(R_{10} + R_{11})}{R_{12} + R_{13}} \cdot I_O \quad \text{de unde rezultă că}$$

$$I_O = \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{13}(R_{10} + R_{11})} \cdot V_{O3}$$

- S-a demonstrat deja că  $V_{O3} = V_{O2} = \left(1 + \frac{R_8 + R_9}{R_7}\right) \cdot V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_8 + R_9}{R_7}\right) \cdot K_C \cdot R_3 \cdot I_i$   
întrucât  $V_{OUT} = K_C \cdot V_{in} = K_C \cdot V_3 = K_C \cdot R_3 \cdot I_i$ .
- În concluzie,  $I_O = \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{13}(R_{10} + R_{11})} \cdot \left(1 + \frac{R_8 + R_9}{R_7}\right) \cdot K_C \cdot R_3 \cdot I_i = K \cdot I_i$ ,  
adică există o relație de proporționalitate între valoarea curentului continuu  $I_O$  de ieșire al blocului de condiționare a semnalelor și valoarea efectivă  $I_i$  a curentului de intrare.

### **3.8. Sursa de alimentare pentru convertorul RMS-DC**



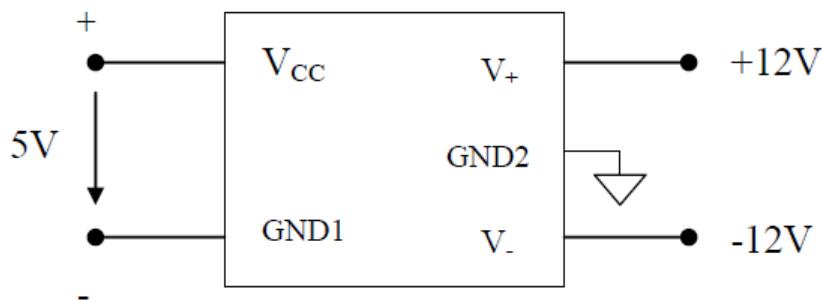
**Fig. 7.** Sursa de alimentare pentru convertorul RMS-DC

- Convertorul RMS-DC se alimentează simetric, cu  $U_{REF1}=+2,5V$  și  $U_{REF2}=-2,5V$ , de la o sursă de tensiuni de referință (STR din fig. 7).
- *Sursa conține 2 referințe de tensiune reprezentate de 2 stabilizatoare parametrice realizate cu diodele Zener speciale DZ1 și DZ2 (care au coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii de stabilizare foarte mic). Cele 2 diode sunt de tip LM336-2.5.*
- Rezistentele  $R_5$  și  $R_6$  polarizează diodele DZ1 și DZ2 în zona de străpungere a caracteristicii statice. Ca urmare, la bornele fiecărei diode se obține tensiunea ei nominală de stabilizare.

### **3.9. Convertoarele DC-DC**

- Blocul de condiționare a semnalelor folosește 2 convertoare DC-DC (noteate cu (1) și (2) în fig. 1.

**SIM1-0512D**



**Fig. 8.** Convertor DC-DC

➤ Convertorul 1 alimentează

- repetorul de tensiune,
- amplificatorul neinversor,
- blocul de intrare al amplificatorului cu izolare și
- sursa de alimentare pentru convertorul RMS-DC.

➤ Convertorul 2 alimentează

- blocul de ieșire al amplificatorului cu izolare și
- convertorul tensiune - curent.

- Ambele circuite se alimentează cu tensiunea continuă +5V de la sursa externă blocului de condiționare.
- Ambele convertoare DC-DC sunt de tip SIM1-0512D și oferă la ieșire tensiunile +12V și -12V.
- **La fiecare convertor, tensiunile de ieșire sunt separate galvanic de cea de intrare.**
- Schema de utilizare a circuitului este dată în fig. 8.

### **3.10. Determinări experimentale**

- Mărimea de intrare a blocului de condiționare a semnalelor este un curent alternativ cu valoarea efectivă  $I_i$  între 0 mA și 10mA.
- La intrare se măsoară tensiunea  $V_3 = I_i R_3$ , iar valoarea rezistenței este  $R_3 = 133\Omega$ .
- Mărimea de ieșire a blocului de condiționare a semnalelor este un curent continuu cu valoarea  $I_O$  între 0 mA și 20 mA.
- Rezultatele experimentale obținute sunt trecute în tabelul de mai jos.
- Se observă liniaritatea dependenței intrare – ieșire ( $I_O \approx 2 I_i$ ).

<i>Valoarea efectivă a curentului de intrare (<math>I_i</math>)</i>	<i>Tensiunea de intrare (<math>V_3</math>)</i>	<i>Valoarea curentului continuu de ieșire (<math>I_O</math>)</i>
2,18 mA	0,29 V	4,56 mA
4 mA	0,53 V	8,23 mA
6 mA	0,79 V	12,3 mA
8 mA	1,06 V	16,39 mA
10 mA	1,33 V	20,1 mA

## CIRCUITE ELECTRONICE SPECIFICE MĂSURĂRILOR ELECTRONICE.

### APLICATII

- Dezvoltarea tehnologiei de fabricație a componentelor electronice și, mai ales, a circuitelor integrate analogice și numerice a permis realizarea unor aparate și sisteme de măsurare cu caracteristici și performanțe superioare.
- În sistemele numerice de măsurare, procesarea informației senzoriale se realizează cu calculatorul. Transformarea semnalelor electrice analogice în date numerice este asigurată de **convertorul analog-numeric** (CAN).
- Elementele de execuție ale sistemelor de reglare automată sunt comandate cu semnale analogice. Circuitul care transformă cuvântul (pe mai mulți biți), primit la intrare, într-o valoare a unui semnal electric analogic se numește **convertor numeric-analogic** (CNA).
- **Circuitele electronice analogice** folosite frecvent în aparatele și sistemele electronice de măsurare sunt:
  - *amplificatoarele de instrumentație,*
  - *amplificatoarele cu izolare,*
  - *comparatoarele,*
  - *referințele de tensiune,*
  - *redresoare de precizie,*
  - *circuitele de eșantionare și memorare.*
- Alte circuite electronice specifice aparatelor și sistemelor de măsurare (**adaptor integrat pentru termorezistență, convertor integrat RMS-DC** etc.) vor fi prezentate în câteva aplicații.

## **1. Izolarea galvanică în măsurările electronice**

➤ **Izolarea (separarea) galvanică intrare-ieșire** presupune

- raportarea tensiunilor de intrare, respectiv ieșire la potențiale de referință (de masă) diferite și
- absența unui curent de circulație între secțiunea de intrare și cea de ieșire.

➤ **Principalele domenii de utilizare** a izolării galvanice :

- în sistemele de achiziție de date și în echipamentele de testare - pentru protejarea echipamentului de măsurare împotriva eventualelor tensiuni periculoase furnizate de sursa de semnal ;
- în măsurătorile biomedicale (la instrumentația de diagnosticare) sau pentru monitorizarea pacienților - pentru protejarea sursei biologice de semnal (pacientul) față de eventualele tensiuni periculoase care apar la defectarea echipamentului electric de investigare .

### **1.1. Izolarea galvanică realizată prin optocuploare**

#### **A. Dioda electroluminescentă**

- Dioda electroluminescentă (LED) este o diodă realizată din materiale electronice speciale.
- Diodele electroluminescente sunt dispozitive fotoemisătoare foarte răspândite.
- *Lumina emisă de un LED are o culoare roșie, galbenă, portocalie, albastră, verde, în funcție de materialul electronic special utilizat la construcția dispozitivului.*
- *Intensitatea radiației emise este proporțională cu intensitatea curentului direct prin dispozitiv.*

- Un LED *se folosește polarizat direct, în zona de conduction pronunțată a caracteristicii statice*.
- Simbolul grafic al LED este prezentat în fig.2.7.a, iar un circuit de polarizare – în fig.2.7.c.
- *Tensiunea de prag este substanțial mai mare decât la o diodă redresoare* :  $U_g = 1,4 \dots 1,8 \text{ V}$  față de aproximativ  $0,6 \text{ V}$  la o diodă redresoare din siliciu.
- *În condiții normale de iluminare*,  $I_A = 5 \dots 20 \text{ mA}$  și  $U_{AK} = 1,5 \dots 2 \text{ V}$ .

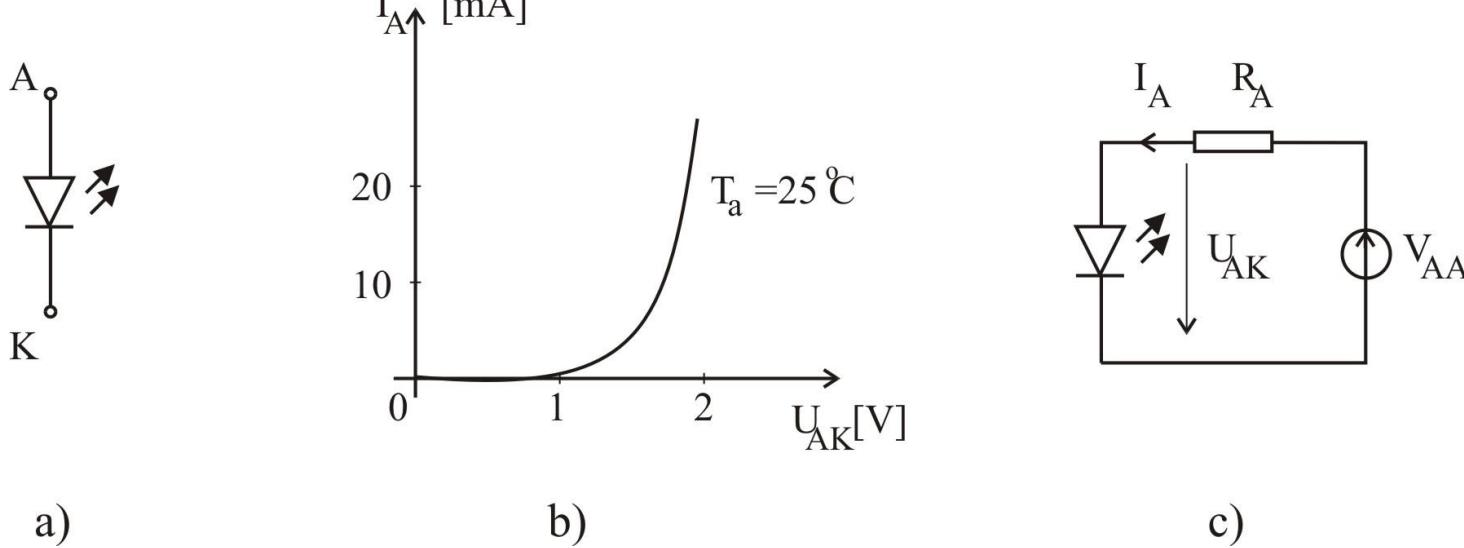


Fig. 2.7

### Exemplu de proiectare

- Tensiunea de alimentare este  $V_{AA} = 5 \text{ V}$ .
- Se dorește polarizarea LED-ului astfel încât  $I_A = 20 \text{ mA}$  și  $U_{AK} = 2 \text{ V}$ .
- Se alege  $R_A [\text{k}\Omega] = (5 \text{ V} - 2 \text{ V}) / 20 \text{ mA} = 0,15 \text{ k}\Omega$ .

- Există aplicații în care este necesar un **indicator luminos cu trei stări stabile**, dintre care cele două stări *aprins* corespund la două culori diferite ale luminii emise (verde/roșu, verde/galben sau verde/portocaliu).
- La un asemenea dispozitiv, numit **LED bicolor**, capsula este cu 2 sau cu 3 terminale.

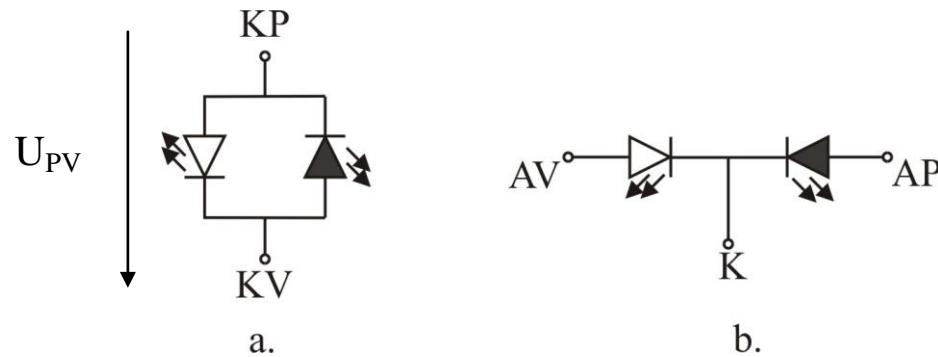


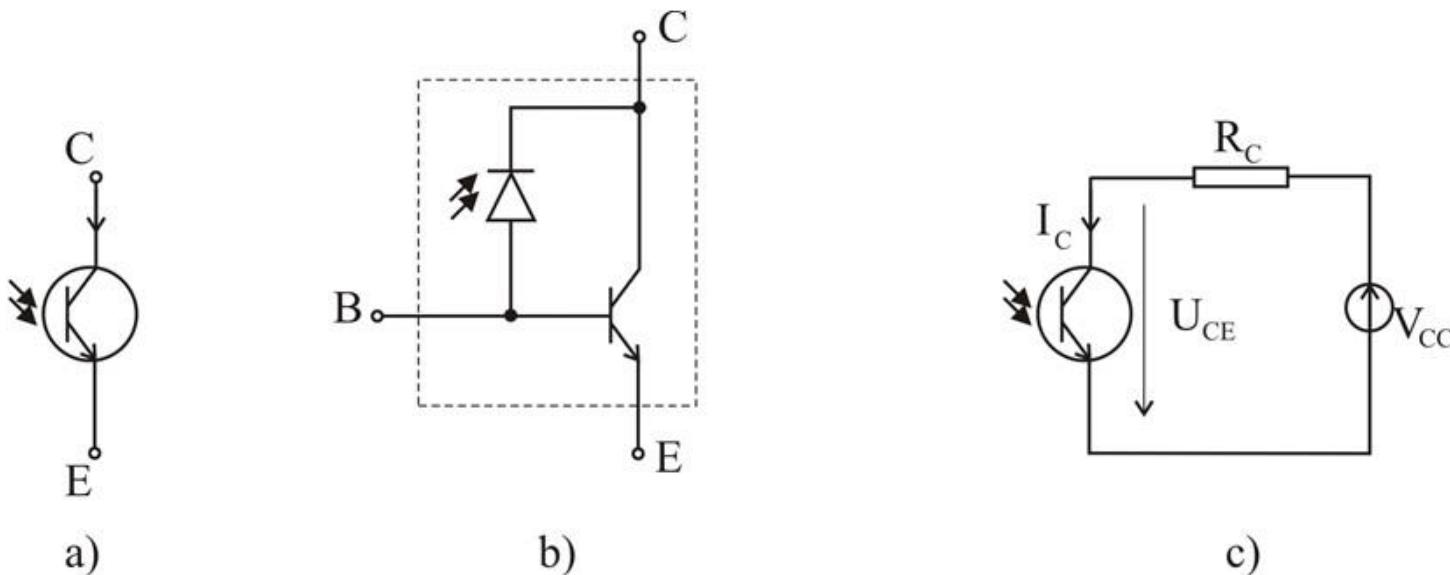
Fig.2.8

- Circuitul echivalent al unui LED bicolor cu 2 terminale** este dat în fig.2.7.a, iar pentru cel **cu 3 terminale** – în fig.2.7.b .
- LED-ul înnegrit este portocaliu, iar celălalt – verde.
- Notății:  $K_P$  – catodul LED-ului portocaliu;  $K_V$  – catodul LED-ului verde.

- Funcționarea LED-ului cu 2 terminale** din fig.2.8.a
- Se consideră  $U_g = 1,8V$ .
- Dacă  $U_{PV} > 1,8V$ , LED-ul bicolor luminează “verde”.
- Dacă  $U_{PV} < -1,8V$ , LED-ul bicolor luminează “portocaliu”.
- Dacă  $-1,8V < U_{PV} < 1,8V$ , LED-ul bicolor este stins.

## B. Fototranzistorul

- Fototranzistorul (FT) are structura funcțională a unui transistor bipolar standard de mică putere, în general de tip NPN, realizat din siliciu, la care joncțiunea bază-colector este o fotojoncțiune (fotodiodă).
- Simbolul grafic și un circuit simplu de polarizare sunt date în fig.2.5.a, respectiv 2.5.c.



*Fig. 2.5*

- Curentul de colector al FT are expresia  
 $I_C = \beta_N I_L + I_{CED}$ ,  
 în care  $I_L$  este fotocurentul (curentul generat de fotojoncțiunea iluminată) și este injectat în baza FT asigurând polarizarea directă a joncțiunii emitor-bază.  
 $I_{CED}$  este curentul de întuneric.
- La un fototranzistor, rolul de comandă al curentului de bază îl are fotocurentul  $I_L$ .

## C. Optocuploul

- Optocuploarele sau cuploarele optice conțin, în aceeași capsulă, un fotoemitter și un fotoreceptor, izolate electric și cuplate optic. Cele două dispozitive sunt montate într-o capsulă opacă, de obicei din plastic, care prezintă minim 4 terminale.
- Majoritatea optocuploarelor folosesc ca **fotoemitter** un **LED**. Lumina emisă este transmisă (printr-un material transparent, izolator electric) spre suprafața sensibilă a unui **fotoreceptor (fotodiodă, fototranzistor etc.)**.
- Câteva simboluri de optocuploare realizate cu LED-uri sunt date în fig.2.9.a (cu fotodiodă) și 2.9.b (cu fototranzistor).
- Acest dispozitiv este folosit adesea în sistemele de achiziție de date, pentru *asigurarea izolării galvanice între circuitul de intrare și cel de ieșire (cele două circuite nu comunică din punct de vedere electric)*.

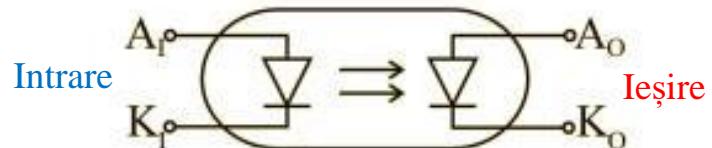


Fig.2.9.a.

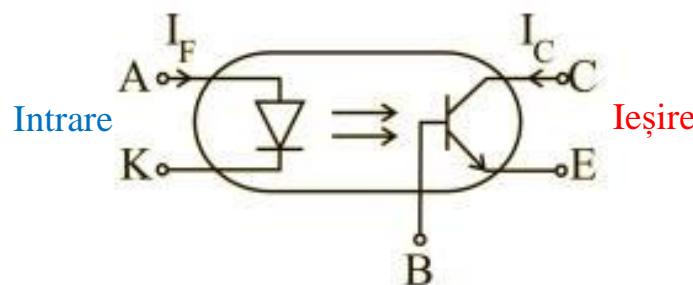


Fig.2.9.b.

## D. Izolarea galvanică prin optocuploare - aplicații

### D1. Citirea contactului unui releu și testarea integrității cablurilor până la bornele contactului

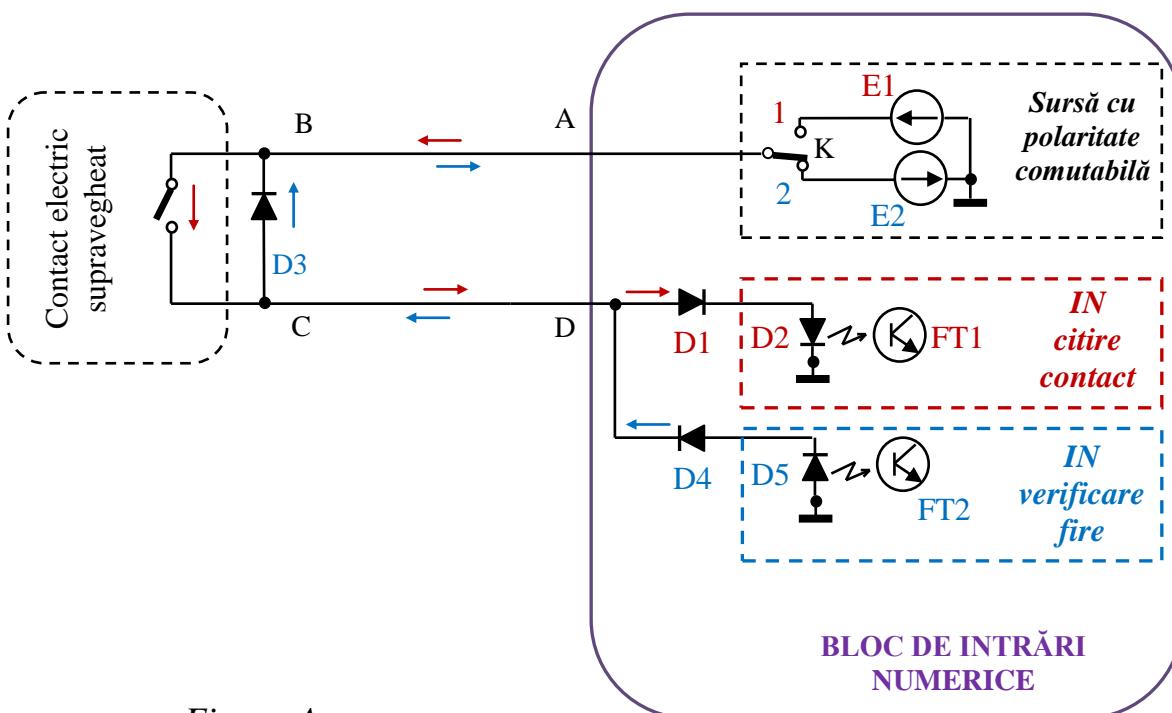


Figura A

- Testarea automată, periodică, a întregului lanț de preluare a semnalelor numerice este de o deosebită importanță în creșterea fiabilității și gradului de încredere în informațiile preluate de un sistem de achiziție de date.
- Întrucât cele mai frecvente defecțiuni ale acestui lanț constau în întreruperea circuitelor prin care **contactele releelor se conectează la sistemul de achiziție a datelor**, se consideră utilă implementarea unei funcții de **verificare a integrității cablurilor de legătură** (zona A-B și zona C-D din fig. A).

- O metodă care certifică integritatea conexiunilor până la bornele contactelor relee este ilustrată în figura A.

**Când comutatorul K este pe poziția 1**, sursa E1 alimentează circuitul pentru citirea contactului releului. Sunt **2 situații posibile**:

*a) Cablurile A-B și C-D nu sunt întrerupte*

- Dacă este închis contactul supravegheat, prin circuit circulă curentul reprezentat greenă în fig. A și fototranzistorul FT1 (de la intrarea numerică *IN citire contact*) conduce.
- Dacă este deschis contactul supravegheat, prin diodele D1 și D2 nu circulă curent și fototranzistorul FT1 este blocat.

*b) Cablurile A-B și/sau C-D sunt întrerupte*

- Circuitul de citire a stării contactului se întrerupe, (curentul se anulează), iar fototranzistorul FT1 este blocat indiferent dacă este închis sau deschis contactul supravegheat. Ca urmare, ***FT1 blocat nu indică întotdeauna starea deschis a contactului supravegheat.***

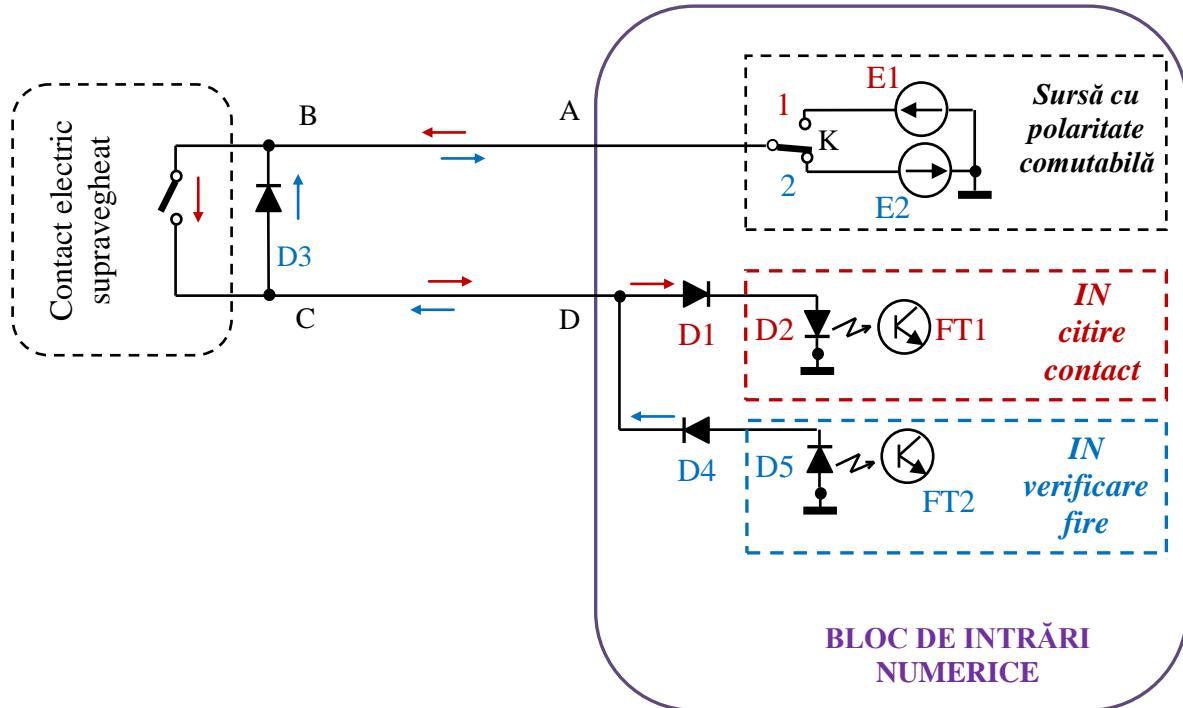


Figura A

Când comutatorul K este pe poziția 2, sursa E2 alimentează circuitul pentru verificarea integrității firelor de conexiune. Sunt 2 situații posibile:

a) Cablurile A-B și C-D nu sunt întrerupte

- Indiferent de starea contactului releului (închis sau deschis), prin circuit trece curentul de verificare, reprezentat cu linie albastră în fig. A. Fototranzistorul FT2 (de la intrarea numerică suplimentară *IN verificare fire*) conduce.

b) Cablurile A-B și/sau C-D sunt întrerupte

- Circuitul pentru verificarea integrității firelor de conexiune se întrerupe (curentul se anulează), iar fototranzistorul FT2 este blocat indiferent dacă este închis sau deschis contactul supravegheat.

În concluzie, pentru citirea corectă a stării contactului releului supravegheat se impune parcurgerea ambelor etape (K pe poziția 1, respectiv K pe poziția 2) și citirea succesivă a stărilor fototranzistoarelor FT1 și FT2.

## D2. Optocuploul cu două LED-uri în antiparalel - utilizări

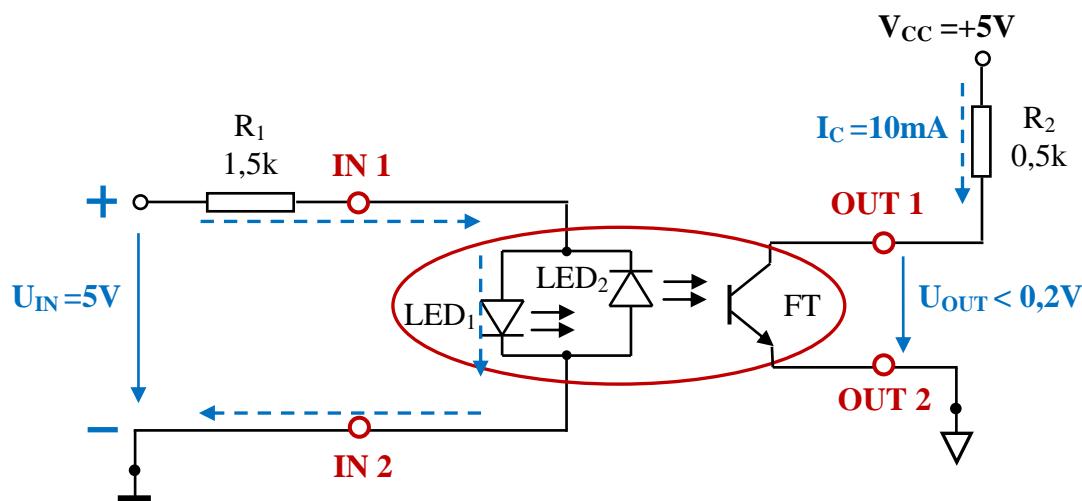


Fig. B

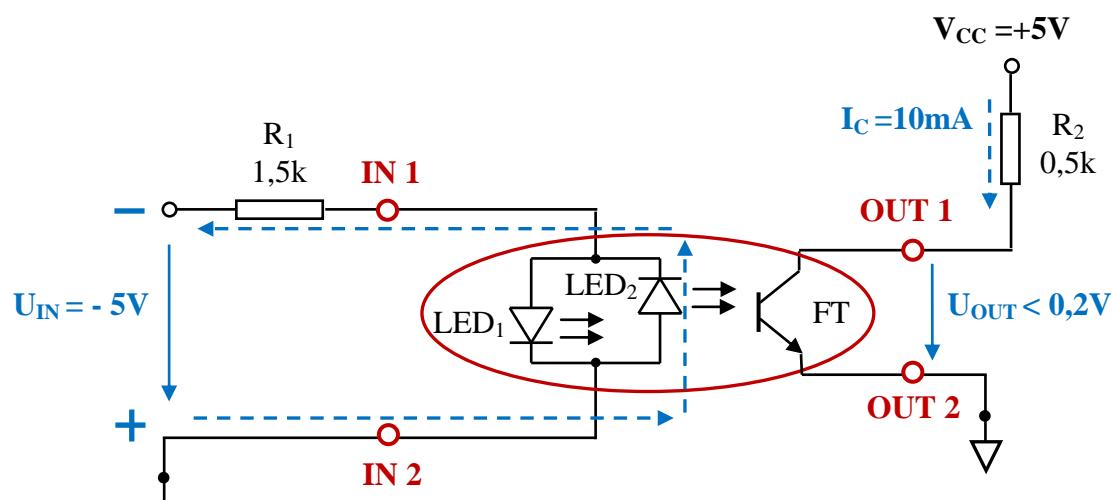


Fig. C

- Existența a *două LED-uri conectate în antiparalel* în circuitul de intrare al optocuploului permite aplicarea unor tensiuni de intrare  $U_{IN}$  de ambele polarități.
- O tensiune  $U_{IN}$  pozitivă poate deschide LED<sub>1</sub>*, ca în fig.B.
- O tensiune  $U_{IN}$  negativă poate deschide LED<sub>2</sub>*, ca în fig. C.
- Când *crește nivelul tensiunii  $U_{IN}$*  (peste valoarea de deschidere a LED-ului), crește și curentul prin LED, crește intensitatea fluxului luminos emis și FT conduce mai puternic (*crește curentul de colector  $I_C$* ). Astfel, *informația se transmite prin optocuploul*.
- Să presupunem că
  - un LED luminează optim dacă  $I_A=2mA$  și  $U_{AK}=2V$ ;
  - atunci când unul dintre LED-uri luminează optim, fototranzistorul FT se saturează și  $U_{CE}<0,2V$  (fig. B, C).
- Considerând că FT se alimentează de la  $V_{CC}=+5V$  printr-o rezistență de  $0,5k$ , rezultă  $I_C=10mA$ .
- Se observă că *la ieșirea optocuploului se obține aceeași tensiune indiferent de polaritatea tensiunii de intrare*.

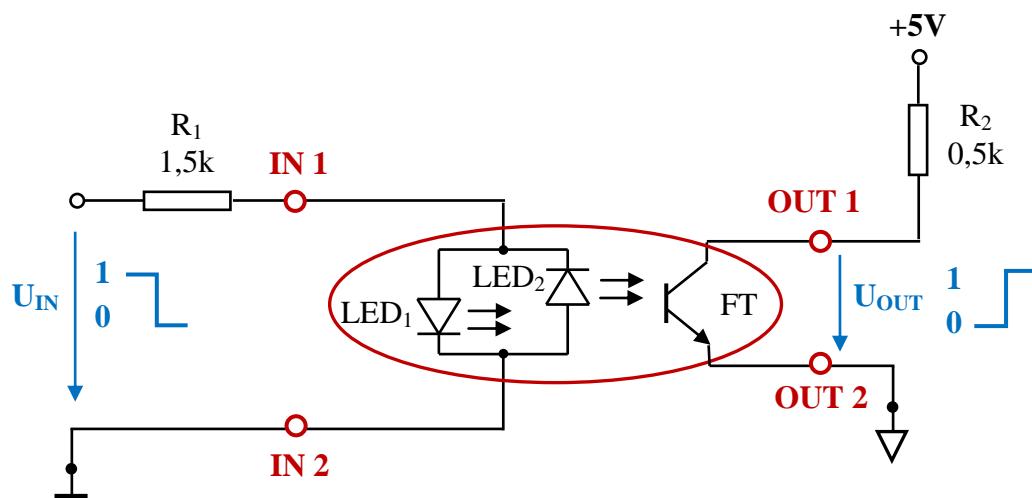


Fig. D

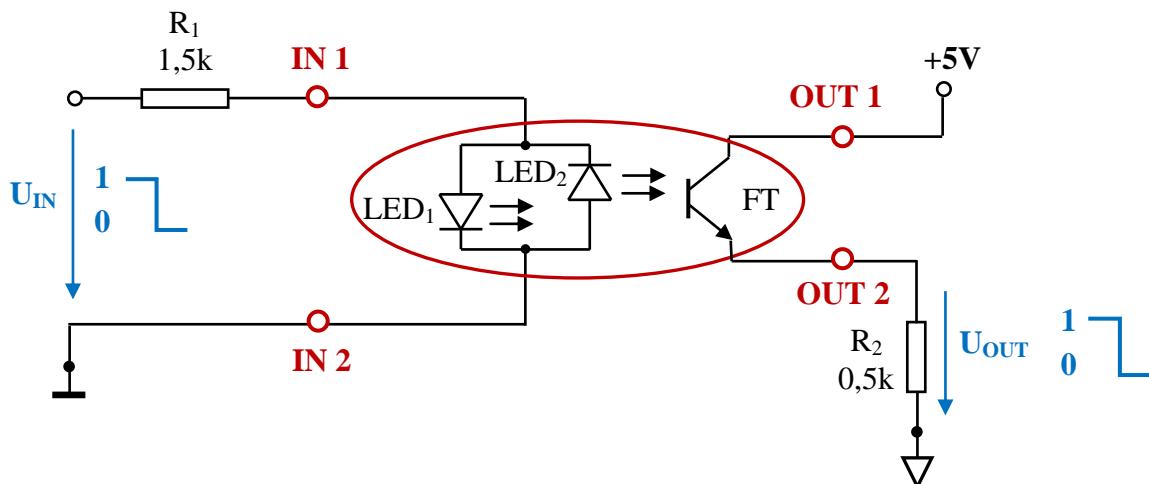


Fig. E

- Să considerăm că la intrare se aplică o tensiune numerică ( $U_{IN}$ ) ale cărei *niveluri logice* sunt “1”=+5V și “0”=0V. Când  $U_{IN}$ =“1”, LED<sub>1</sub> luminează suficient de puternic ( $I_A$ =2mA și  $U_{AK}$ =2V) încât să satureze fototranzistorul FT ( $U_{CE}<0,2V$ ).
- La ieșirea optocuplului, tensiunea se poate culege ca în fig. D sau ca în fig. E. Proiectarea circuitului de polarizare a FT permite obținerea unei tensiuni de ieșire  $U_{OUT}$  cu aceleași valori ale celor două niveluri logice.
- În situația din fig. D, *optocuploul asigură izolare galvanică și inversează nivelul semnalului de intrare*. FT este în conexiune EC.
- În situația din fig. E, *optocuploul asigură izolare galvanică și nu inversează nivelul semnalului de intrare*. FT este în conexiune CC. Avantajul acestei conexiuni este o rezistență de ieșire mai mică decât la conexiunea EC.

### D3. Conecțarea unui senzor capacitive la intrarea unui automat programabil (studiată la seminar)

a) Circuitul de intrare al automatului programabil PLC-03 asigură o **separare galvanică (electrică) prin optocuplări** între circuitele electronice din interiorul echipamentului și dispozitivele sau echipamentele conectate la intrarea respectivă.

Chiar dacă nu există legături electrice între circuitele din interiorul PLC-03 și senzorul capacitive, informația utilă se transmite totuși, prin intermediul fluxului luminos, la nivelul optocuplărului.

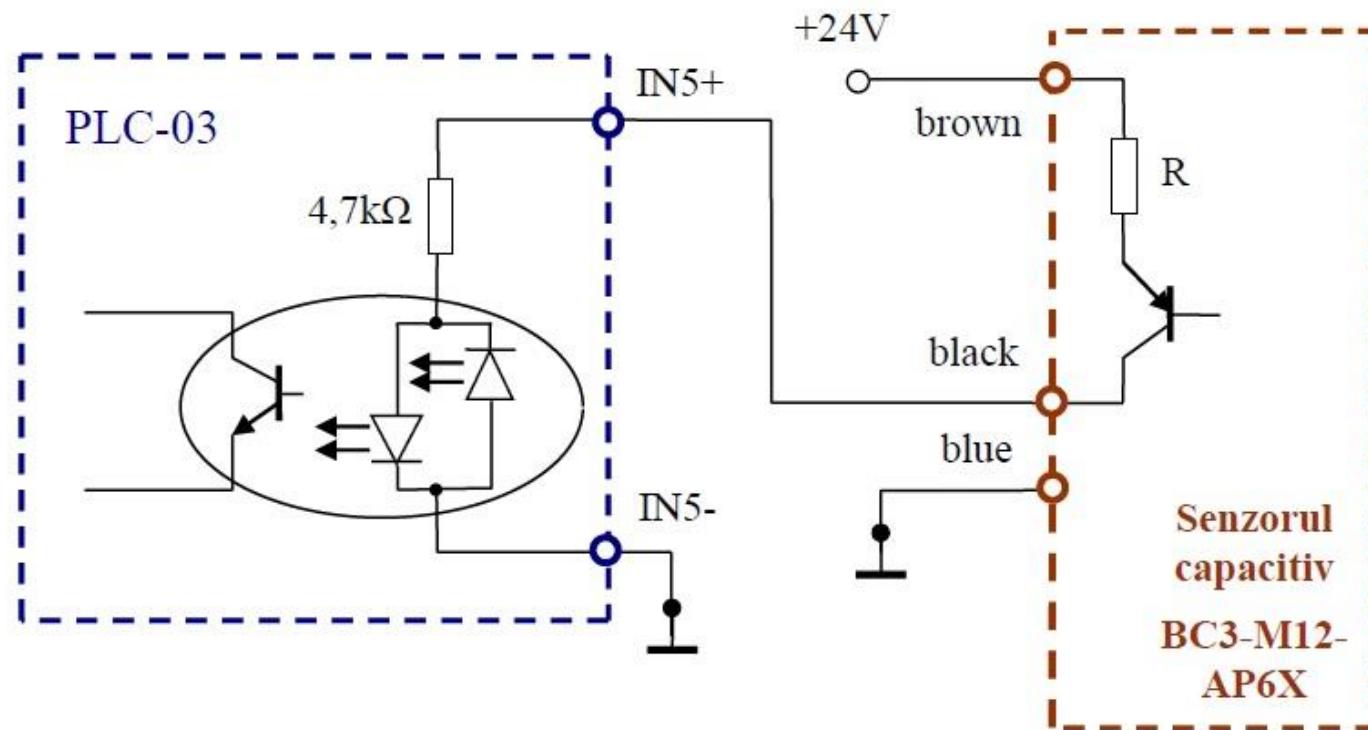
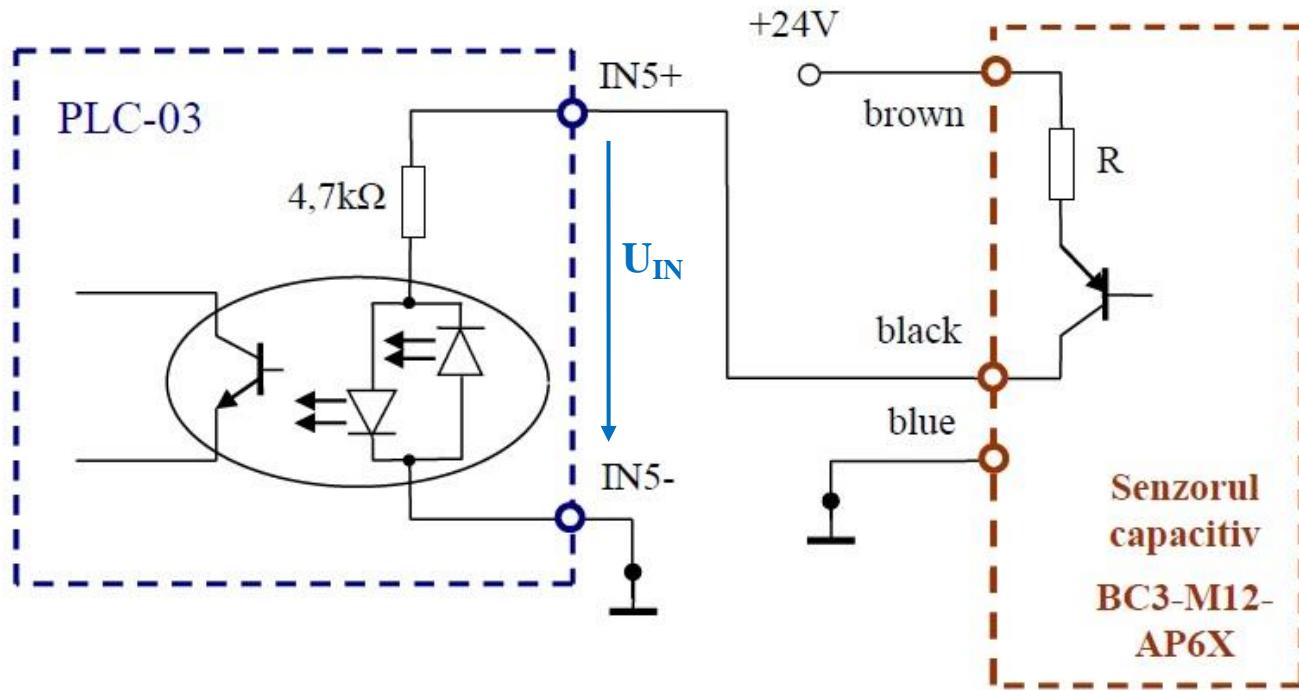


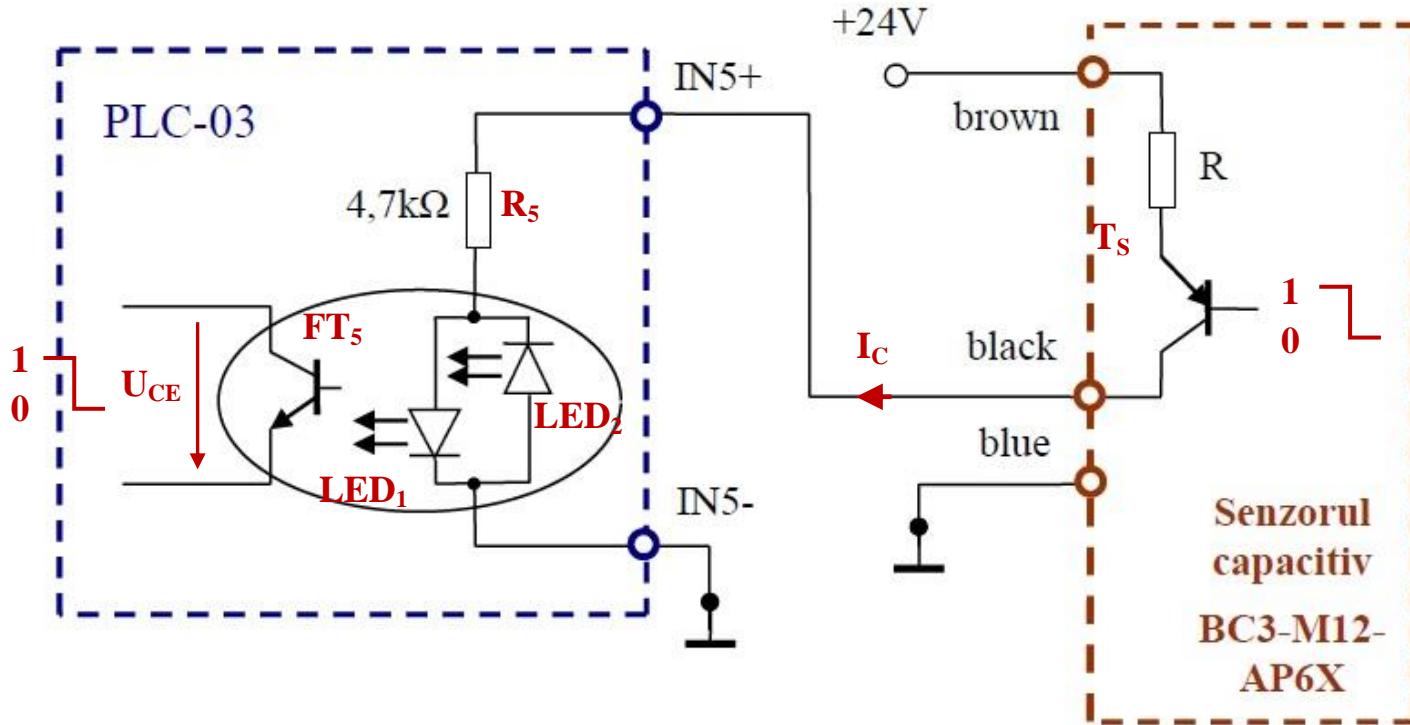
Fig. D3. Conecțarea senzorului capacitive la intrarea 5 a automatului programabil PLC-03



b) Optocuploul folosit conține **2 LED-uri de același tip conectate în antiparalel**. Astfel, **PLC-03 acceptă tensiuni de intrare de ambele polarități**.

- Când tensiunea aplicată la intrare este  $U_{IN} > 0$  și are o valoare suficient de mare, conduce LED-ul din stânga și cel din dreapta este blocat.
- Când tensiunea aplicată la intrare este  $U_{IN} < 0$  și are un modul suficient de mare, conduce LED-ul din dreapta și cel din stânga este blocat.

c) Întrucât PLC-03 are prevăzute **2 borne pentru fiecare intrare** (fără ca vreuna dintre borne să fie conectată la masa montajului), **echipamentul permite atât o tensiune diferențială de intrare, cât și tensiune asimetrică** (raportată la masă).



#### d) Funcționarea schemei de conectare a senzorului la intrarea automatului programabil

- Când  $T_S$  este comandat cu 1 logic pe bază se blochează (comportându-se ca un contact deschis între emitor și colector), curentul  $I_C$  se anulează, ambele LED-uri sunt stinse și fototranzistorul  $FT_5$  este blocat (tensiunea lui  $U_{CE}$  este de nivel 1 logic).
- Când  $T_S$  este comandat cu 0 logic pe bază se saturează (comportându-se ca un contact închis între emitor și colector), curentul  $I_C$  are o valoare importantă, LED<sub>1</sub> este polarizat direct (în zona de conductie pronunțată a caracteristicii statice) și iluminează fototranzistorul  $FT_5$ , acesta saturându-se (tensiunea lui  $U_{CE}$  este de nivel 0 logic).

## **1.2. Amplificatoare cu izolare**

- Amplificatoarele de măsurare cu izolare sunt circuite integrate care realizează atât funcția de amplificare cât și funcția de separare galvanică a secțiunii (blocului) de intrare de secțiunea (blocul) de ieșire.

### **A. Structura generală a unui amplificator cu izolare**

Schema bloc a unui amplificator cu izolare este prezentată în fig. 1.2.

a) **Blocul (secțiunea) de intrare BI** este un amplificator de tensiune, *cu intrare asimetrică sau cu intrare simetrică*.

În ambele situații, pentru o mai mare versatilitate a circuitului, amplificarea de tensiune a blocului de intrare este asigurată de rezistențe externe circuitului integrat.

b) **Blocul (secțiunea) de ieșire BO** este un amplificator de tensiune cu ieșire asimetrică, al cărui rol este adaptarea de impedanță la ieșire și asigurarea nivelului dorit al semnalului de ieșire al amplificatorului cu izolare.

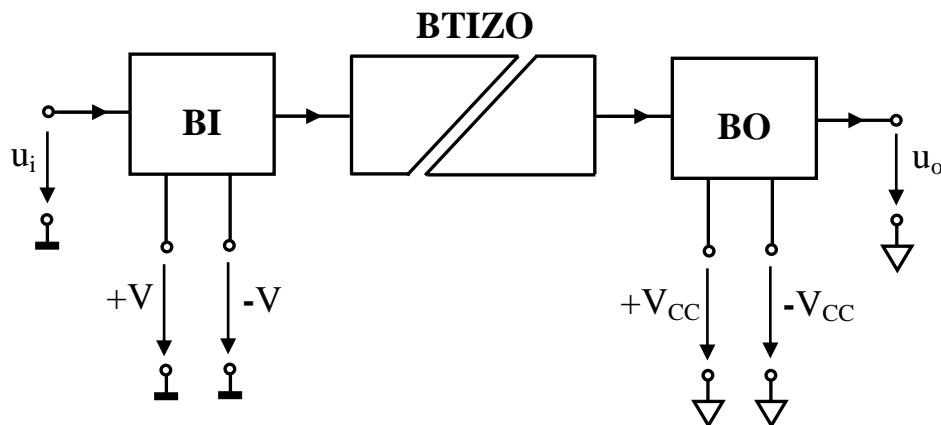


Fig. 1.2. Schema bloc a unui amplificator cu izolare

### c) *Blocul analogic de transfer cu barieră de izolare*

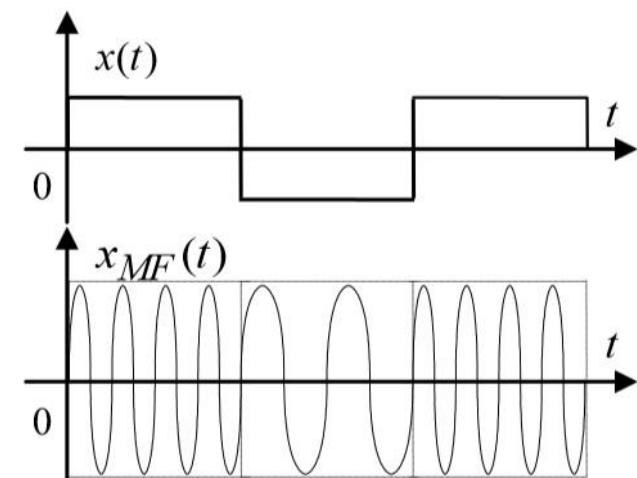
**BTIZO** poate fi

- cu barieră de tip transformator (sau cu cuplaj prin transformator),
- cu barieră optică (sau cu cuplaj optic),
- cu barieră de tip condensator (sau cu cuplaj capacativ).

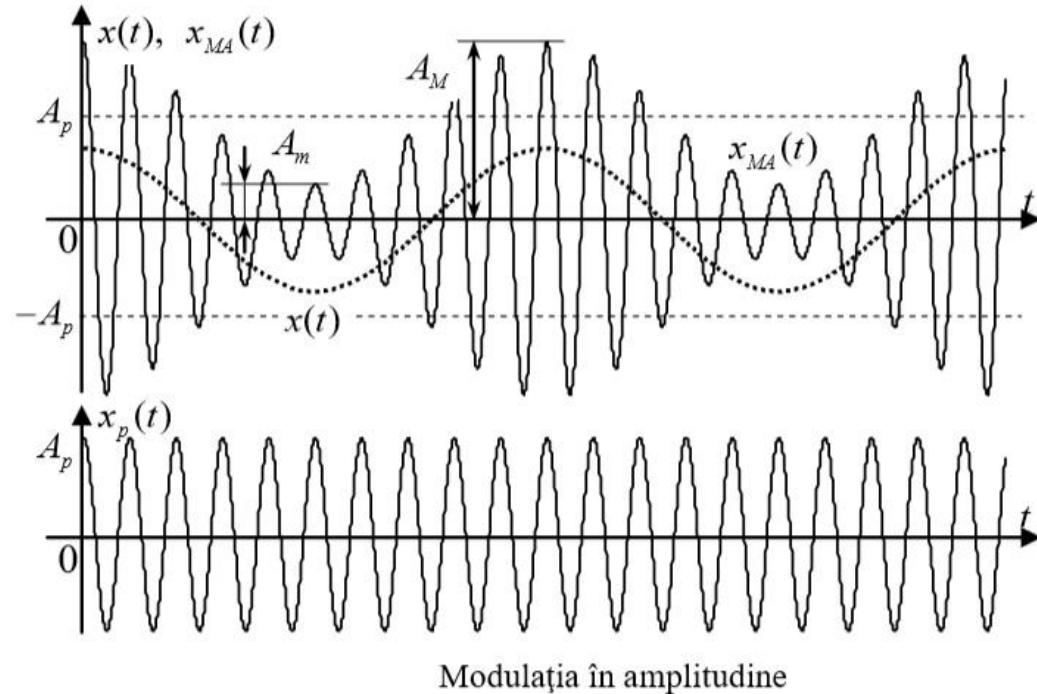
**Principiile folosite pentru transferul semnalului util** sunt

- *modulația intensității luminoase* – la bariera optică ;
- *modulația în frecvență* – la bariera de tip condensator ;

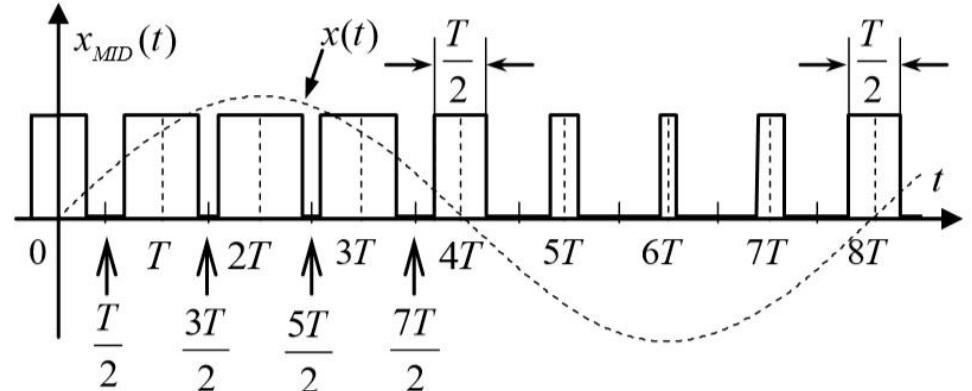
În funcție de nivelul semnalului  $x(t)$ , semnalul modulat în frecvență  $x_{MF}(t)$  are o frecvență mai mare sau mai mică.



➤ **modulația în amplitudine** sau **modulația impulsurilor în durată** – la bariera de tip transformator.



Modulația în amplitudine



Modulația impulsurilor în durată

- Pentru realizarea **modulației în amplitudine** este nevoie și de un semnal purtător, notat cu  $x_p(t)$ . Prin modulația în amplitudine semnalul modulator  $x(t)$  modifică amplitudinea unui semnal de frecvență ridicată  $x_p(t)$  rezultând semnalul modulat în amplitudine  $x_{MA}(t)$ .
- La **modulația impulsurilor în durată**, semnalul purtător  $x_p(t)$  este un tren de impulsuri dreptunghiulare cu amplitudinea unitară și durata  $T/2$ . Semnalul util  $x(t)$  modifică durata semnalului purtător rezultând semnalul  $x_{MID}(t)$  modulat în durată.

## **B. Parametrii specifici barierei de izolare**

Principaliii parametri ai barierei de izolare sunt:

- **tensiunea de izolare**  $U_{IZO}$ , care apare între orice bornă din secțiunea de intrare a amplificatorului cu izolare și orice bornă din secțiunea de ieșire;  $U_{IZO} > 1000V$  ;
- **rezistența de izolare**  $R_{IZO}$  (măsurată între orice bornă din secțiunea de intrare a amplificatorului cu izolare și orice bornă din secțiunea de ieșire) are valori de ordinul  $10^{12}\Omega$ ;
- **capacitatea de izolare**  $C_{IZO}$  (măsurată între orice bornă din secțiunea de intrare a amplificatorului cu izolare și orice bornă din secțiunea de ieșire) are valori de ordinul pF;
- **factorul de rejetie a modului izolat**,  $RMI = \frac{U_{IZO}}{U_O}$  sau  $RMI^{dB} = 20\lg \frac{U_{IZO}}{U_O}$ , care evidențiază influența tensiunii de izolare asupra celei de ieșire ; valorile uzuale ale RMI sunt  $10^6...10^8$ .

Precizare - Sunt de dorit valori cât mai mari pentru  $U_{IZO}$ ,  $R_{IZO}$  și  $RMI$  și valori cât mai mici pentru  $C_{IZO}$ .

### C. Dependență intrare-ieșire la amplificatorul cu izolare

➤ Se consideră un amplificator cu izolare cu intrare diferențială și se notează cu :

$u_{id}$  – tensiunea de intrare pe modul diferențial;

$u_{ic}$  – tensiunea de intrare pe modul comun;

$u_o$  – tensiunea de ieșire

$$A_{Ud} = \frac{u_o}{u_{id}} \Big|_{u_{ic}=0} \text{ – amplificarea de tensiune pe modul diferențial ; } \quad A_{Ucd} = \frac{u_o}{u_{ic}} \Big|_{u_{id}=0} \text{ – amplificarea de tensiune pe modul comun.}$$

➤ Amplificarea de tensiune a amplificatorului cu izolare este  $A_U = A_{Ud}$ .

➤ Factorul de rejecție a modului comun se definește ca mărime adimensională (RMC) sau în decibeli ( $RMC^{dB}$ ) astfel :

$$RMC = \frac{A_{Ud}}{A_{Ucd}}, \text{ respectiv } RMC^{dB} = 20 \lg \frac{A_{Ud}}{A_{Ucd}}. \quad \text{De regulă } RMC = 10^3 \dots 10^6.$$

➤ **Tensiunea de ieșire a amplificatorului cu izolare** rezultă din însumarea a trei componente :

- componenta determinată numai de  $u_{id}$ :  $u_{o1} = A_{Ud} \cdot u_{id} = A_U \cdot u_{id}$ ;

- componenta determinată numai de  $u_{ic}$ :  $u_{o2} = A_{Ucd} \cdot u_{ic} = \frac{A_U}{RMC} \cdot u_{ic}$ ;

- componenta determinată numai de  $U_{IZO}$ :  $u_{o3} = \frac{U_{IZO}}{RMI}$ ;

➤ Tensiunea de ieșire a amplificatorului cu izolare are expresia

$$u_o = A_U \cdot u_{id} + \frac{A_U}{RMC} u_{ic} + \frac{U_{IZO}}{RMI} = A_U \left( u_{id} + \frac{u_{ic}}{RMC} \right) + \frac{U_{IZO}}{RMI}.$$

➤ Dacă RMC și RMI au valori foarte mari, se obține  $u_o = A_U \cdot u_{id}$

## D. Exemplu - Amplificator cu izolare cu cuplaj optic, 3650

Circuitul este produs de firma Burr Brown.

- Combinăția LED – fotodiodă este adesea utilizată pentru asigurarea unei izolații galvanice între circuitul de intrare (în care este conectat LED-ul) și circuitul de ieșire (în care este conectată fotodioda).
- Circuitul 3650 utilizează două fotodiode identice ( $D_1$  și  $D_2$ ), împerecheate și sensibilizate de fluxul luminos emis de același LED ( $D_3$ ).  $D_1$  este conectată în blocul de intrare, iar  $D_2$  – în blocul de ieșire ale amplificatorului cu izolare.
- $A_1$  și  $A_2$  sunt amplificatoare operaționale funcționând în circuite liniare (se neglijă curentii de intrare și tensiunile diferențiale de intrare ai  $A_1$  și  $A_2$ ).
- Circuitul echivalent simplificat al acestui amplificator cu izolare este dat în fig. 1.4.

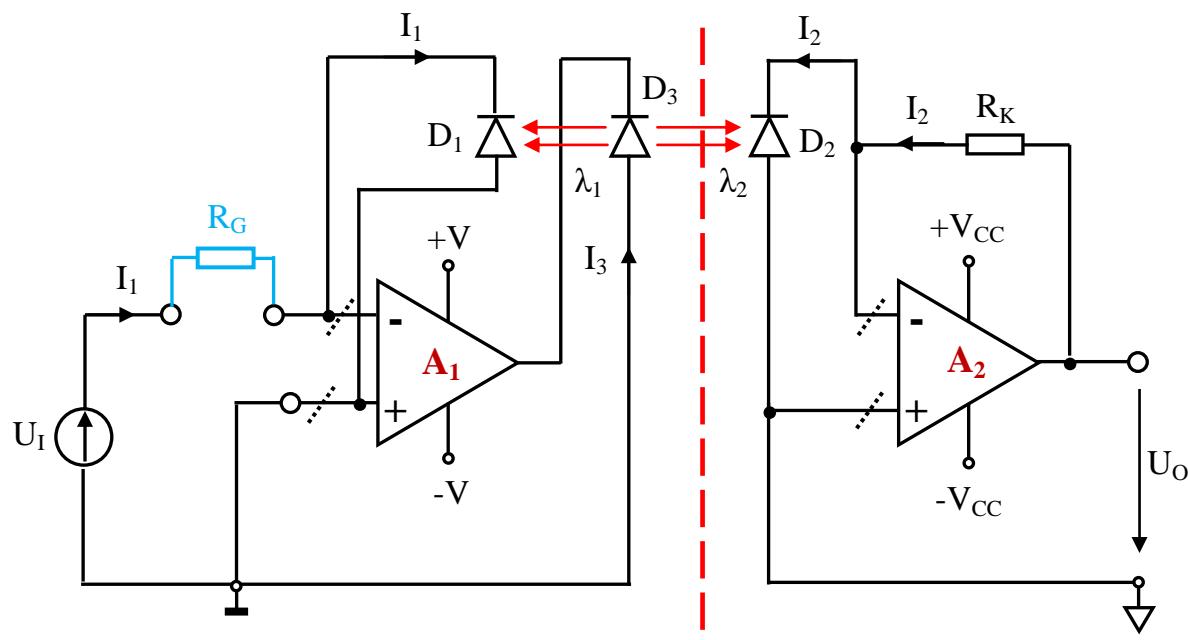


Fig. 1.4. Structura internă simplificată a circuitului 3650

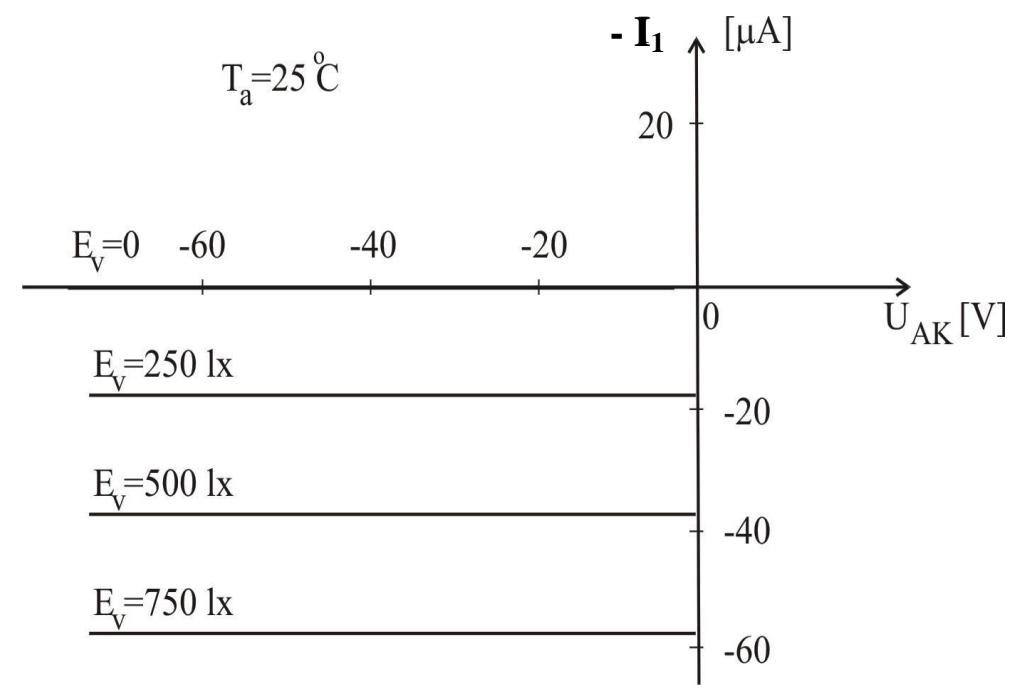
- Rezistorul  $R_G$  permite conversia tensiune-curent la intrarea amplificatorului  $A_1$ :  

$$U_I = I_1 \cdot R_G.$$
- Amplificatorul  $A_2$  este un convertor curent-tensiune:  $U_O = I_2 \cdot R_K$ .
- Ca urmare, dependența intrare-ieșire la amplificatorul cu izolare este liniară :  

$$U_O = I_2 \cdot R_K = I_1 \cdot R_K = U_I \cdot \frac{R_K}{R_G},$$
- Amplificarea de tensiune are expresia  

$$A_U = \frac{U_O}{U_I} = \frac{R_K}{R_G}.$$
- La circuitul 3650,  $R_K$  este un rezistor intern de  $1M\Omega$ , iar  $R_G$  se conectează în exteriorul circuitului, asigurând posibilitatea ajustării amplificării de tensiune.

**Caracteristicile statice ale FD**



## **2. Amplificatoare de măsurare**

- Amplificatoarele de măsurare sunt amplificatoare de putere mică și au următoarele caracteristici :
  - adaptare optimă în impedanță la intrare,
  - precizia și stabilitatea implementării unei anumite caracteristici intrare-ieșire,
  - nivelul redus al perturbațiilor proprii,
  - rejecția semnalelor de mod comun.
- Se consideră  $R_I$  și  $R_O$  rezistențele de intrare, respectiv de ieșire ale unui amplificator în banda lui de frecvențe,  $R_s$  rezistența internă a generatorului de semnal (conectat la intrare) și  $R_L$  cea de sarcină.
  - a) **Adaptarea optimă în impedanță la intrare** presupune
    - $R_I \gg R_s$ , dacă la intrarea amplificatorului se aplică un generator de tensiune,
    - $R_I \ll R_s$ , dacă la intrare se aplică un generator de curent.
  - b) **Adaptarea optimă în impedanță la ieșire** presupune comportarea amplificatorului, față de sarcină,
    - ca o sursă performantă de tensiune, adică  $R_O \ll R_L$ , sau
    - ca o sursă performantă de curent, adică  $R_O \gg R_L$ .
- Structura și caracteristicile sursei de semnal impun **structura circuitelor de intrare ale amplificatorului de măsurare** ales. Astfel, amplificatoarele de măsurare pot fi
  - cu intrare asimetrică (o singură bornă caldă de intrare),
  - cu intrare diferențială (două borne calde de intrare), caz în care se realizează și rejecția semnalelor de mod comun,
  - cu intrare izolată galvanic.
- *În funcție de banda de frecvențe de trecere*, amplificatoarele de măsurare se clasifică astfel:
  - **amplificatoare de curent continuu** (c.c.) sau cu cuplaj direct, a căror bandă de frecvență începe la  $f_j = 0$ ;
  - **amplificatoare de curent alternativ** (c.a.) sau cu cuplaj capacativ, care pot fi de tip comun, cu bandă largă sau selective.
- Dintre amplificatoarele de măsurare va fi prezentat un amplificator de instrumentație.

## 1.1. Amplificatoare de instrumentație

- Amplificatoarele de instrumentație sunt amplificatoare de măsurare cu intrare diferențială (simetrică) și ieșire asimetrică și asigură
  - ✓ amplificarea semnalului diferențial de intrare, preferabil cu un factor de amplificare reglabil într-o plajă largă,
  - ✓ rejecția semnalului de mod comun care însoțește semnalul util (diferențial) de intrare,
  - ✓ adaptarea optimă în impedanță atât la intrare cât și la ieșire, pentru semnal util tensiune (adică  $R_I$  foarte mare și  $R_O$  foarte mică), etc.
- Amplificatorul de instrumentație prezintă o reacție negativă puternică prin care se asigură o valoare predictibilă și stabilă a amplificării, sensibilități reduse ale acesteia la factorii perturbatori, o bună liniaritate a dependenței intrare-ieșire și un răspuns îmbunătățit în frecvență.

### Exemplu

- Circuitul INA 114 (produs al firmei Burr-Brown) este un amplificator de instrumentație, de precizie, ideal pentru un domeniu larg de aplicări:
  - ca amplificator pentru tensiunea de dezechilibru a unei punți rezistive,
  - ca amplificator pentru tensiunea generată de un termocouplu,
  - în instrumentația medicală,
  - în diferite sisteme de achiziție de date etc.
- Un singur rezistor extern stabilește valoarea câștigului în tensiune al circuitului.

*a) Schema de principiu a circuitului INA 114* (fig. 1.1)

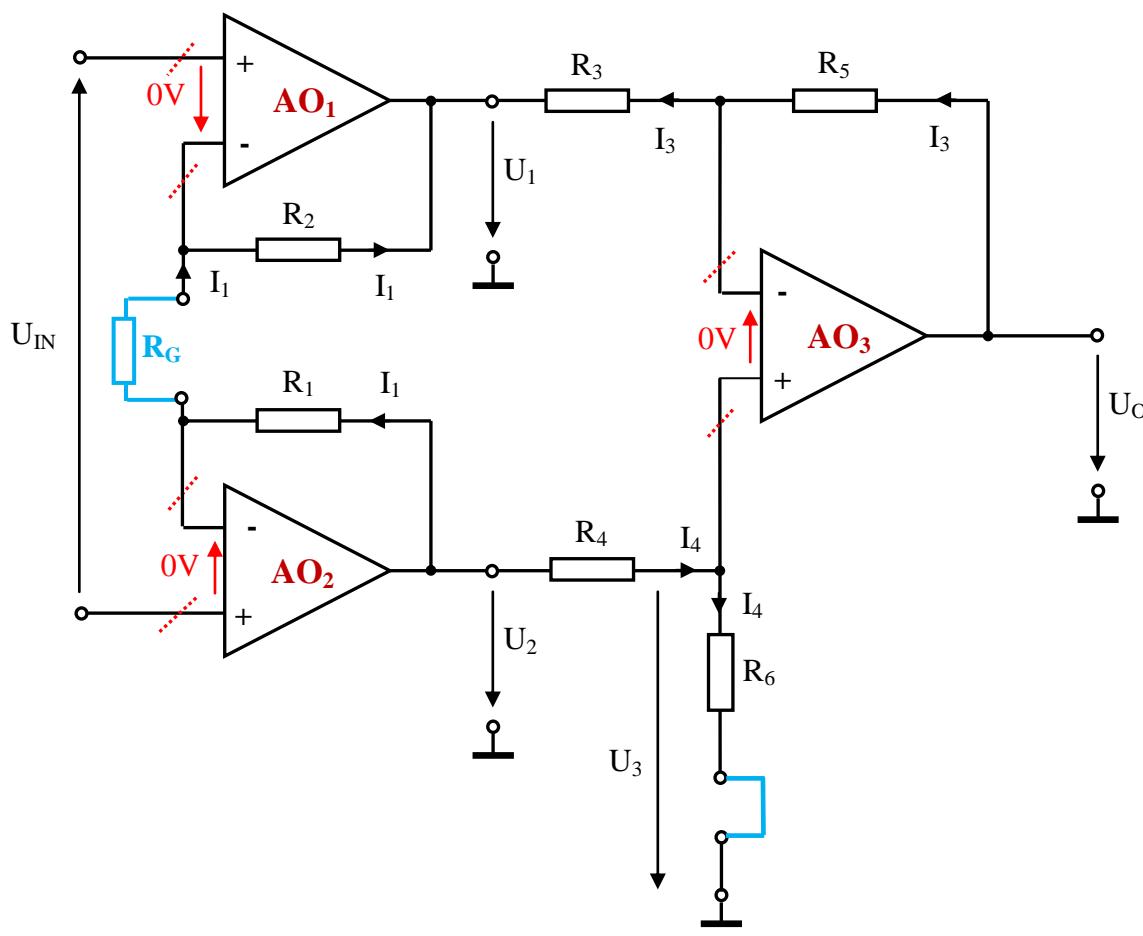


Fig. 1.1. Schema de principiu a circuitului INA 114

*b) Deducerea dependenței intrare-iesire*

- Neglijând curentii de intrare și diferențele de potențial dintre bornele de intrare ale celor trei amplificatoare operaționale ( $AO_1, AO_2, AO_3$ ), se obține

$$U_2 - U_1 = I_1 \cdot (R_1 + R_2 + R_G) = U_{IN} \cdot \left( 1 + \frac{R_1 + R_2}{R_G} \right)$$

- Amplificatorul diferențial, format din  $AO_3$  și rezistențele  $R_3, R_4, R_5, R_6$ , asigură la ieșire o tensiune

$$U_O = \left( 1 + \frac{R_5}{R_3} \right) \cdot \frac{R_6}{R_4 + R_6} \cdot U_2 - \frac{R_5}{R_3} \cdot U_1.$$

- În condițiile în care  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 25\text{k}\Omega$ , se obține

$$U_O = U_2 - U_1 = U_{IN} \cdot \left[ 1 + \frac{50\text{k}\Omega}{R_G[\text{k}\Omega]} \right].$$

- Ca urmare, amplificarea de tensiune este

$$A_U = \frac{U_O}{U_{IN}} = 1 + \frac{50\text{k}\Omega}{R_G[\text{k}\Omega]} = f(R_G).$$

Corespondența între valoarea dorită a  $A_U$  și  $R_G$  necesară este dată sub formă de tabel, în catalog.

**c) Ajustarea nivelului tensiunii de ieșire** (fig. 1.1)

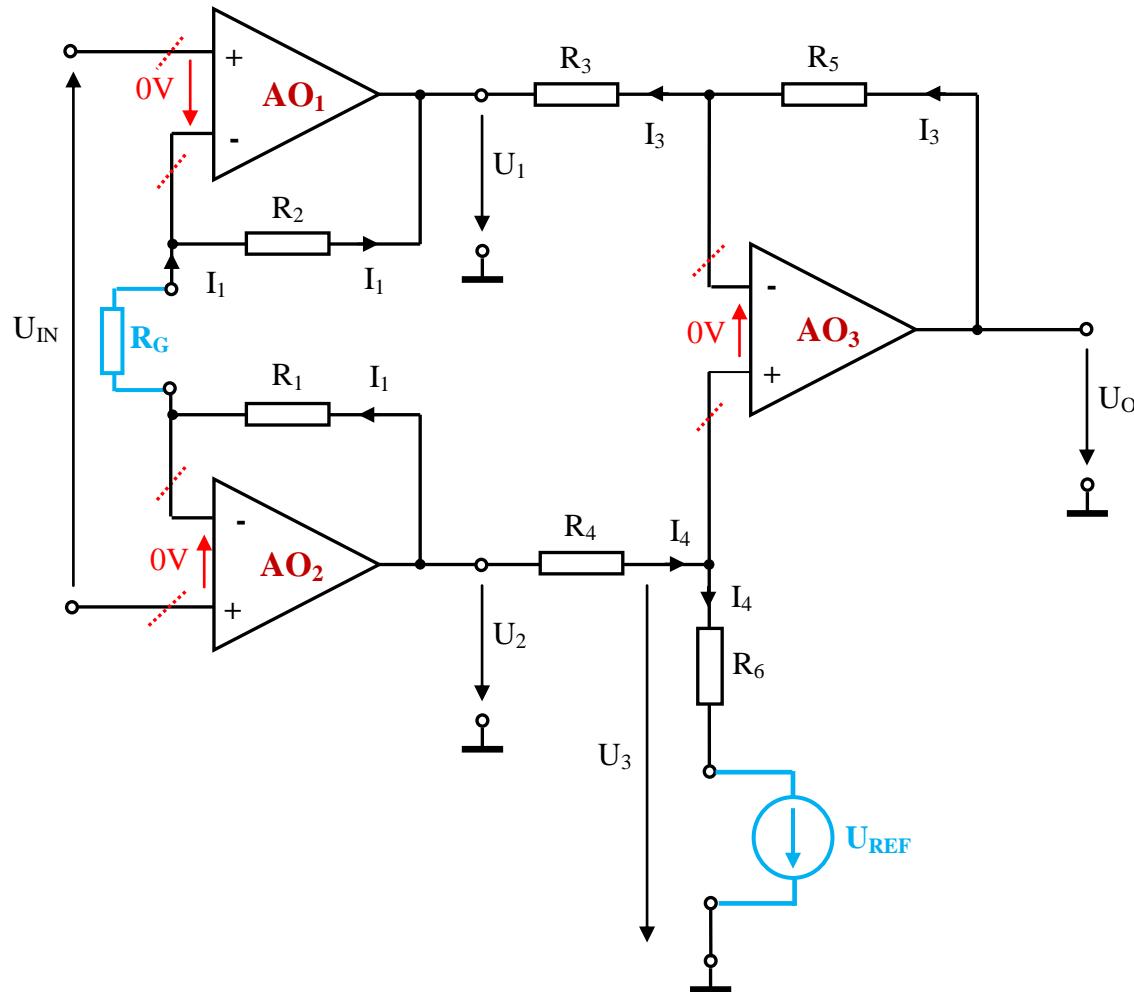


Fig. 1.2. Circuitul pentru ajustarea nivelului tensiunii de ieșire

- Tensiunea de referință  $U_{REF}$ , reglabilă, permite ajustarea nivelului tensiunii de ieșire  $U_O$  a amplificatorului de instrumentație.

Pentru aceasta, rezistența  $R_6$  nu este conectată la masă ci la o tensiune de referință negativă (fig. 1.2).

- La INA 114  
 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$ ,

În aceste condiții,

$$U_{REF} = I_4 \cdot (R_4 + R_6) - U_2 = 2R \cdot I_4 - U_2,$$

$$\text{de unde rezultă } I_4 = \frac{U_2 + U_{REF}}{2R},$$

$$U_O = U_1 + I_3(R_3 + R_5) = U_1 + 2R \cdot I_3,$$

$$\text{de unde rezultă } I_3 = \frac{U_O - U_1}{2R},$$

$$U_3 = I_4 R_6 - U_{REF} = I_4 R - U_{REF},$$

$$U_O = I_3 \cdot R_5 + U_3 = I_3 R + I_4 R - U_{REF}.$$

- În locuind pe  $I_3$  și  $I_4$  se obține

$$U_O = \frac{U_O - U_1}{2} + \frac{U_2 + U_{REF}}{2} - U_{REF} = \frac{U_O}{2} + \frac{U_2 - U_1}{2} - \frac{U_{REF}}{2},$$

respectiv

$$U_O = (U_2 - U_1) - U_{REF}.$$

Se observă *o decalare cu*  $- U_{REF}$  *a nivelului componentei continue a tensiunii de ieșire*  $U_O$ .

## Adaptarea în impedanță pentru transferul optim de tensiune

Pentru un amplificator de tensiune (funcționând în banda lui de frecvențe) se poate desena un **circuit echivalent** (marcat cu linie punctată albastră în fig.1) dacă se cunosc

- rezistența de intrare ( $R_I$ ),
- rezistența de ieșire ( $R_O$ ),
- amplificarea de tensiune cu ieșirea în gol ( $A_u$ ).

Amplificatorul s-a considerat neinversor.

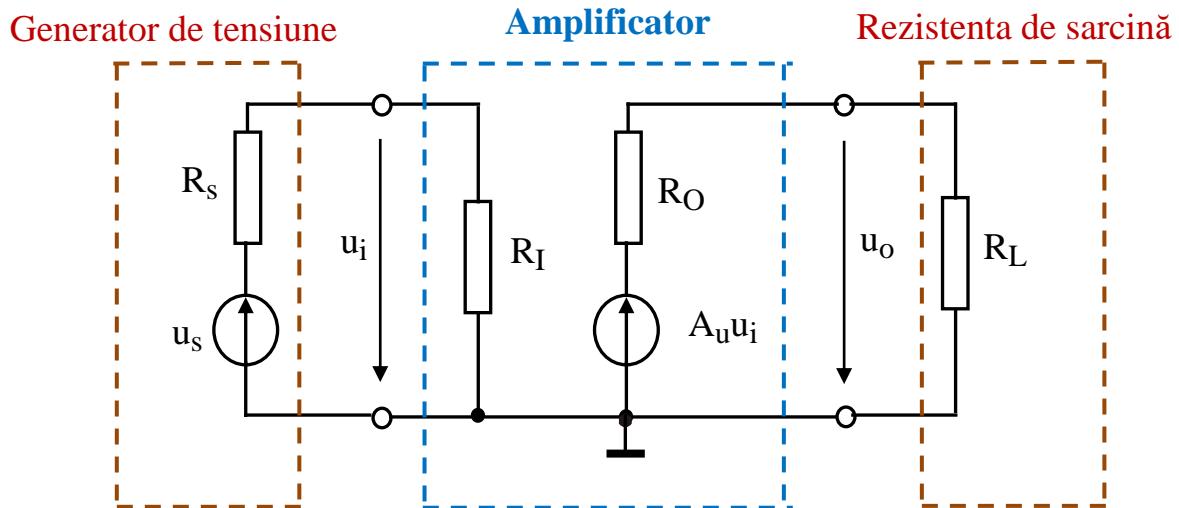


Fig.1

$R_s$  – rezistența internă a generatorului de tensiune (GT) conectat la intrare ;

$U_s$  – tensiunea de ieșire de mers în gol a generatorului de tensiune conectat la intrare ;

$R_L$  – rezistența de sarcină a amplificatorului de tensiune.

Tensiunea de ieșire a amplificatorului are expresia :

$$u_o = \frac{R_L}{R_L + R_O} \cdot A_u \cdot u_i = A_u \cdot \frac{R_L}{R_L + R_O} \cdot \frac{R_I}{R_I + R_s} \cdot u_s.$$

- Se realizează un **transfer optim (maxim) de tensiune de la GT la amplificator** dacă  $R_I \rightarrow \infty$  ;  
în realitate, se poate asigura  $R_I \gg R_s$ .
- Se realizează un **transfer optim (maxim) de tensiune de la amplificator la  $R_L$**  dacă  $R_O = 0$  ;  
în realitate, se poate asigura  $R_O \ll R_L$ .

Se consideră că se conectează în cascadă 2 amplificatoare de tensiune (notează cu  $A_1$ , respectiv  $A_2$  în fig.2). Rezistența de ieșire  $R_{O1}$  a lui  $A_1$  nu este suficient de mică, iar rezistența de intrare  $R_{I2}$  a lui  $A_2$  nu este suficient de mare pentru a asigura un transfer optim de tensiune de la  $A_1$  la  $A_2$ .

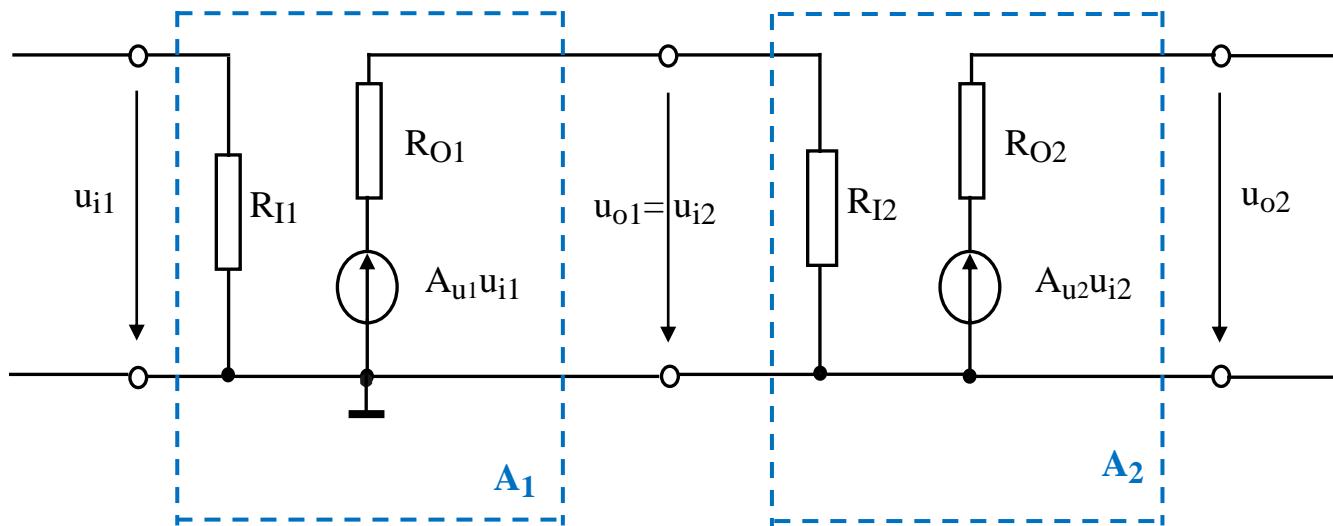


Fig.2

$$u_{i2} = \frac{R_{I2}}{R_{I2} + R_{O1}} \cdot A_{u1} \cdot u_{i1}.$$

$$\text{De exemplu, dacă } R_{I2}=2\text{k}\Omega \text{ și } R_{O1}=1\text{k}\Omega, \text{ } u_{i2}=\frac{2}{3} \cdot A_{u1} \cdot u_{i1}.$$

Un **transfer optim de tensiune de la  $A_1$  la  $A_2$**  ar presupune  $R_{O1} = 0$  sau  $R_{I2} \rightarrow \infty$  sau măcar  $R_{O1} \ll R_{I2}$  astfel încât  $u_{i2} \approx A_{u1} \cdot u_{i1}$ .

Chiar dacă nu este satisfăcută această cerință, se poate asigura un *transfer optim de tensiune de la A<sub>1</sub> la A<sub>2</sub> dacă se intercalează un adaptor de impedanță (AdZ) între A<sub>1</sub> și A<sub>2</sub>* ca în fig.3.

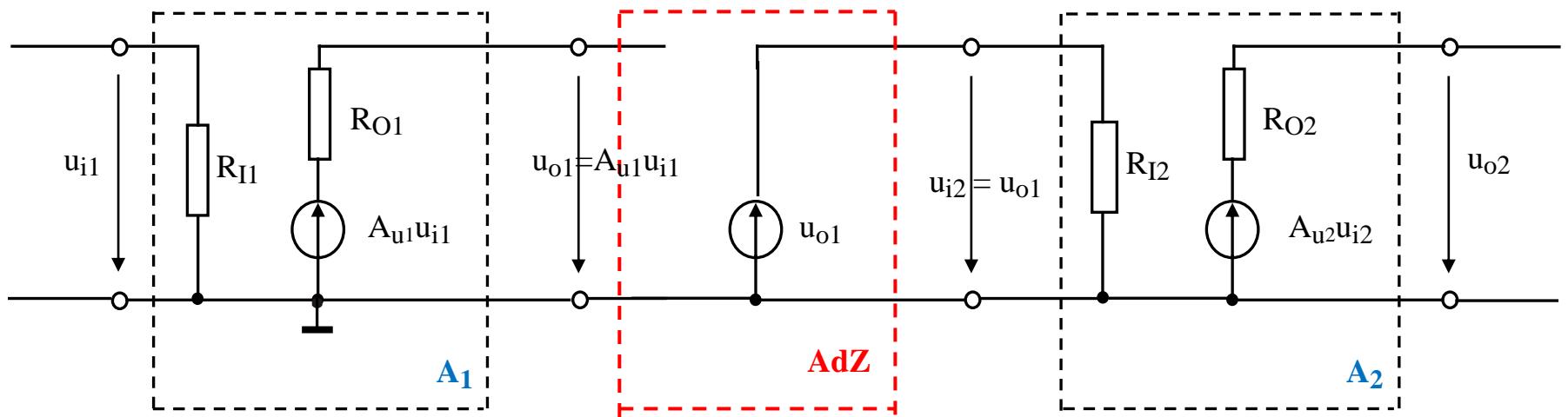


Fig.3

*Adaptorul de impedanță* este un amplificator de tensiune caracterizat de

$$R_I \rightarrow \infty, \quad R_O = 0 \quad \text{și} \quad A_u = 1.$$

Analizând schema din fig.3 se constată că :

- De la A<sub>1</sub> la AdZ se realizează un transfer optim de tensiune pentru că AdZ are o rezistență de intrare infinită.
- De la AdZ la A<sub>2</sub> se realizează un transfer optim de tensiune pentru că AdZ are o rezistență de ieșire zero.
- AdZ repetă la ieșire tensiunea u<sub>o1</sub> primită la intrare. Astfel,  $u_{i2} = u_{o1} = A_u \cdot u_{i1}$  deci se asigură un transfer optim în tensiune de la A<sub>1</sub> la A<sub>2</sub>.

Un exemplu clasic de adaptor de impedanță pentru transfer optim de tensiune este repetorul de tensiune realizat cu AO (fig.4).

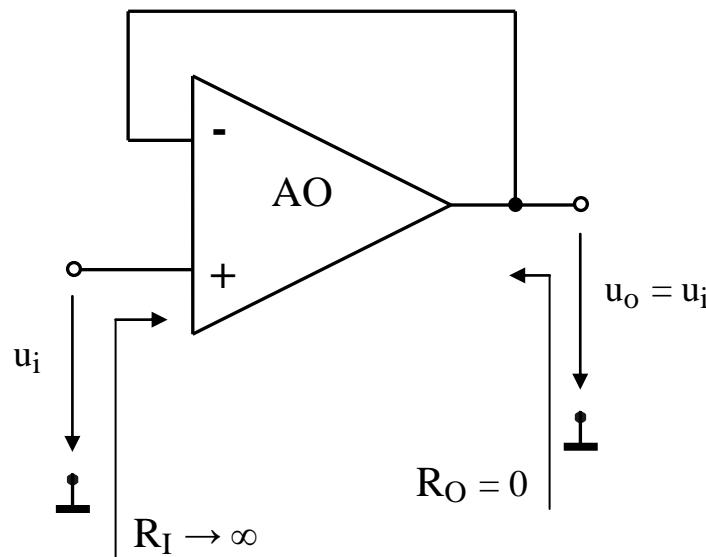


Fig.4

Alt exemplu de utilizare a adaptorului de impedanță este prezentat în fig. 5.

- Cu rezistorul  $R_1$  se implementează un **convertor curent-tensiune** dacă se asigură un curent de ieșire neglijabil la ieșirea din convertor.
- Dacă **circuitul electronic analogic** conectat la ieșirea convertorului are un curent de intrare  $I_2 \neq 0$ , atunci se impune conectarea unui **adaptor de impedanță** între convertorul curent-tensiune și circuitul electronic care utilizează tensiunea de ieșire a convertorului.

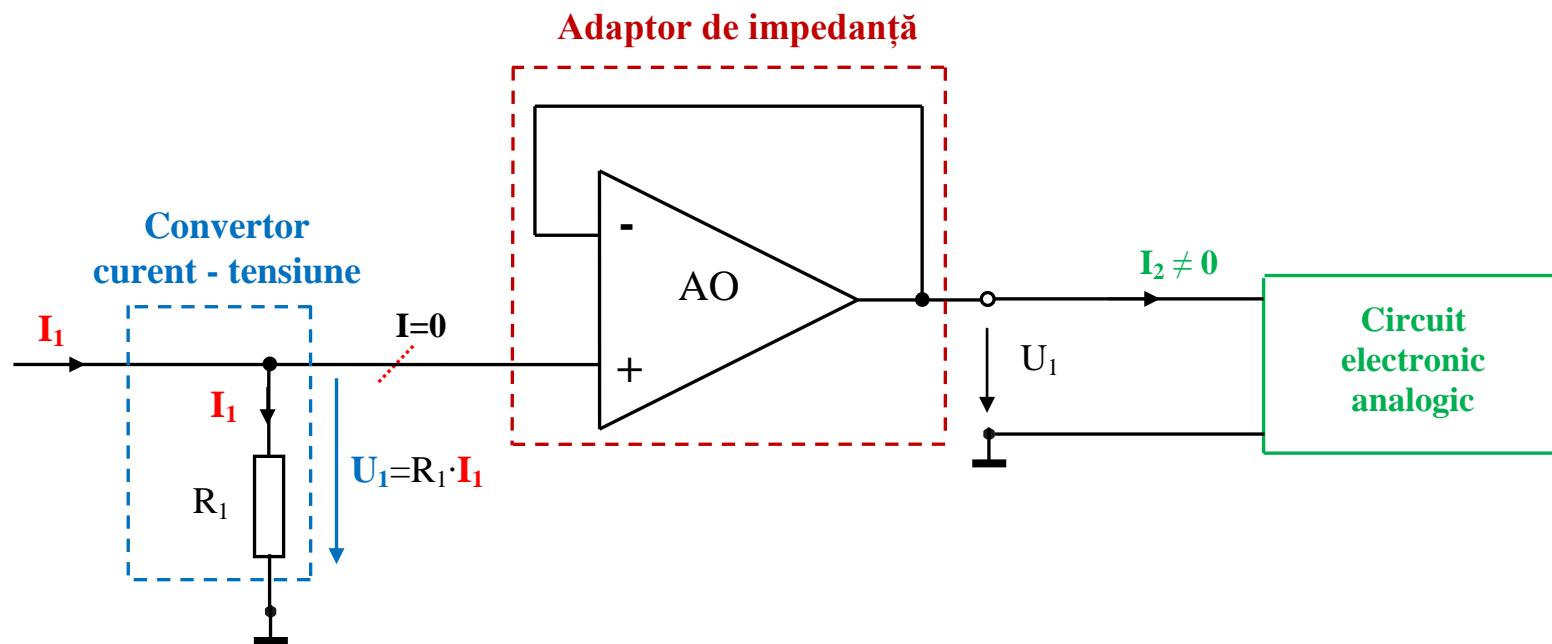


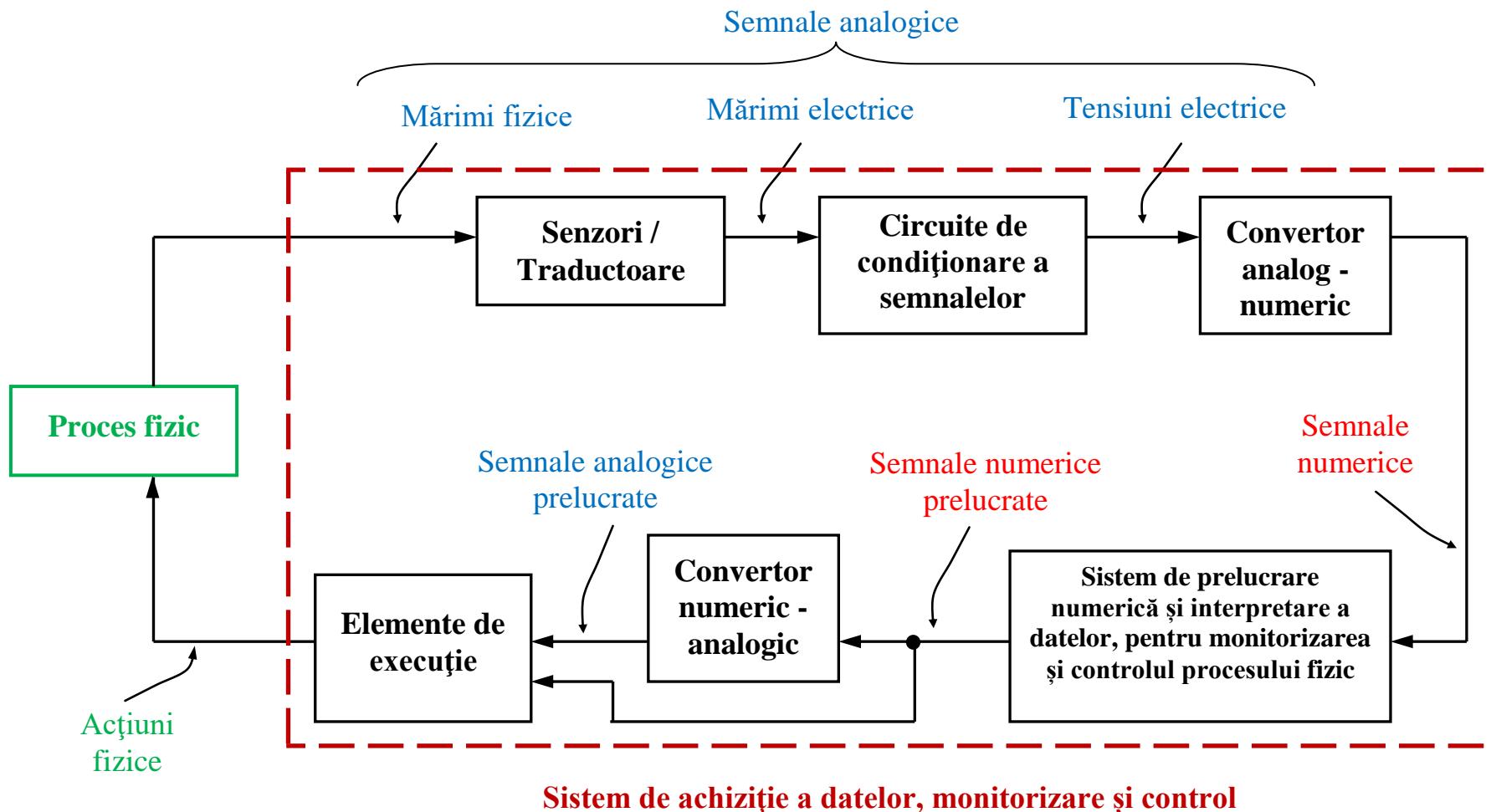
Fig. 5

## Capitolul 1 - INTRODUCERE

**Măsurările electronice** sunt folosite

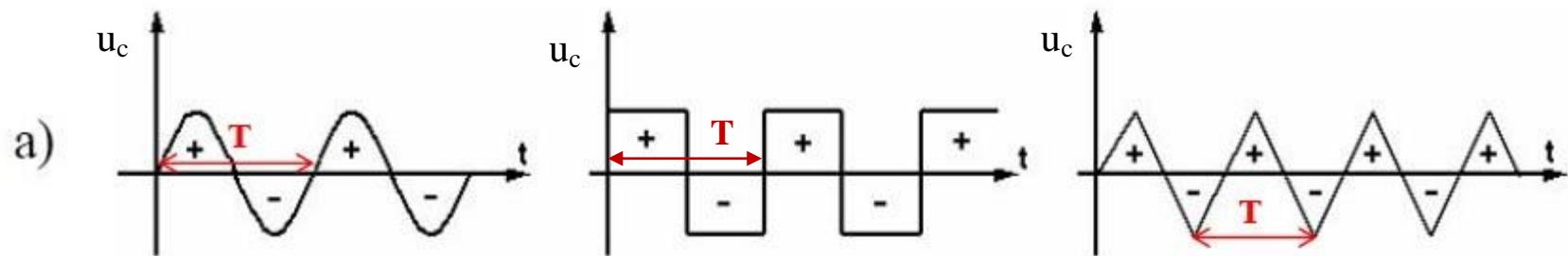
- a) în instrumentație (aparatele electronice de măsurare),
- b) în sistemele de achiziție a datelor, monitorizare și control.

**Traductoarele** sunt dispozitive din structura sistemelor de măsurare.



În fig. a, b, c sunt reprezentate mai multe **semnale periodice**.

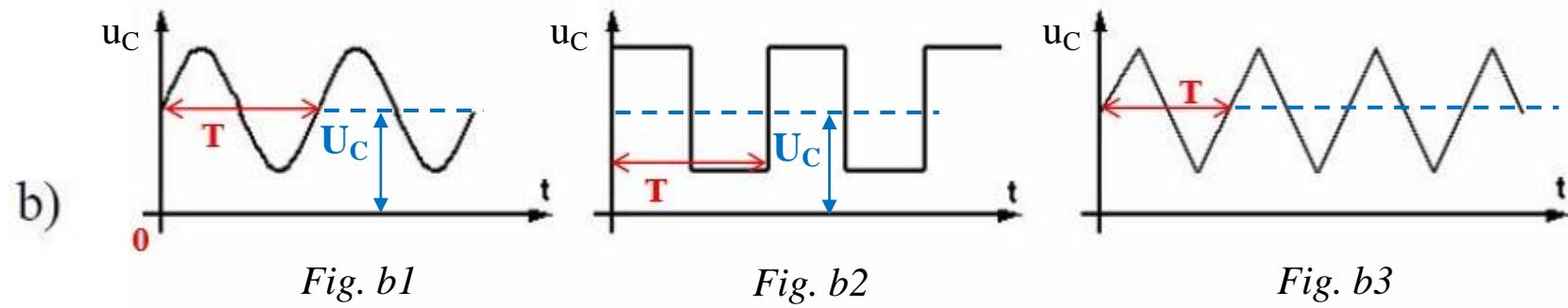
- În fig. a1, b1, c1 și a3, b3, c3 sunt reprezentate **tensiuni analogice** (semnale cu evoluție continuă în timp).
- În fig. a2, b2 și c2 sunt reprezentate **tensiuni dreptunghiulare**.
- Tensiunea din fig. c2 este un **semnal numeric**. Această tensiune are 2 valori posibile, corespunzătoare nivelurilor **0 logic** și **1 logic**.
- În figurile a1, a2, a3 sunt reprezentate **tensiuni alternative** (componenta continuă este nulă), iar tensiunile din celelalte figuri au componentă continuă pozitivă (nivelul acesteia este marcat cu albastru).
- În toate figurile, **perioada tensiunilor s-a notat cu T**.



*Fig. a1*

*Fig. a2*

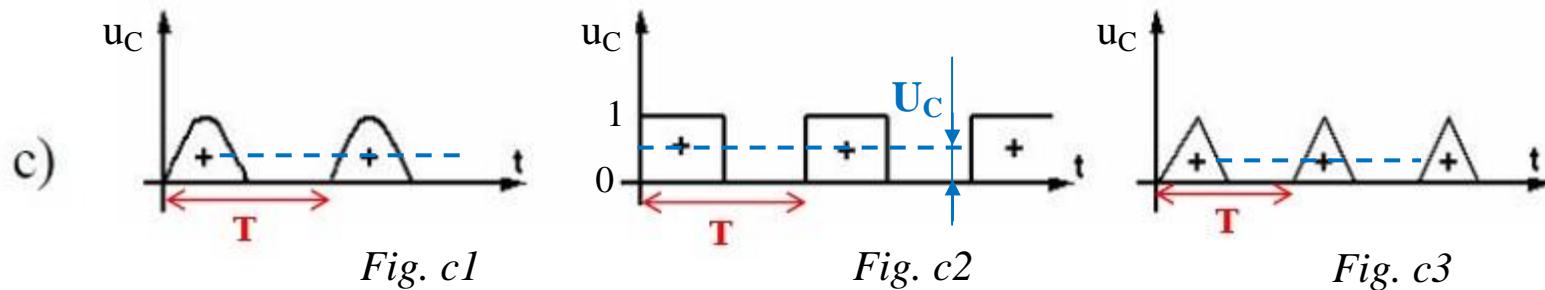
*Fig. a3*



*Fig. b1*

*Fig. b2*

*Fig. b3*



*Fig. c1*

*Fig. c2*

*Fig. c3*

## 1.1. Elemente de tehnica măsurării

### ▪ *Sisteme de unități de măsură*

- Mărimele fizice fundamentale sunt cele ale căror unități de măsură (numite *fundamentale*) sunt stabilite convențional.
- Celelalte mărimi sunt *derivate*, iar unitățile lor de măsură (numite *derivate*) se stabilesc în funcție de cele fundamentale. Totalitatea unităților de măsură (fundamentale și derivate), care se constituie într-un ansamblu coherent pentru un anumit domeniu de măsurare, reprezintă un *sistem de unități de măsură*.
- Sistemul Internațional (SI) este un sistem care conține 7 unități de măsură fundamentale.

**Tabelul 1.1**  
Mărimi și unități de măsură fundamentale ale SI

Nr. Crt.	Mărimea	Unitatea de măsură	
		Denumirea	Simbolul
1.	Lungimea (l)	metrul	m
2.	Masa (m)	kilogramul	kg
3.	Timpul (t)	secunda	s
4.	Intensitatea curentului electric (I)	amperul	A
5.	Temperatura termodinamică (T)	kelvinul	K
6.	Intensitatea luminoasă ( $I_v$ )	candela	cd
7.	Cantitatea de substanță (n)	molul	mol

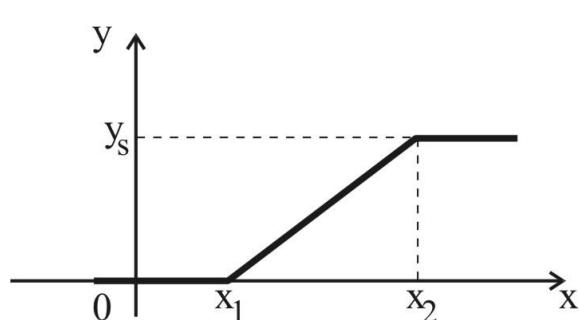
**Exemplu** de unități de măsură derivate: aria, volumul, densitatea, viteza, accelerația, forța, presiunea, tensiunea electrică, rezistența electrică etc.

- Aria este  $A=l \times l$ , ca urmare  $A[m^2]$ ;
- Viteza (liniară)  $v=l/t$ , ca urmare  $v[m/s]$ .

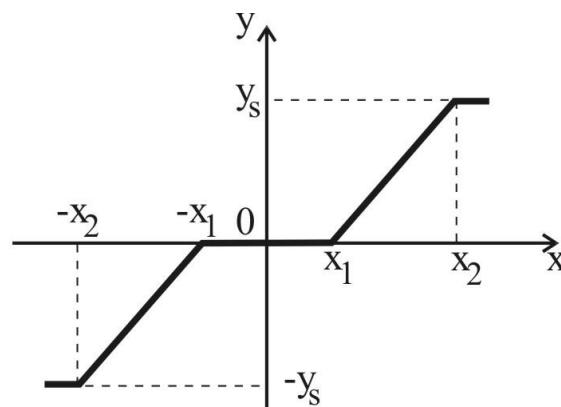
- **Metoda de măsurare** este procedura de desfășurare a unei măsurări, iar obiectele fizice folosite în acest scop se numesc **mijloace de măsurare**.  
Metodele de măsurare sunt
  - **directe**, când valoarea numerică a măsurandului se obține direct. **Exemplu**: măsurarea tensiunii cu voltmetrul.
  - **indirecte**, care presupun măsurarea directă a unor mărimi fizice de altă natură decât măsurandul, dar aflate într-o dependență teoretică cunoscută cu acesta. **Exemplu**: măsurarea curentului printr-o rezistență folosind voltmetrul.
- Ansamblul metodă de măsurare + mijloace de măsurare reprezintă o **structură de măsurare**.

## 1.2. Caracteristici și performanțe ale aparatelor de măsurare

**A) Caracteristica statică de transfer** reprezintă dependența intrare-ieșire, în care ambele mărimi sunt statice ; aceasta poate fi reprezentată grafic sau analitic ( $y=f(x)$ , cu  $x$  mărimea de intrare și  $y$  cea de ieșire).



a)



b)

Fig. 1.3. Caracteristici statice de transfer liniare, cu zonă de insensibilitate și zone de saturare: a) caracteristică monopolară; b) caracteristică bipolară.

### Exemplu

În fig.1.3 sunt reprezentate două caracteristici statice de transfer : **monopolară** – fig.1.3.a, respectiv **bipolară** – fig.1.3.b. Cea din fig. 1.3.b este **liniară pe porțiuni** ( $[-x_2, -x_1]$ ,  $[x_1, x_2]$ ), are **zonă de insensibilitate** ( $[-x_1, x_1]$ ) și **zone de saturare** ( $(-\infty, -x_2]$ ,  $[x_2, +\infty)$ ).

## B) Performanțe de regim stationar

- Domeniul de măsurare este intervalul  $[x_{\min}, x_{\max}]$  al valorilor mărimii de intrare în cadrul căruia se efectuează corect măsurarea.
  - Sensibilitatea diferențială a unui dispozitiv de măsurare se definește, în punctul  $x_i$  de măsurare, prin relația
- $$S_i = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=x_i}. \quad (1.7)$$
- Exemplu : la o caracteristică statică de transfer liniară, sensibilitatea diferențială este panta caracteristicii.
- Rezoluția caracterizează variația în salturi a mărimii de ieșire când mărimea de intrare are o variație continuă în domeniul de măsurare.



Aparat electronic analogic



Aparat electronic numeric

a) Rezoluția unui aparat analogic de măsurare este cea mai mică valoare a mărimii de intrare care poate fi citită fără erori de apreciere. *Mărimea de ieșire y este numărul de diviziuni citit pe scala aparatului.*

Se pot defini :

- rezoluția absolută,  $r_a = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{y_{\max} - y_{\min}} \Delta y$ , care se exprimă în valori ale mărimii de intrare ;  $\Delta y$  este cel mai mic salt măsurabil al mărimii de ieșire (o diviziune) ;
- rezoluția relativă,  $r = \frac{r_a}{x_{\max} - x_{\min}}$ , care este adimensională ; aceasta se poate exprima și în procente :  $r[\%] = 100 \cdot r$  ;
- rezoluția în părți pe milion,  $r_{\text{ppm}} = r \cdot 10^6 [\text{ppm}]$ .

### Exemple

Pentru un voltmetru analogic cu comutatorul pe poziția 10V,  $x_{\max} - x_{\min} = 10V$ .

Considerând că pe scara aparatului pot fi citite maxim 100 diviziuni ( $y_{\max} - y_{\min} = 100 \text{ div}$ ) și  $\Delta y = 1 \text{ div}$  se obțin :

$$r_a = \frac{10V}{100 \text{ div}} 1 \text{ div} = 0,1V ; \quad r = \frac{0,1V}{10V} = 0,01 ; \quad r_{\text{ppm}} = 0,01 \cdot 10^6 = 10^4 [\text{ppm}]$$

b) **Rezoluția unui aparat numeric de măsurare** poate fi definită în mai multe moduri.

- **Rezoluția absolută** ( $r_a$ ) este egală cu valoarea unității din rangul cel mai puțin semnificativ al sistemului de afișare. Rezoluția absolută se exprimă în unitatea de măsură a mărimii de intrare .
- **Rezoluția relativă** (în descriere adimensională) este  
$$r \approx \frac{1}{N_{\max}}$$
, unde  $N_{\max}$  este numărul maxim de valori posibile ale mărimii numerice de ieșire a aparatului.
- **Rezoluția exprimată prin numărul de biți sau numărul de digiti ai cuvântului de ieșire**, care este corelată cu numărul valorilor distincte ale mărimii de ieșire. Astfel,
  - **o rezoluție de  $N$  biți** înseamnă posibilitatea evidențierii a  $2^N$  valori distincte ale mărimii de ieșire ;
  - **o rezoluție de  $N$  digiti** înseamnă posibilitatea evidențierii a  $10^N$  valori distincte ale mărimii de ieșire ;
  - **o rezoluție de  $N$  și  $m/n$  digiti** se referă la un cuvânt de ieșire cu  $N+1$  ranguri zecimale, rangul cel mai semnificativ fiind folosit incomplet. De remarcat că  $m$  și  $n$  sunt numere naturale succesive.

**Exemplu** de rezoluții ale voltmetrelor numerice (VN)

- Un VN care afișează valori de la 0,000V până la 1,999V are rezoluția absolută  $r_a = 1\text{mV}$  și  $r \approx \frac{1}{2 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^{-4}$ .
- Un VN cu rezoluția 3 și  $\frac{1}{2}$  digiti poate afișa valori de la 0000 până la 1999.
- Un VN cu rezoluția 4 și  $\frac{3}{4}$  digiti poate afișa valori de la 00000 până la 39999.

➤ Precizia unui aparat numeric de măsurare :

- arată care este eroarea maximă de măsurare ;
- se exprimă adesea sub forma unui număr de procente din valoarea citită, la care se adaugă un număr asociat celui mai puțin semnificativ digit al afișajului.

Exemplu

Se consideră un voltmetru numeric cu precizia  $\pm (0,5\% \pm 2)$  pe domeniul 2V și rezoluția  $3 \frac{1}{2}$  digiți.

a) Să considerăm că aparatul măsoară 1V.

- $0,5\%$  din valoarea măsurată reprezintă  $\frac{0,5}{100} \cdot 1V = 0,005V$ .
- Valoarea maximă afișată pe domeniul 2V va fi 1,999 V, pentru că rezoluția aparatului este  $3 \frac{1}{2}$  digiți.  
Ca urmare, celui mai puțin semnificativ digit îi corespunde valoarea 0,001V.
- Cifra 2 din expresia preciziei se referă la cel mai puțin semnificativ digit. Deci, valoarea asociată celui mai puțin semnificativ digit al afișajului este  $2 \cdot 0,001V = 0,002V$
- În concluzie, diferența maximă dintre valoarea măsurată și cea reală (adică eroarea maximă de măsurare) este  $\pm[0,005V + 0,002V] = \pm 0,007V$ .

b) Dacă aparatul măsoară 2V, eroarea maximă de măsurare va fi

$$\pm[0,010V + 0,002V] = \pm 0,012V .$$

➤ Comparatie între precizia și rezoluția unui aparat numeric de măsurare

Se consideră rezoluția exprimată în biți sau digiți.

- ✓ Precizia are aceeași unitate de măsură ca mărimea măsurată, în timp ce rezoluția este exprimată în biți sau digiți.
- ✓ Precizia depinde de domeniul de măsurare și de valoarea măsurată, în timp ce rezoluția nu depinde.
- ✓ Precizia se exprimă pentru fiecare mărime măsurată (current, tensiune, rezistență etc.), în timp ce rezoluția nu depinde de natura mărimii măsurate, fiind o performanță a aparatului.

### 1.3. Erori de măsurare

- Rezultatul unei măsurări, indiferent de natura ei, diferă întotdeauna de valoarea reală a măsurandului, chiar dacă se folosesc cele mai precise metode și aparate. Diferența dintre rezultatul măsurării unei mărimi fizice și valoarea reală a acesteia se numește eroare de măsurare.
- Valoarea reală nu poate fi cunoscută cu exactitate, ceea ce implică imposibilitatea determinării riguroase a erorii de măsurare. Erorile de măsurare apar din diferite cauze: simplificările și idealizările admise în funcționarea aparatului de măsurare, influența factorilor de mediu care nu au fost cuprinși în modelul aparatului, citirea incorectă a rezultatului etc.
- Clasificarea erorilor de măsurare după modul de exprimare valorică, după mărimea de referință sau după caracterul și proveniența lor este dată în tabelul 1.2.

**Tabelul 1.2.** Clasificarea erorilor de măsurare

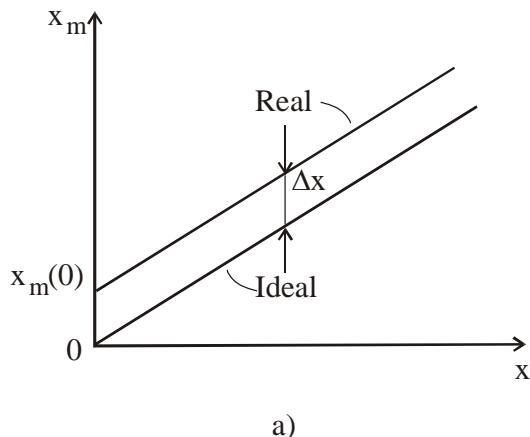
Nr. crt.	Criteriul de clasificare	Tipuri de erori		
1.	Modul de exprimare valorică	Erori absolute Erori relative		
2.	Mărimea de referință	Erori reale Erori convenționale		
3.	Caracterul și proveniența	Erori sistematice	Erori de metodă	
			Erori instrumentale	
			Erori de mediu	
			Erori subiective	
		Erori aleatoare		
		Erori grosiere		

- Erorile sistematice aceleia care, pentru o succesiune de măsurări efectuate în aceleași condiții, au întotdeauna același semn și aceeași mărime.
- Erorile aleatoare se mai numesc *accidentale* sau *întâmplătoare* și se caracterizează prin valori absolute și semne diferite pentru o succesiune de determinări ale aceleiași mărimi, efectuate în condiții identice.
- Erorile grosiere (*grosolane* sau *greseli*) au valori foarte mari, apar cu o probabilitate mică și conduc la denaturări semnificative ale rezultatelor.

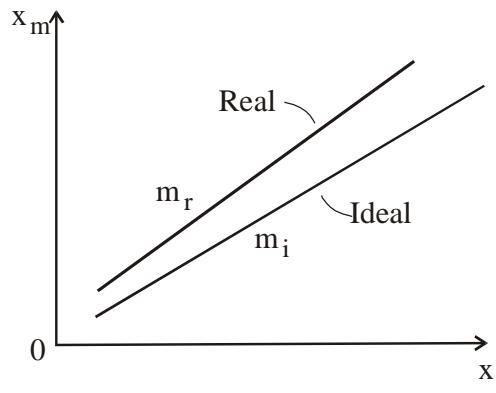
Valoarea conventională  $x_c$  poate fi media valorilor rezultate în urma unui număr mare de măsurări sau rezultatul măsurării cu un aparat de precizie mai ridicată.

Notând cu  $x_m$  valoarea măsurată și cu  $x_r$  valoarea reală, se pot defini, de exemplu,

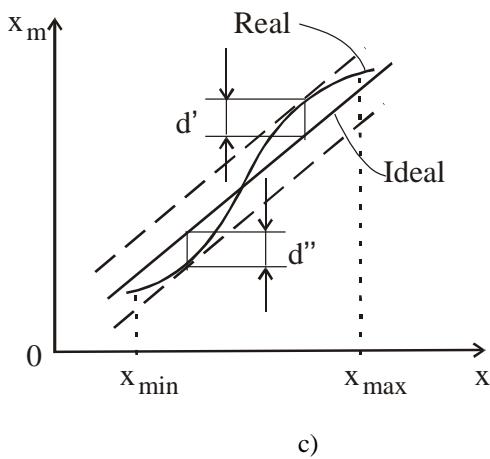
- eroarea absolută reală,  $\Delta x = x_m - x_r$ ,
- eroarea absolută conventională,  $\Delta x_c = x_m - x_c$ ,
- eroarea relativă conventională,  $\varepsilon_c = \frac{\Delta x_c}{x_c}$  sau  $\varepsilon_c[\%] = 100 \frac{\Delta x_c}{x_c}$ .



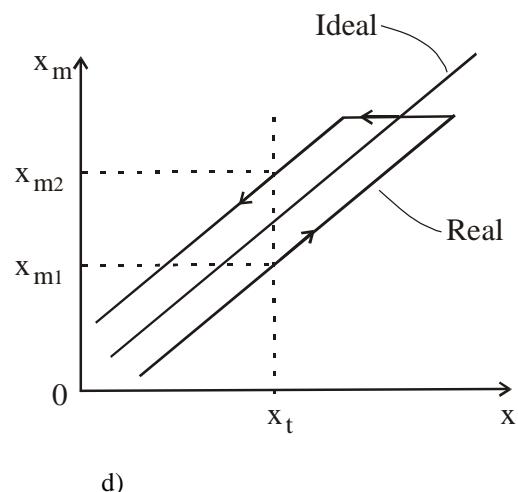
a)



b)



c)



d)

**Figura 1.4**

Erori sistematice instrumentale: a) eroarea de zero; b) eroarea de proporționalitate;  
c) eroarea de liniaritate; d) eroarea de reversibilitate.

**Erorile instrumentale (sau de aparat)** sunt determinate de imperfecțiunile constructive, funcționale și de etalonare ale aparatelor de măsurare.

**Exemple** (fig.1.4)

- ✓ **Eroarea de sensibilitate** reprezintă variația maximă a mărimii măsurate pe care aparatul de măsurare nu o poate sesiza sau afișa în condiții normale de funcționare.
- ✓ **Eroarea de zero**  $\Delta x_Z = x_m(0)$  este valoarea pe care o indică aparatul de măsurare în momentul în care mărimea fizică măsurată are valoarea reală zero.
- ✓ **Eroarea de proporționalitate** se manifestă printr-o pantă a caracteristicii statice de transfer reale (liniară) diferită de cea indicată de constructorul aparatului.
- ✓ **Eroarea de liniaritate** se manifestă prin obținerea unei caracteristici statice de transfer neliniare, în condițiile în care caracteristica ideală este liniară.
- ✓ **Eroarea de reversibilitate** există (este nenulă) la caracteristicile statice de transfer cu histerezis, motiv pentru care se mai numește și *eroare de histerezis*. Aceasta se manifestă prin indicarea a două valori diferite ( $x_{m1}$  și  $x_{m2}$ ), pentru aceeași valoare  $x_t$  a mărimii de intrare (măsurandul  $x$ ), în funcție de sensul cresător sau descrescător de variație a mărimii  $x$ , când atinge valoarea  $x_t$ .

## 1. Notări

Semnalul (tensiune / curent) variabil în timp și periodic = componenta continuă + componenta variabilă

- Componenta continuă = valoarea de curent continuu = valoarea de regim staționar = valoarea medie (pe o perioadă  $T$ ) a semnalului;
- Componenta variabilă = componenta de curent alternativ = variația.

**Exemplu:** curentul de colector ( $i_C(t)$ ) al unui tranzistor bipolar:  $i_C(t) = I_C + i_c(t)$

**Notări folosite** sunt:

- $i_c(t)$  - variația curentului  $i_C(t)$ ;
- $i_c(t_2)$  - valoarea instantaneă a variației de curent  $i_c(t)$  la momentul  $t_2$ ;
- $i_C(t_1)$  - valoarea instantaneă totală a curentului = curentul  $i_C(t)$  la momentul  $t_1$ ;
- $I_{cm}$  - amplitudinea variației de curent  $i_c(t)$ ;
- $I_C$  - valoarea medie (componenta continuă) a

$$\text{curentului } i_C(t): \quad I_C = \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt$$

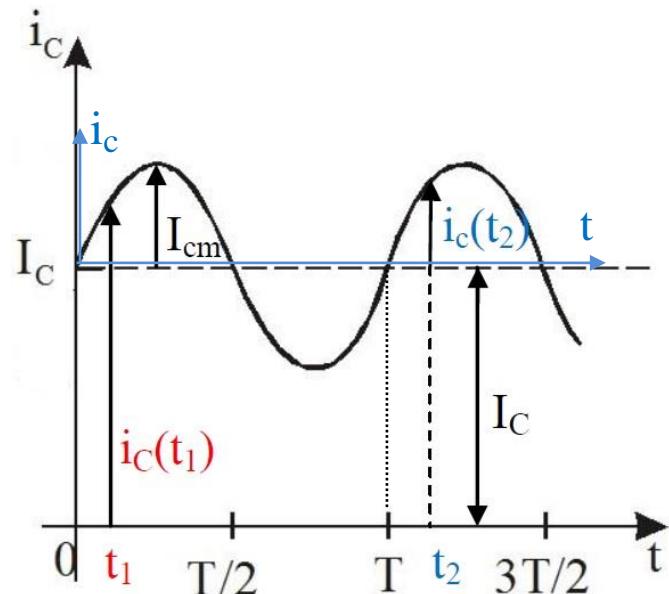


Fig.1

- $I_c$  sau  $I_{c,ef}$  - valoarea efectivă (root-mean-square) a variației de curent  $i_c(t)$ :

$$I_c = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_c^2(t) dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{cm}$$

Pentru  $i_c(t)$  sinusoidal,  $I_c = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{cm}$

- Valoarea efectivă totală a curentului  $i_C(t)$  :

$$I_{c,total} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2(t) dt}$$

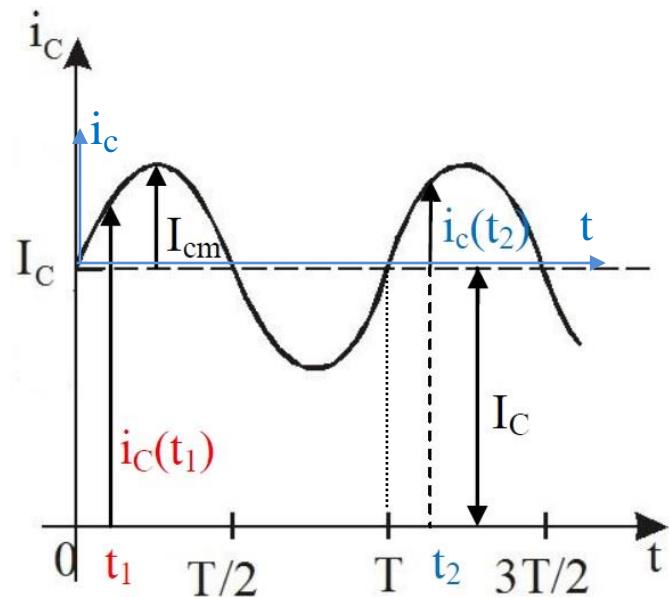
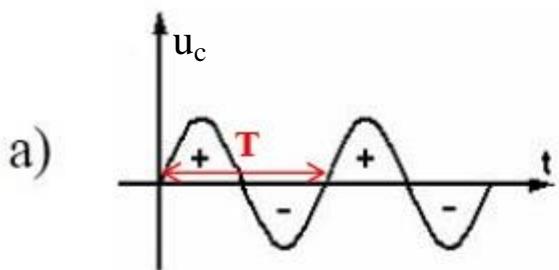
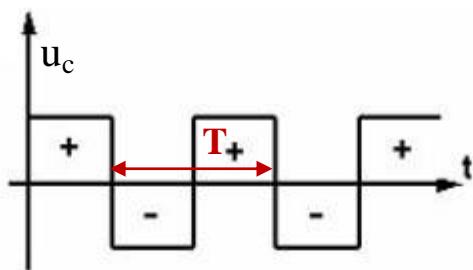


Fig.1

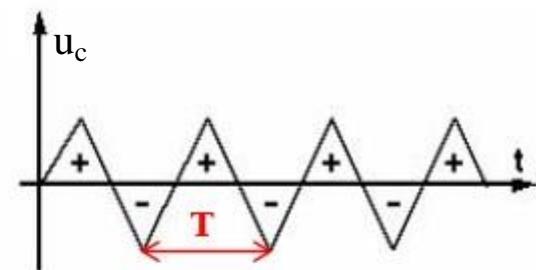
## 2. Semnale periodice



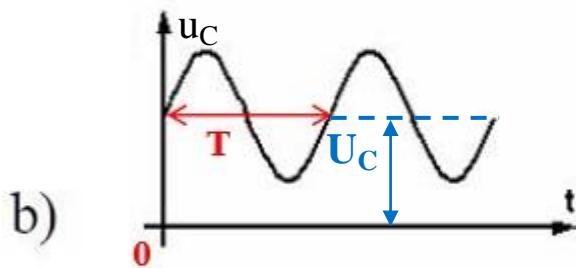
*Fig. a1*



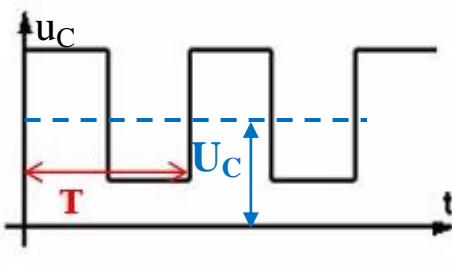
*Fig. a2*



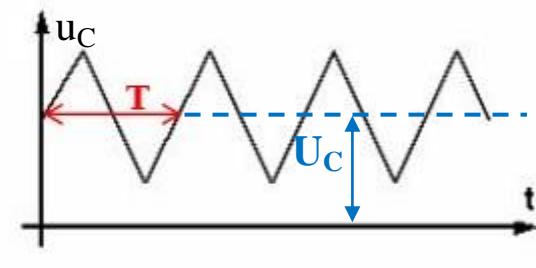
*Fig. a3*



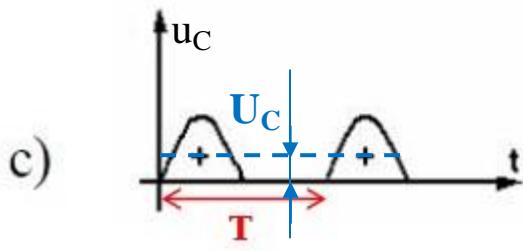
*Fig. b1*



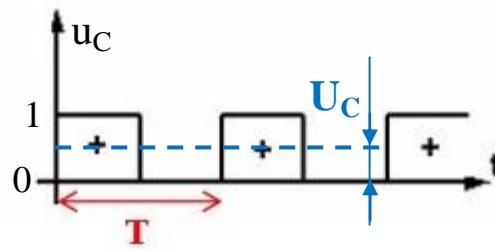
*Fig. b2*



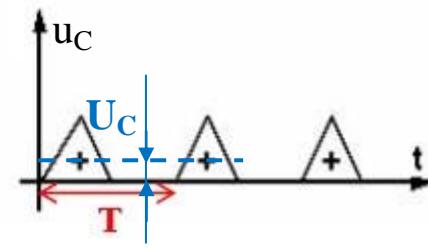
*Fig. b3*



*Fig. c1*



*Fig. c2*



*Fig. c3*

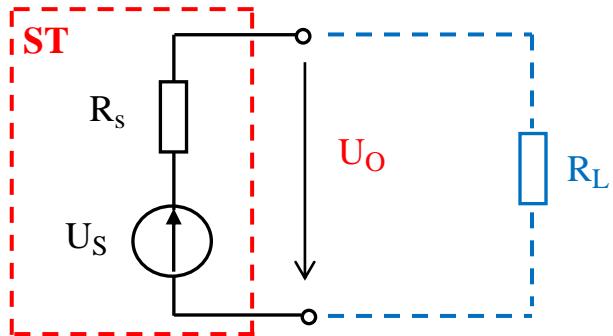
În fig. a, b, c sunt reprezentate mai multe **semnale periodice**.

- În fig. a1, b1, c1 și a3, b3, c3 sunt reprezentate **tensiuni analogice** (semnale cu evoluție continuă în timp).
- În fig. a2, b2 și c2 sunt reprezentate **tensiuni dreptunghiulare**.
- Tensiunea din fig. c2 este un **semnal numeric**. Această tensiune are 2 valori posibile, corespunzătoare nivelurilor **0 logic** și **1 logic**.
- În figurile a1, a2, a3 sunt reprezentate **tensiuni alternative** (componenta continuă este nulă), iar tensiunile din celelalte figuri au componentă continuă pozitivă (nivelul acesteia este marcat cu albastru).
- În toate figurile, **perioada tensiunilor s-a notat cu T**.

### 3. Sursa de tensiune și sursa de curent

#### a) Sursa reală de tensiune continuă (ST)

Circuitul echivalent :



$U_o$  – tensiunea de ieșire a sursei

$R_L$  – rezistență de sarcină (*consumatorul*)

$U_S$  – tensiunea de ieșire de mers în gol a sursei

$U_o = U_S$  când nu se conectează un consumator la ieșirea sursei

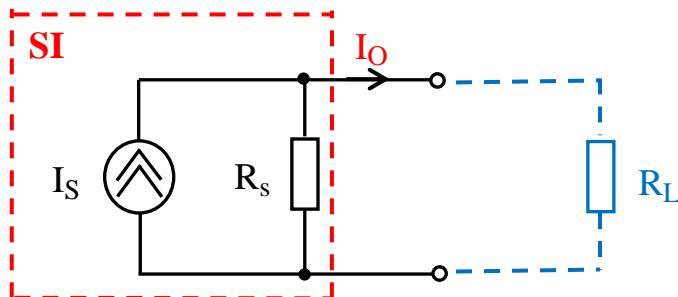
$R_s$  – rezistență internă a sursei

$R_s = 0$  la o sursă ideală de tensiune

Generatorul de tensiune variabilă are același circuit echivalent, dar notațiile pentru tensiuni sunt  $u_s$  și  $u_o$ .

#### b) Sursa reală de curent continuu (SI)

Circuitul echivalent:



$I_o$  – curentul de ieșire al sursei

$R_L$  – rezistență de sarcină (*consumatorul*)

$I_s$  – curentul de ieșire de scurtcircuit al sursei

$I_o = I_s$  când se scurtcircuitează bornele de ieșire ale sursei;

$R_s$  – rezistență internă a sursei

$R_s \rightarrow \infty$  la o sursă ideală de curent

Generatorul de curent variabil are același circuit echivalent, dar notațiile pentru curenți sunt  $i_s$  și  $i_o$ .

### 4. Teoremele lui Kirchhoff

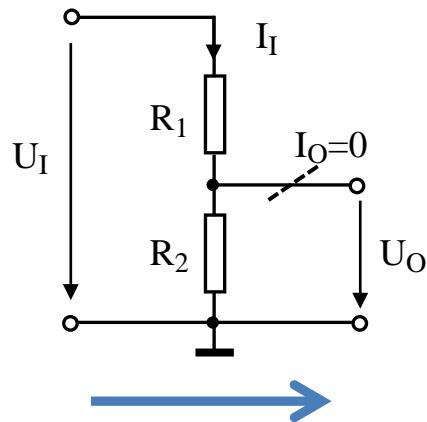
**Teorema I** : Suma algebraică a curenților care se întâlnesc într-un nod de rețea este nulă.

Obs: Curenții care intră în nod se consideră cu semnul +, iar cei care ies din nod se consideră cu semnul - .

**Teorema a II-a** : Suma algebraică a căderilor de tensiune dintr-un ochi de rețea, parcurs într-un anumit sens, este egală cu suma algebraică a tensiunilor electromotoare din ochiul respectiv, parcurs în același sens.

## 5. Divizorul de tensiune (sau divizorul rezistiv)

### a) Schema circuitului (în c.c.)



U<sub>I</sub> – tensiunea de intrare a circuitului

U<sub>O</sub> – tensiunea de ieșire a circuitului

### b) Condiția ce trebuie îndeplinită

Curentul de ieșire I<sub>O</sub> al divizorului trebuie să fie zero sau neglijabil în raport cu I<sub>I</sub> (I<sub>O</sub> << I<sub>I</sub> dacă I<sub>O</sub> ≤ 1/10 I<sub>I</sub>).

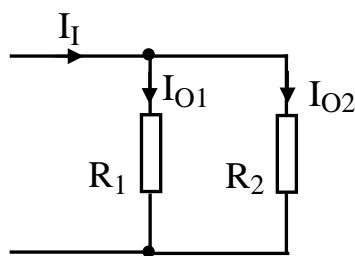
### c) Regula divizorului de tensiune

$$U_O = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_I$$

Justificare: U<sub>I</sub> = I<sub>I</sub> · (R<sub>1</sub> + R<sub>2</sub>), iar U<sub>O</sub> = I<sub>I</sub> · R<sub>2</sub>.

## 6. Divizorul de curent

### a) Schema circuitului (în c.c.)



I<sub>I</sub> – curentul de intrare al circuitului

I<sub>O1</sub>, I<sub>O2</sub> – curenții de ieșire ai circuitului

### b) Regula divizorului de curent

$$I_{O1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_I \quad \text{respectiv} \quad I_{O2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot I_I$$

Justificare:

Teorema I a lui Kirchhoff: I<sub>I</sub> = I<sub>O1</sub> + I<sub>O2</sub>

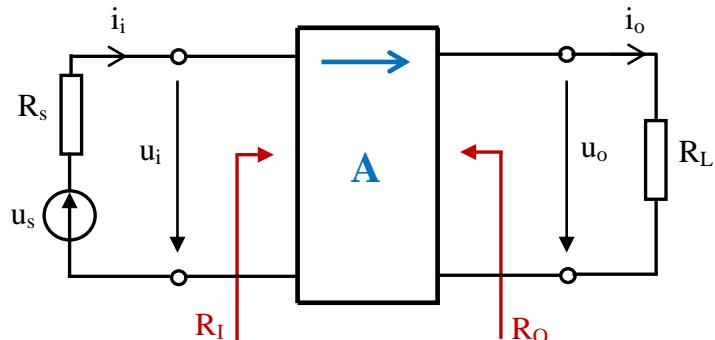
Teorema II a lui Kirchhoff: I<sub>O1</sub> · R<sub>1</sub> - I<sub>O2</sub> · R<sub>2</sub> = 0.

$$I_{O2} = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{O1}$$

$$I_I = I_{O1} + \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{O1} = I_{O1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

## Adaptarea în impedanță pentru transferul optim de tensiune

- În fig.1 este dată **reprezentarea tip quadripol a amplificatorului A de tensiune**, în banda lui de frecvență. S-au notat cu  $u_i$  și  $i_i$  variațiile mărimilor de intrare și cu  $u_o$  și  $i_o$  variațiile mărimilor de ieșire ale amplificatorului.



*Fig. 1*

- Se consideră 2 amplificatoare de tensiune ( $A_1$  și  $A_2$ ) conectate în cascadă ca în fig.2.

- În fig.2, fiecare amplificator s-a reprezentat prin **circuitul echivalent în banda sa de frecvențe**. Performanțele  $R_I$ ,  $R_O$  și  $A_u$  folosite în aceste circuite sunt definite mai jos.

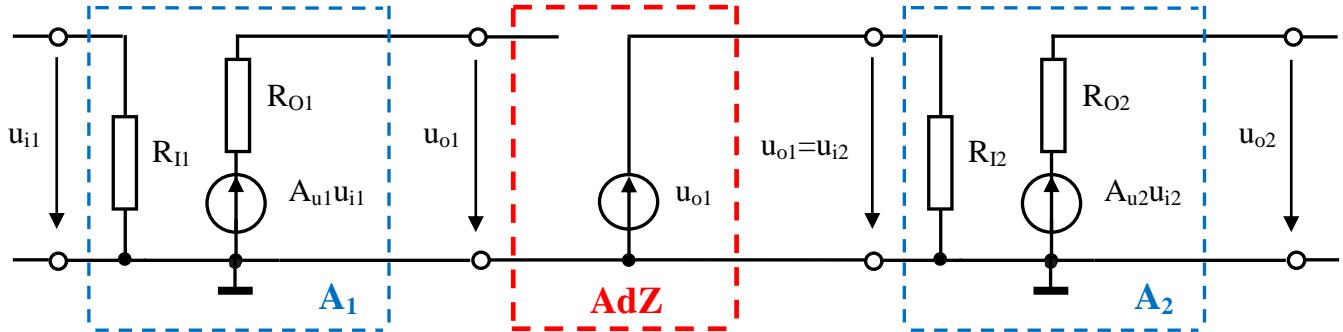
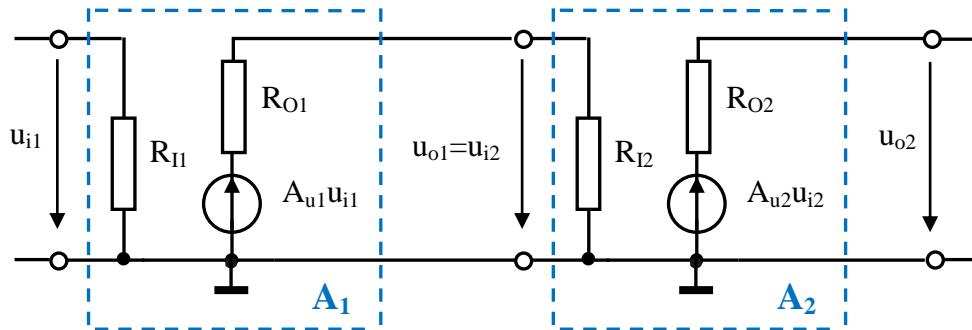
$R_I$  – este rezistența de intrare a amplificatorului :  $R_I = \frac{u_i}{i_i}$ , iar valoarea ideală este  $R_I \rightarrow \infty$  ;

$R_O$  – rezistența de ieșire a amplificatorului :  $R_O = -\left. \frac{u_o}{i_o} \right|_{u_s=0}$ , iar valoarea ideală este  $R_O = 0$  ;

$A_u$  – amplificarea de tensiune cu ieșirea în gol:  $A_u = A_U \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = \left. \frac{u_o}{u_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}$ .

- Un transfer optim de tensiune de la amplificatorul  $A_1$  la amplificatorul  $A_2$**  ar presupune  $R_{O1}=0$  sau  $R_{I2} \rightarrow \infty$  sau măcar  $R_{O1} \ll R_{I2}$ , astfel încât  $u_{i2} \approx A_{u1} \cdot u_{i1}$ .

*Fig. 2*



*Fig. 3*

- Dacă rezistența de ieșire  $R_{O1}$  a lui  $A_1$  nu este suficient de mică și / sau rezistența de intrare  $R_{I2}$  a lui  $A_2$  nu este suficient de mare se poate asigura un transfer optim de tensiune de la  $A_1$  la  $A_2$  numai dacă dacă se intercalează un adaptor de impedanță (AdZ) între amplificatoarele  $A_1$  și  $A_2$  ca în fig. 3.

- Adaptorul de impedanță** este un amplificator de tensiune caracterizat de  $R_I \rightarrow \infty$ ,  $R_O = 0$  și  $A_u = 1$ .

- Analizând schema din fig. 3 se constată următoarele :

- De la  $A_1$  la AdZ se realizează un transfer optim de tensiune pentru că AdZ are  $R_I \rightarrow \infty$ .
- De la AdZ la  $A_2$  se realizează un transfer optim de tensiune pentru că AdZ are  $R_O = 0$ .
- AdZ repetă la ieșire tensiunea  $u_{o1}$  primită la intrare. Astfel,  $u_{i2} = u_{o1} = A_u \cdot u_{i1}$  deci se asigură un transfer optim în tensiune de la  $A_1$  la  $A_2$ .

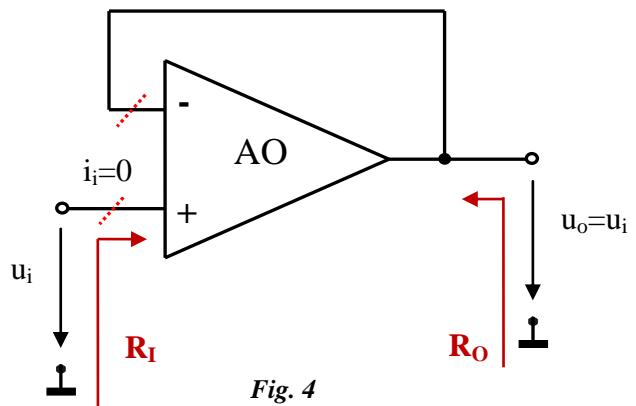


Fig. 4

- Un exemplu clasic de adaptor de impedanță pentru transfer optim de tensiune este repetorul de tensiune realizat cu AO (fig. 4). La acest circuit  $R_I \rightarrow \infty$  (curent de intrare  $i_i=0$ ),  $R_O = 0$  și  $A_u = 1$ .

## Amplificatorul de instrumentație

Amplificatorul de instrumentație (fig.1) are

- 2 borne calde de intrare (1 și 2) între care se aplică tensiunea diferențială de intrare  $U_{IN}$ ,
- o bornă caldă de ieșire (3) ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire  $U_O$  este raportată la masa montajului.

Amplificatorul de instrumentație asigură

- amplificare reglabilă a tensiunii diferențiale de intrare  $U_{IN}$ ,
- adaptarea optimă în impedanță la intrare (rezistență de intrare  $R_I$  foarte mare) și
- adaptarea optimă în impedanță la ieșire (rezistență de ieșire  $R_O$  foarte mică).

Schema de principiu a unui amplificator de instrumentație (circuitul integrat INA 114) este dată în fig. 1.

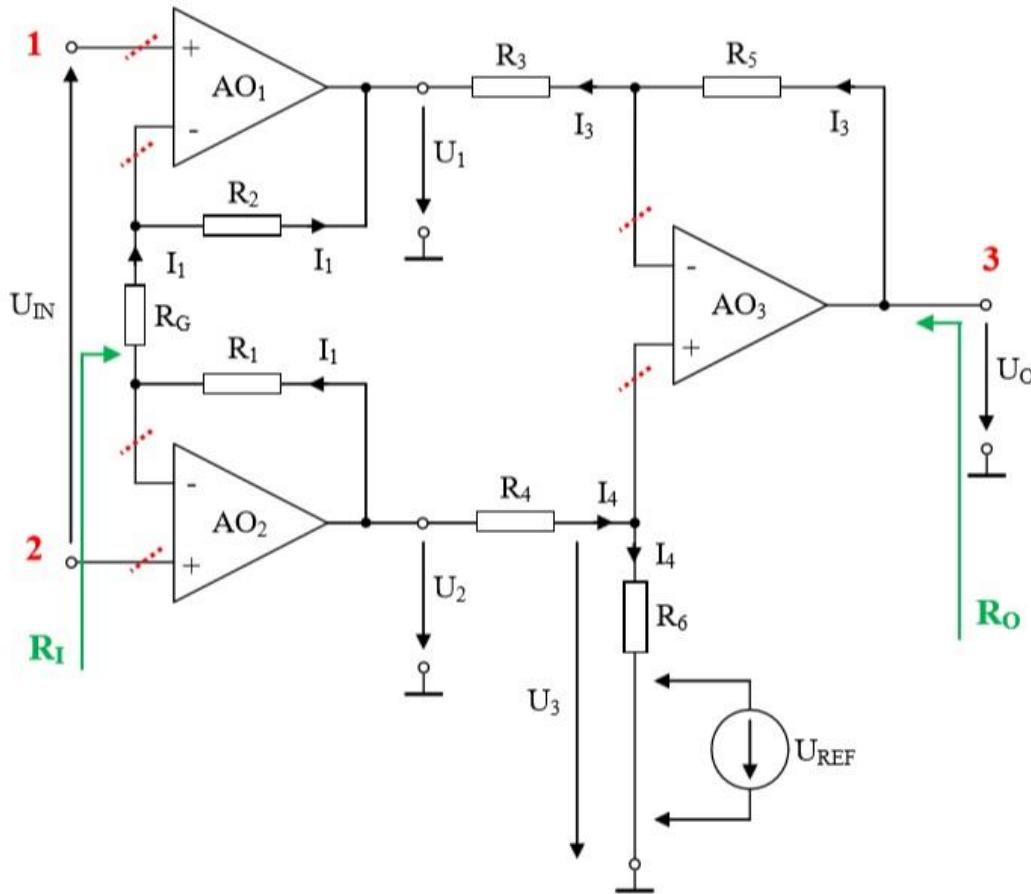


Fig. 1

a) Deducerea dependenței intrare-ieșire ( $U_O=f(U_{IN})$ )

In absența sursei de tensiune  $U_{REF}$  și neglijând curentii de intrare și diferențele de potențial dintre bornele de intrare ale celor trei amplificatoare operaționale ( $AO_1, AO_2, AO_3$ ), se obține

$$U_2 - U_1 = I_1 \cdot (R_1 + R_2 + R_G) = \frac{U_{IN}}{R_G} \cdot (R_1 + R_2 + R_G) = U_{IN} \cdot \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_G}\right).$$

Amplificatorul diferențial, format din  $AO_3$  și rezistențele  $R_3, R_4, R_5, R_6$ , asigură la ieșire o tensiune

$$U_O = U_O|_{U_1=0} + U_O|_{U_2=0} = \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) \cdot U_3 - \frac{R_5}{R_3} \cdot U_1.$$

Întrucât  $R_4$  și  $R_6$  formează un divizor de tensiune, se obține  $U_O = \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) \cdot \frac{R_6}{R_4 + R_6} \cdot U_2 - \frac{R_5}{R_3} \cdot U_1$ .

Se se cunosc valorile  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R = 25\text{k}\Omega$ . Ca urmare, rezultă

$$U_O = U_2 - U_1 = U_{IN} \cdot \left[ 1 + \frac{2R}{R_G} \right] = f(U_{IN}, R_G) \quad \text{și amplificarea de tensiune } A_U = \frac{U_O}{U_{IN}} = 1 + \frac{2R}{R_G} = f(R_G).$$

Alegând în mod convenabil pe  $R_G$  (care se conectează în exteriorul circuitului integrat) se obține amplificarea de tensiune dorită.

**b) Ajustarea nivelului tensiunii de ieșire**

- Tensiunea de referință  $U_{REF}$ , reglabilă, permite ajustarea nivelului tensiunii de ieșire  $U_O$ . Pentru aceasta, rezistența  $R_6$  nu este conectată la masă ci la borna negativă a unei surse de tensiune de referință (fig.1).
- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$ .

$$U_{REF} = I_4 \cdot (R_4 + R_6) - U_2 = 2R \cdot I_4 - U_2, \quad \text{de unde rezultă } I_4 = \frac{U_2 + U_{REF}}{2R}.$$

$$U_O = U_1 + I_3(R_3 + R_5) = U_1 + 2R \cdot I_3, \quad \text{de unde rezultă } I_3 = \frac{U_O - U_1}{2R},$$

$$U_3 = I_4 R_6 - U_{REF} = I_4 R - U_{REF}, \quad \text{iar } U_O = I_3 \cdot R_5 + U_3 = I_3 R + I_4 R - U_{REF}.$$

Înlocuind pe  $I_3$  și  $I_4$  cu expresiile deduse mai sus se obține

$$U_O = \frac{U_O - U_1}{2} + \frac{U_2 + U_{REF}}{2} - U_{REF} = (U_2 - U_1) - U_{REF}.$$

**Concluzie**

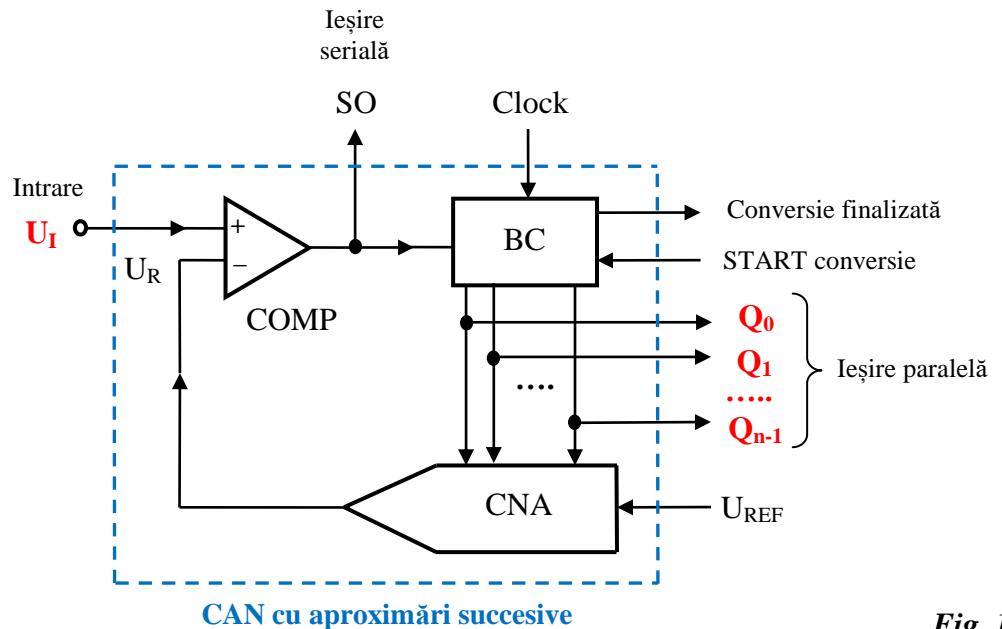
Se constată o decalare cu  $-U_{REF}$  a nivelului componentei continue ( $U_O$ ) a tensiunii de ieșire a amplificatorului de instrumentație (de exemplu de la 10V la 7V când  $U_{REF}=3V$ ).

**PRECIZARE**

Detaliile marcate cu bleu în text nu trebuie memorate.

## Convertorul analog–numeric (CAN) cu aproximări succesive

- Schema de principiu a CAN cu aproximări succesive este dată în fig.1.
- Circuitul conține comparatorul COMP, blocul de control BC și convertorul numeric-analogic CNA.
- Mărimea de intrare este tensiunea analogică unipolară  $U_I$  (care are valoarea maximă  $U_M$ ), iar *cuvântul binar de ieșire* al CAN are  $n$  biți și este notat  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0$  ( $Q_{n-1}$  este MSB).



**Fig. 1**

- CNA intern generează tensiunea de reacție de forma  $U_R = \left(2^{n-1}Q_{n-1} + 2^{n-2}Q_{n-2} + \dots + 2Q_1 + Q_0\right) \cdot \frac{U_{REF}}{2^n}$ . Se alege  $U_{REF} = U_M$ . Ca urmare, intervalul de quantificare al mărimii măsurate este  $\Delta U = \frac{U_M}{2^n}$ , iar diferența dintre valoarea reală a  $U_I$  și valoarea cu care se aproximează (în urma conversiei) va fi mai mică decât  $\Delta U$ .
- Acest CAN funcționează pe principiul comparării succesive a  $U_I$  cu  $U_R$ , iar nivelul tensiunii  $U_R$  variază în trepte care scad progresiv.
- BC generează o secvență de cuvinte binare  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0$ , în funcție de nivelul ieșirii SO a COMP. Astfel, după  $n$  comparații succesive între  $U_I$  și  $U_R$ , se obțin toți biții cuvântului de ieșire.
- Conversia analog–numerică cu aproximări succesive presupune parcurgerea următoarelor etape.
  1. BC generează cuvântul  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0 = 10\dots00$ .
  2. CNA intern generează prima treaptă de variație pentru  $U_R$ :  $U_R = \frac{1}{2}U_M$ .
  3. COMP evaluatează diferența  $(U_I - U_R)$  prin nivelul ieșirii sale SO:
    - dacă  $U_I \geq U_R$ , atunci  $SO=1$  și BC validează  $Q_{n-1} = 1$  în rezultatul conversiei analog–numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar (etapa 4);
    - dacă  $U_I < U_R$ , atunci  $SO=0$  și BC validează  $Q_{n-1} = 0$  în rezultatul conversiei analog–numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar (etapa 4);
  4. Dacă  $Q_{n-1} = 1$ , BC generează cuvântul  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0 = 110\dots00$ .  
Dacă  $Q_{n-1} = 0$ , BC generează cuvântul  $Q_{n-1}Q_{n-2}\dots Q_1Q_0 = 010\dots00$ .
  5. CNA intern generează următorul nivel de tensiune pentru  $U_R$ , treapta cu care se modifică această tensiune fiind  $\frac{U_M}{4}$ . Astfel,  $U_R = \frac{3}{4}U_M$  dacă  $Q_{n-1} = 1$ , respectiv  $U_R = \frac{1}{4}U_M$  dacă  $Q_{n-1} = 0$ ,
  6. COMP evaluatează din nou diferența  $(U_I - U_R)$  prin nivelul ieșirii sale SO:

- dacă  $U_I \geq U_R$ , atunci SO=1 și BC validează  $Q_{n-2} = 1$  în rezultatul conversiei analog-numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar;
- dacă  $U_I < U_R$ , atunci SO=0 și BC validează  $Q_{n-2} = 0$  în rezultatul conversiei analog-numerice, iar apoi generează următorul cuvânt binar.

Raționamentul continuă până la validarea LSB ( $Q_0$ ).

#### Observații

- a) Treptele cu care variază  $U_R$  se injumătătesc când se trece de la o comparație la următoarea.
- b) Întrucât după fiecare comparație se stabilește nivelul logic al unui bit, după  $n$  comparații succesive se cunosc toți biții cuvântului de ieșire al CAN.
- c) Nivelul logic al ieșirii SO a comparatorului este același cu al bitului validat la comparația respectivă, motiv pentru care SO poate fi folosită ca ieșire serială a CAN, fiind citită sincron cu semnalul de tact (Clock).

#### Particularități și utilizări

CAN cu aproximări succesive

- are complexitate medie,
- asigură viteză de conversie de valori ridicate,
- asigură precizie de măsurare ridicată.

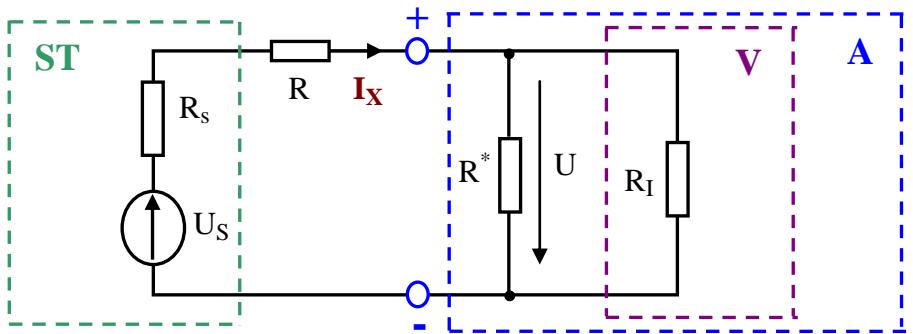
CAN cu aproximări succesive se folosește frecvent în sistemele de achiziție a datelor.

## Circuite echivalente ale multimetrului

Pornindu-se de la faptul că multimetrul măsoară succesiv diferite mărimi, acesta este conceput dintr-un aparat de bază (care realizează de fapt măsurarea pentru oricare funcție) căruia i se adaugă elemente suplimentare de circuit pentru fiecare dintre celealte mărimi măsurate. Aparatul de bază este un voltmetru de curent continuu (c.c.).

### **1) Măsurarea curentului electric**

- La măsurarea unui curent continuu  $I_X$ , multimetrul devine un ampermetru de c.c., notat cu A în fig.1.
- De exemplu, se dorește măsurarea curentului  $I_X$  printr-un rezistor  $R$  conectat la bornele de ieșire ale unei surse stabilizate de tensiune continuă (ST).
- ST este reprezentată prin circuitul echivalent ( $R_s$  – rezistență internă,  $U_s$  – tensiunea de ieșire de mers în gol).



*Fig. 1*

- Circuitul echivalent la măsurarea curentului  $I_X$  cu multimetrul (folosit ca ampermetru) este cel din fig.1.
- Ampermetrul se conectează în serie cu rezistorul  $R$ . Ampermetrul de c.c. (A) se obține dintr-un voltmetru de c.c. (V) căruia i se conectează, între bornele de intrare, un rezistor  $R^* = 1\Omega$ .
- Voltmetrul este reprezentat prin rezistență sa internă (sau de ieșire)  $R_I$  care are valoare foarte mare – ordinul zeci de  $M\Omega$  ( $x10M\Omega$ ). Astfel, tot curentul  $I_X$  de măsurat trece practic prin  $R^*$ .
- Voltmetrul V măsoară practic tensiunea continuă  $U = I_X \cdot R^*$  de la borne, iar valoarea numerică a tensiunii este egală cu cea a curentului:  $U[V] = I_X[A]$ .
- Este de dorit ca rezistența internă  $R_I$  a voltmetrului să fie cât mai mare pentru ca, prin conectarea ampermetrului în montajul de măsurare, să nu fie afectată valoarea curentului măsurat.
- În absența ampermetrului, curentul de măsurat este  $I_{X1} = \frac{U_s}{R + R_s}$ ,
- După conectarea ampermetrului, curentul de măsurat este  $I_{X2} = \frac{U_s}{R + R_s + \frac{R^* \cdot R_I}{R^* + R_I}}$ .
- Se observă că valorile precizate mai sus pentru  $R^*$  și  $R_I$  asigură  $I_{X2} \approx I_{X1}$ .

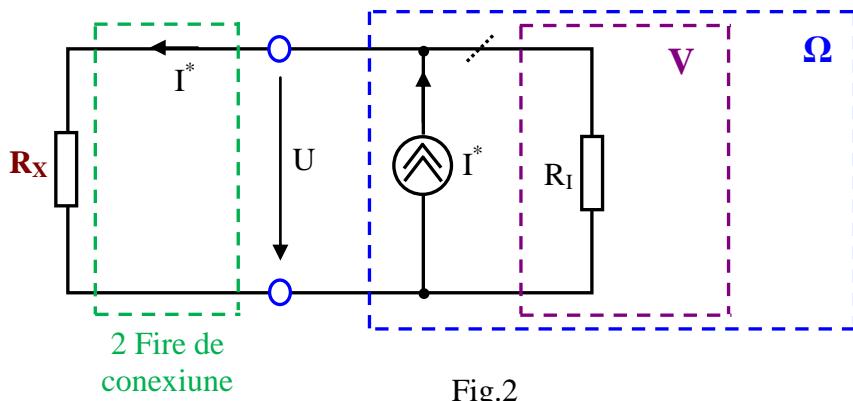
### **Concluzii**

- a) Multimetru folosit ca ampermetru măsoară practic tot tensiunea (aparatul de bază este un voltmetru de cc) și o afișează atașându-i însă unitatea de măsură pentru curent.
- b) Rezistența internă a ampermetrului este  $R^* = 1\Omega$ , deci foarte mică.
- c) Pentru o măsurare precisă a curentului, trebuie îndeplinite condițiile  $R^* \ll R_I$ ,  $R^* \ll R$ ,  $R^* \ll R_s$  și valori neglijabile ale rezistențelor firelor de conexiune.

### **2) Măsurarea rezistenței electrice**

- Rezistorul a cărui rezistență  $R_X$  trebuie măsurată se conectează între bornele de intrare ale ohmmetruului (notat cu Ω în fig.2).

- Circuitul echivalent al montajului cu 2 fire de conexiune, folosit la măsurarea lui  $R_X$ , este cel din fig.2.



- Ohmmetrul se obține dintr-un voltmetru de c.c. (**V**) căruia i se conectează între bornele de intrare o sursă de curent constant  $I^* = 1\text{mA}$ . În fig. 2, această sursă este ideală (are rezistență internă infinită).
  - Tensiunea la bornele voltmetrului are expresia  $U = I^* \cdot \frac{R_X \cdot R_I}{R_X + R_I}$ .
- Dacă  $R_X \ll R_I$ , tot curentul  $I^*$  trece practic prin  $R_X$ , iar voltmetrul **V** măsoară tensiunea  $U = I^* \cdot R_X$ .
- Valoarea numerică a tensiunii  $U$  este egală cu cea a rezistenței  $R_X$  de măsurat:  
 $U[\text{V}] = R_X[\text{k}\Omega]$ , pentru că  $I^* = 1\text{mA}$ .

### Concluzii:

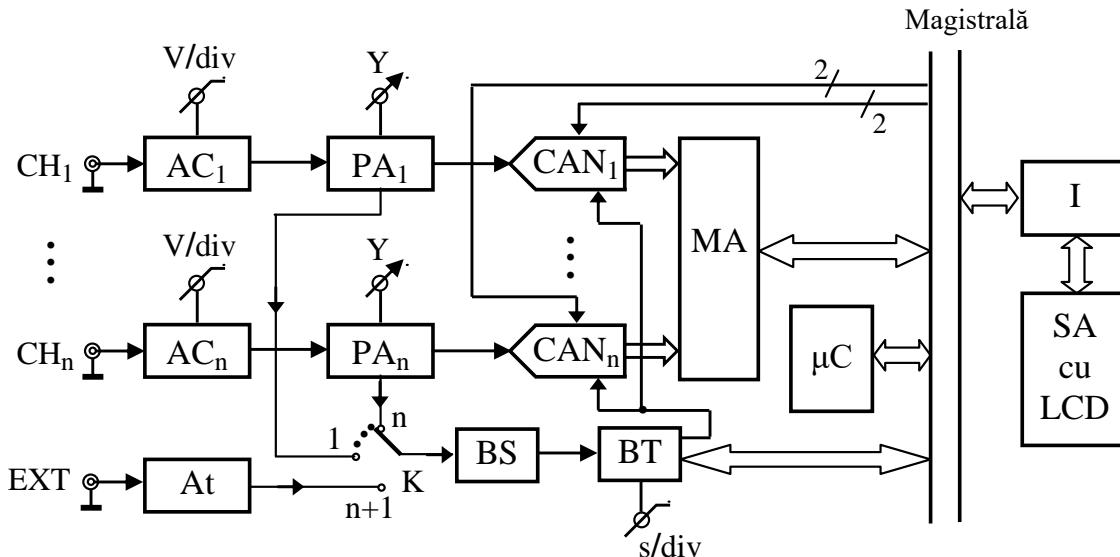
- Multimetru folosit ca ohmmetru măsoară practic tot tensiunea (aparatul de bază este un voltmetru de cc) și o afișează atașându-i însă unitatea de măsură pentru rezistență.
- Pentru ca măsurarea rezistenței  $R_X$  să fie precisă, trebuie îndeplinite următoarele condiții:
  - $R_X \ll R_I$ ,
  - $R_X$  neglijabilă în raport cu rezistențele firelor de conexiune ale ohmmetrului,
  - $R_X$  mult mai mică decât rezistența internă a sursei reale de curent  $I^*$ .

Pentru măsurarea precisă a unor rezistențe de valori foarte mici se recomandă montajul cu 4 fire de conexiune, la care rezistențele firelor de conexiune nu afectează rezultatul măsurării.

## OSCILOSCOPUL NUMERIC

- Osciloscopul numeric (OSC-N) a apărut din necesitatea de a include un osciloscop într-un sistem automat de măsurare, controlat de un calculator. OSC-N folosite în prezent sunt cu 2 sau 4 canale, asigurând vizualizarea simultană a evoluției în timp a tensiunilor aplicate la canalele de intrare.
- OSC-N eșantionează tensiunile ce urmează a fi vizualizate, memorează și apoi prelucrează aceste eșantioane, după care, pe baza lor, asigură reconstituirea, pe un ecran LCD, a evoluțiilor în timp ale tensiunilor respective.
- O caracteristică importantă a OSC-N este rata maximă de eșantionare, exprimată în eșantioane (samples) pe secundă (de ex.  $1\text{GS/s} = 10^9$  eșantioane culese într-o secundă).

 Schema bloc a OSC-N cu n canale este cea din fig.1.



*Fig. 1*

- Fiecare canal  $\text{CH}_i$ ,  $i=1,2,\dots,n$ , este prevăzut cu
  - un atenuator calibrat ( $\text{AC}_i$ ), care permite modificarea factorului de scară pe verticală (responsabil cu desfășurarea sau comprimarea semnalului pe verticală), dintr-un comutator în trepte (V/div),
  - un preamplificator ( $\text{PA}_i$ ), care permite translatărea semnalului pe verticală, din potențiometrul Y.
- Tensiunea de ieșire a fiecărui PA este eșantionată, memorată și apoi convertită într-un cuvânt în cod binar de către convertorul analog-numeric ( $\text{CAN}_1, \dots, \text{CAN}_n$  din fig.1). Aceste cuvinte în cod binar rezultate sunt înscrise într-o memorie rapidă numită memorie de achiziție (MA).
- Microcalculatorul ( $\mu\text{C}$ ) extrage din MA cuvinte pe care le procesează și transmite semnale numerice interfeței I care comandă sistemul de afișare (SA) prevăzut cu un *display cu cristale lichide* (LCD). Microcalculatorul coordonează funcționarea majorității blocurilor electronice din structura OSC-N, conform unui program.
- Blocul bazei de timp (BT) generează un semnal cu ajutorul căruia delimită segmentul (din forma de undă) care va fi vizualizat pe ecranul OSC.

Acest bloc conține un oscilator cu cuarț care este folosit și pentru generarea tactului eșantionării (semnal necesar funcționării CAN).

Sub controlul  $\mu\text{C}$ , BT permite modificarea factorului de scară pe orizontală (responsabil cu desfășurarea sau comprimarea semnalului pe orizontală), dintr-un comutator în trepte (s/div).

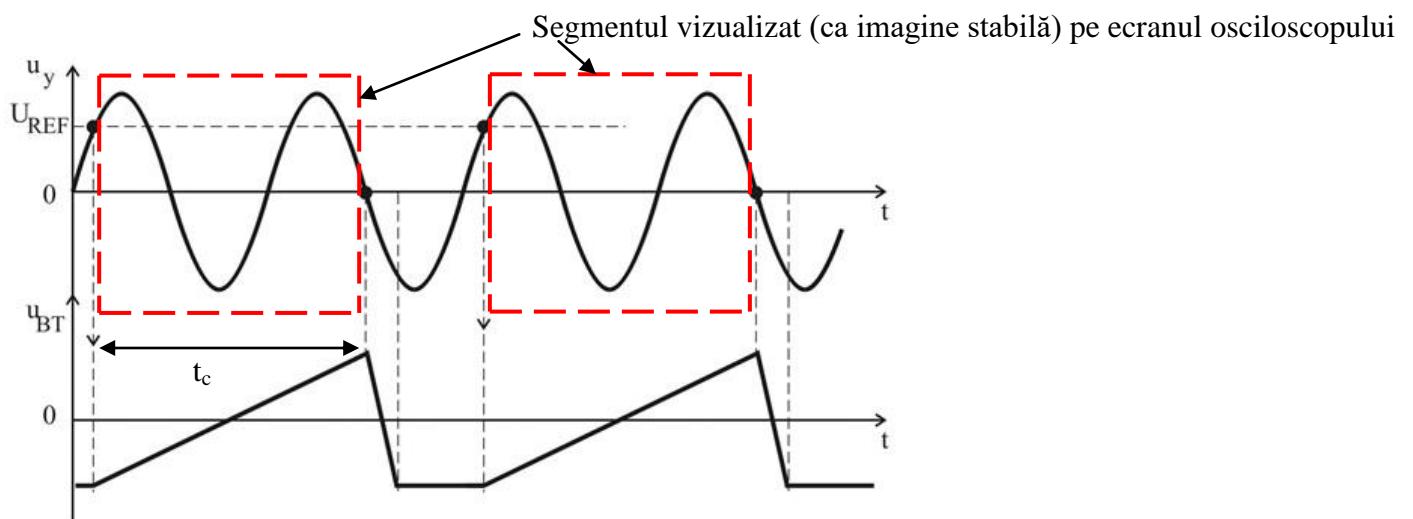
- Blocul de sincronizare (BS) conține un amplificator al semnalului de sincronizare și un comparator. Sincronizarea aparatului poate fi
  - internă, când se realizează după semnalul aplicat la unul dintre cele  $n$  canale de intrare (în fig.1, comutatorul K pe una dintre pozițiile  $1, 2, \dots, n$ ),
  - externă, când se realizează după un semnal extern (în fig.1, comutatorul K pe poziția  $n+1$ ).

De obicei, sincronizarea OSC este internă și este o sincronizare în nivel.

Blocul de sincronizare stabilește punctul de start al segmentului vizualizat pe ecran.

### **Sincronizarea în nivel** (fig.2)

- Se consideră că se vizualizează numai tensiunea  $u_y$  aplicată la canalul 1 al OSC.
- Sincronizarea OSC este internă, după tensiunea de la canalul 1.
- Semnalul generat de blocul bazei de timp are formă de dinți de ferăstrău și se notează cu  $u_{BT}$  în fig.2.
- Blocul de sincronizare generează tensiunea de referință (notată cu  $U_{REF}$  în fig.2) și o compară cu tensiunea de intrare  $u_y$ , în intervalul de timp în care  $u_{BT}$  este pe nivel coborât.
- Când  $u_y = U_{REF}$  și  $u_y$  este pe frontul selectat (crescător, în acest caz), se declanșează baza de timp (adică începe frontul crescător al tensiunii  $u_{BT}$ ).
- Momentul de timp respectiv stabilește punctul de start al segmentului vizualizat.
- Segmentul (din tensiunea  $u_y$ ) care va fi vizualizat pe ecran durează cât frontul crescător al tensiunii  $u_{BT}$ .
- Când frontul crescător al bazei de timp (tensiunea  $u_{BT}$ ) durează mai mult, sinusoida apare mai comprimată pe orizontală ecranului OSC (pe aceeași lățime a ecranului se vizualizează un fragment mai mare din tensiunea  $u_y$ ). Astfel, blocul bazei de timp permite modificarea factorului de scară pe orizontală (s/div) prin reglarea duratei  $t_c$  a frontului crescător al  $u_{BT}$ .



**Fig. 2**

## Montajele cu 2, 3 și 4 fire de conexiune folosite pentru măsurarea unei rezistențe electrice

Există montaje cu 2, 3 sau 4 fire de conexiune pentru măsurarea unei rezistențe electrice. Aceste montaje vor fi prezentate pentru cazul măsurării rezistenței electrice a unei termorezistențe.

**Termorezistența** este un senzor de temperatură a cărui rezistență electrică crește la creșterea temperaturii mediului în care este imersată. Pentru temperaturi pozitive, dependența rezistență–temperatură este  $R_\theta = R_0(1 + A \cdot \theta + B \cdot \theta^2)$ , unde  $R_\theta$  este rezistența termorezistenței la temperatura  $\theta[^{\circ}\text{C}]$  care trebuie măsurată,  $R_0$  este rezistența termorezistenței la  $0^{\circ}\text{C}$ , iar  $A$  și  $B$  sunt constante cunoscute.

Se observă că rezistența senzorului depinde neliniar de temperatura măsurată.

a) Schema de principiu a montajului cu 2 fire de conexiune este dată în fig.1.a.

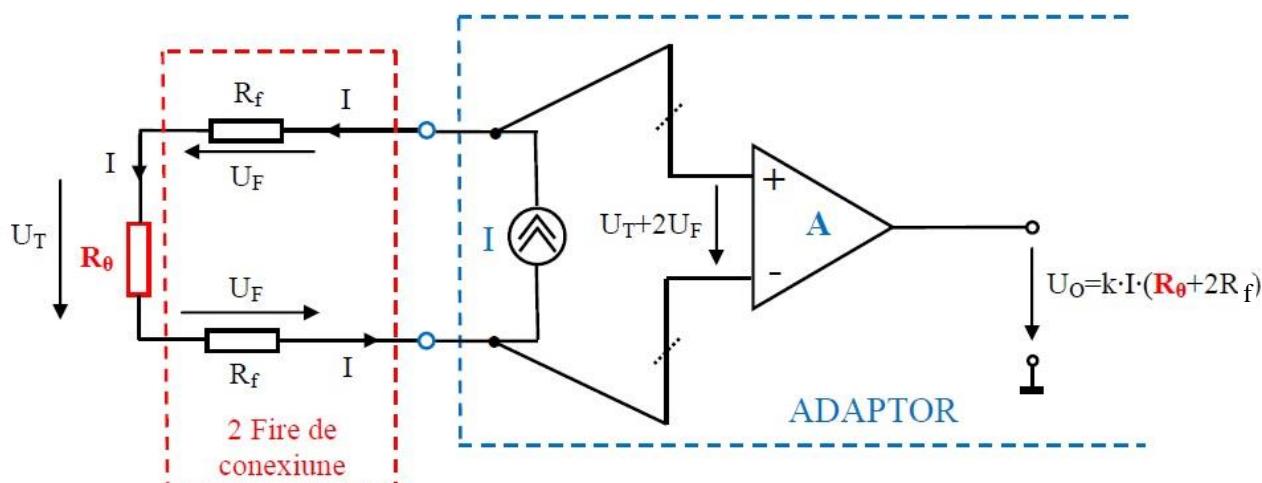


Fig.1.a

- Adaptorul traductorului (sau blocul de condiționare a semnalelor) conține, la intrare, o sursă ideală de curent constant ( $I$ ) și un amplificator de tensiune ( $A$ ).
- Amplificatorul este de instrumentație și are tensiunea diferențială de intrare  $U_{ID} = U_T + 2U_F$ .
- Ca urmare, tensiunea de ieșire a amplificatorului va fi  $U_O = k(U_T + 2U_F) = k \cdot I \cdot (R_\theta + 2R_f)$ .
- Se observă că rezistențele firelor de conexiune ale termorezistenței afectează rezultatul măsurării rezistenței electrice a termorezistenței.

b) Schema de principiu a montajului cu 3 fire de conexiune este dată în fig.1.b.

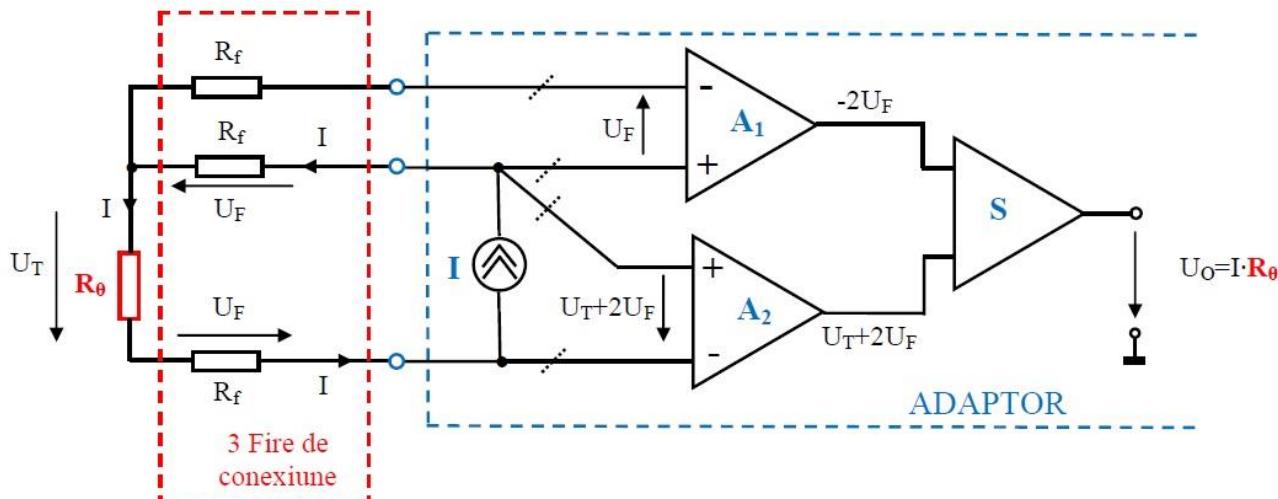


Fig.1.b

- Adaptorul traductorului (sau blocul de condiționare a semnalelor) conține, la intrare, o sursă ideală de curent constant ( $I$ ), 2 amplificatoare de tensiune ( $A_1$  și  $A_2$ ) și un sumator (neinvensor) de tensiune ( $S$ ).

- $A_1$  este un amplificator de instrumentație (cu tensiunea diferențială de intrare  $U_F$  și amplificarea de tensiune  $A_U = 2$ ) urmat de un inversor de tensiune.
- $A_2$  este un amplificator de instrumentație cu tensiunea diferențială de intrare  $(U_T + 2U_F)$  și amplificarea de tensiune  $A_U = 1$ .
- La ieșirea sumatorului de tensiune se obține  $U_O = U_T = I \cdot R_\theta$ , adică o tensiune care
  - nu depinde de rezistențele firelor de conexiune și
  - este proporțională cu rezistența  $R_\theta$  a senzorului .
- Se observă că rezistențele firelor de conexiune ale termorezistenței nu afectează rezultatul măsurării rezistenței electrice a termorezistenței.

c) Schema de principiu a montajului cu 4 fire de conexiune este dată în fig.1.c.

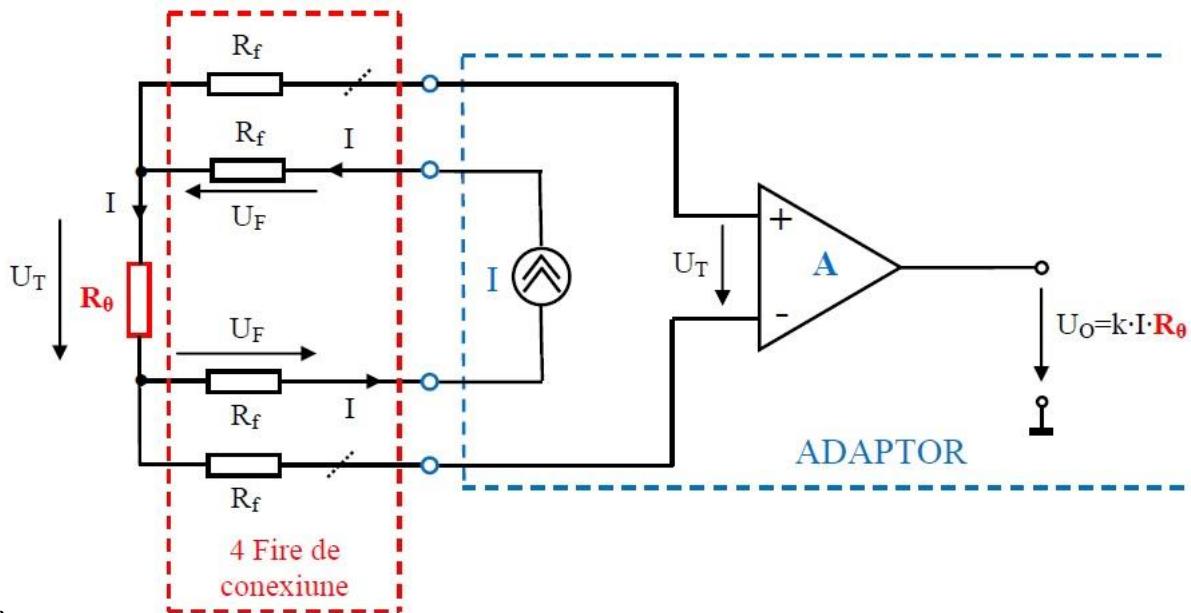


Fig.1.c

- 2 fire de conexiune sunt folosite pentru alimentarea termorezistenței cu un curent constant  $I$  furnizat de o sursă ideală de curent constant.
- 2 fire de conexiune sunt conectate la intrările unui amplificator de instrumentație A. În concluzie, prin aceste fire nu circulă curent.
- Tensiunea de ieșire a amplificatorului este  $U_O = k \cdot U_T = k \cdot I \cdot R_\theta$ , adică o tensiune care
  - nu depinde de rezistențele firelor de conexiune și
  - este proporțională cu rezistența  $R_\theta$  a senzorului .
- Se observă că rezistențele firelor de conexiune ale termorezistenței nu afectează rezultatul măsurării rezistenței electrice a termorezistenței.

## SENZORI ȘI TRADUCTOARE DE TEMPERATURĂ

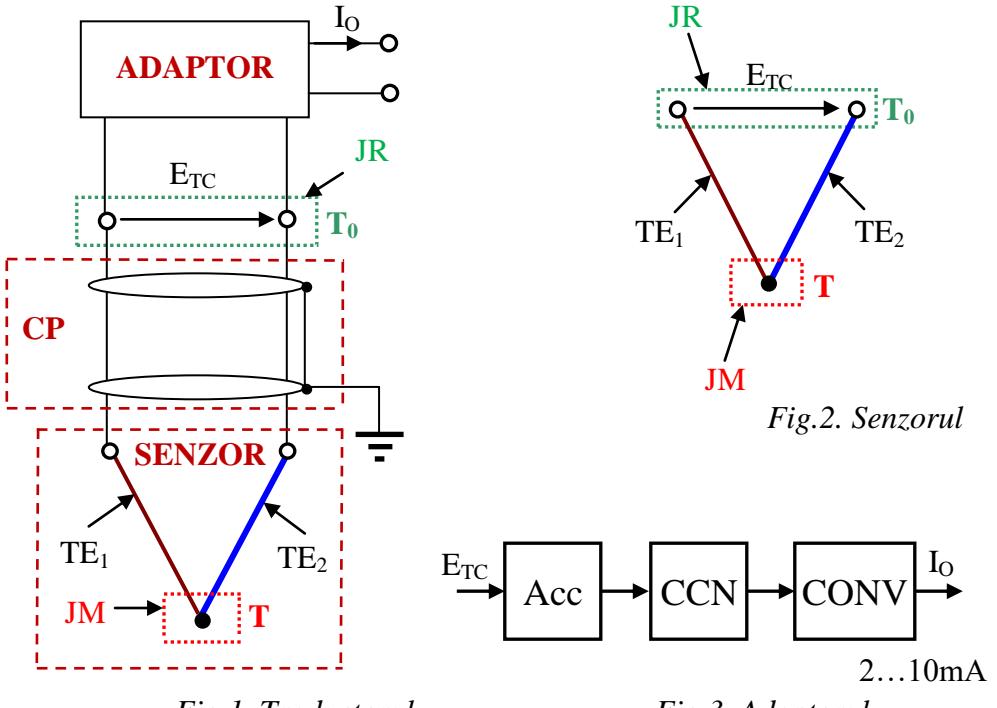
### A) Senzori de temperatură cu dispozitive semiconductoare

- Funcționarea acestor senzori se bazează pe
  - dependența de temperatură a tensiunii  $U_{AK}$  la bornele unei diode semiconductoare în conducție,
  - dependența de temperatură a tensiunii  $U_{BE}$  la un tranzistor bipolar în conducție, funcționând în regim activ normal.
- Dacă senzorul de temperatură este o diodă semiconductoare, curentul anodic este
 
$$I_A = I_S \left[ \exp\left(\frac{U_{AK}}{U_T}\right) - 1 \right],$$
 relație în care  $U_T = \frac{K}{e} \cdot T$  (unde  $T$  este temperatura joncțiunii, exprimată în  $^{\circ}\text{K}$ , iar  $K$  și  $e$  sunt constante cunoscute). Curentul de saturatie  $I_S$  se consideră constant. În aceste condiții,
 
$$U_{AK} = U_T \cdot \ln\left(\frac{I_A}{I_S} + 1\right).$$
 Dacă  $I_A$  este constant, există o dependență liniară  $U_{AK}=f(T)$ . **Domeniul temperaturilor măsurate este  $-20\dots+100^{\circ}\text{C}$ .**
- Dacă senzorul de temperatură este un tranzistor bipolar funcționând în regim activ normal, pentru  $U_{BE} \gg U_T$  (se cunoaște  $U_T \approx 25\text{mV}$ ) și  $U_{CE} > 3\text{V}$  se obține  $I_C \approx \alpha_N \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right)$ . Tensiunea  $U_{BE}$  rezultă de forma  $U_{BE} = \frac{KT}{e} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{\alpha_N I_{ES}}\right)$ . Dacă  $I_C$  este constant,  $U_{BE}$  depinde liniar de temperatura  $T$  (se cunosc constantele  $K$ ,  $e$ ,  $\alpha_N$ ,  $I_{ES}$ ). **Domeniul temperaturilor măsurate este  $-55\dots+150^{\circ}\text{C}$ .**

### B) Traductorul de temperatură cu termocuplu

Acum traductor (reprezentat în fig. 1) este compus din senzor (termocuplu), cabluri de prelungire (CP) și adaptor. Mărimea de intrare a traductorului este temperatura  $T$  (care trebuie măsurată), iar mărimea de ieșire este adesea un curent electric  $I_O$  (mărime analogică).

- Termocuplul (fig.2) este senzorul traductorului și convertește temperatura  $T$  măsurată într-o tensiune termoelectromotoare  $E_{TC}$ .
  - Termocuplul este constituit din 2 fire din materiale omogene, de natură diferită, numite termoelectrozi ( $TE_1$  și  $TE_2$ ).
  - Cele 2 fire sunt sudate la unul din capete, punct numit joncțiune de măsurare (JM). Capătul respectiv este cufundat în mediul a cărui temperatură  $T$  trebuie măsurată.
  - Capetele libere ale termoelectrozilor formează joncțiunea de referință (JR).



- Între capetele libere ale termoelectrozilor apare o tensiune termoelectromotoare, cu expresia  $E_{TC}=K_{TC}(T-T_0)$ , unde  $T_0$  este *temperatura joncțiunii de referință*, iar  $K_{TC}$  este sensibilitatea termocuplului și depinde de natura termoelectrozilor ( $K_{TC}=0,005\ldots0,07\text{mV}^{\circ}\text{C}$ ).

➤ **Cablurile de prelungire** (CP în fig.1) sunt 2 conductoare izolate electric.

De obicei, se impune ca joncțiunea de referință să fie menținută la temperatura  $T_0 = 0^{\circ}\text{C}$ .

Apare astfel necesitatea folosirii unor cabluri de legătură (prelungire) care deplasează (transferă) joncțiunea de referință în apropierea adaptorului, la distanță față de joncțiunea de măsurare.

➤ **Adaptorul** (fig.3) are ca mărime de intrare tensiunea termoelectromotoare  $E_{TC}$  (generată de termocuplu) și ca mărime de ieșire curentul continuu  $I_O$  (semnal unificat, 2...10mA).

- Adaptorul conține, în principiu,
  - a) un *amplificator* de curent continuu (Acc în fig.3),
  - b) un *circuit de compensare a neliniarității caracteristicii statice de transfer a senzorului* (CCN în fig.3) și
  - c) un *convertor tensiune continuă–curent continuu* (notat CONV în fig.3).
- Tensiunea  $E_{TC}$  generată de termocuplu are valori foarte mici (max. 10mV). Ca urmare, amplificatorul Acc trebuie să prezinte o amplificare mare de tensiune și o impedanță mare de intrare.
- Circuitul de compensare a neliniarității este necesar deoarece caracteristica statică de transfer a termocuplului ( $E_{TC}=f(T)$ ) este neliniară, iar caracteristica statică de transfer a traductorului ( $I_O=f(T)$ ) se dorește a fi liniară.

#### PRECIZARE

Detaliile marcate cu **bleu** în text nu trebuie memorate.

## Traductoare și sisteme multisenzoriale

### A) Traductoare

Traductorul este un element funcțional tipic din structura sistemelor automate, care convertește o mărime fizică sau chimică, proprie unui sistem, într-o mărime electrică sau pneumatică.

Exemplu simplu – Sistem automat de reglare a temperaturii (fig.1)

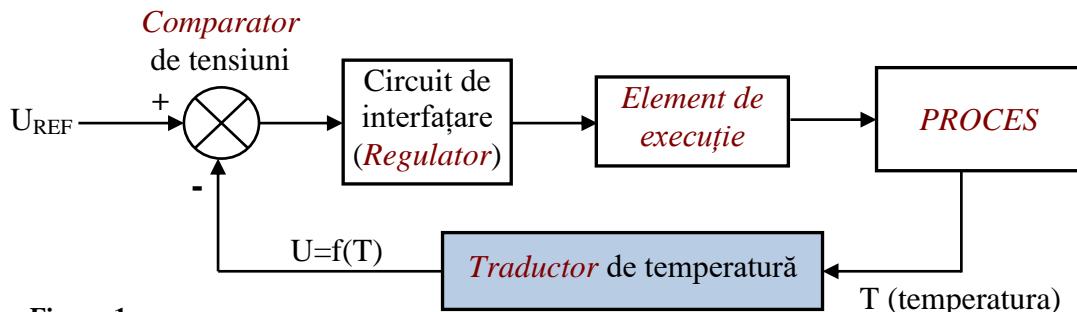


Figura 1

- Scopul este menținerea temperaturii  $T$  (într-o incintă = proces) între 2 valori prestabilite ( $T_1$  și  $T_2$ ).
- Traductorul este plasat pe calea de reacție negativă a sistemului automat; în acest exemplu, mărimea de ieșire a traductorului este analogică: tensiunea  $U=f(T)$ , semnal unificat (0...10V).
- Mărimea de referință  $U_{REF}$  corespunde temperaturii  $T_{REF}=0,5(T_1+T_2)$ .
- Comparatorul de tensiuni este cu histerezis și este implementat cu amplificator operațional. Circuitul se proiectează astfel încât cele 2 praguri de comutare ( $U_1$  și  $U_2$ ) corespund temperaturilor  $T_1$  și  $T_2$ .
- Circuitul de interfațare substituie regulatorul în acest sistem automat simplu. Circuitul de interfațare poate fi constituit dintr-un releu electromagnetic comandat de un tranzistor bipolar.
- Elementul de execuție poate fi un rezistor care, prin încălzire, acționează asupra procesului în sensul creșterii temperaturii. Contactul releului se inseriază în circuitul de alimentare al rezistorului.

Fig.2 prezintă structura generală a unui traductor.

- a) Senzorul (sau elementul sensibil) detectează mărimea  $x$  de intrare a traductorului. Mărimea  $x$  modifică starea senzorului, ceea ce conduce la
- apariția unui semnal la ieșirea senzorului (de ex. se generează o tensiune) sau
  - variația unor parametri de material (de ex. rezistența electrică) ai senzorului.

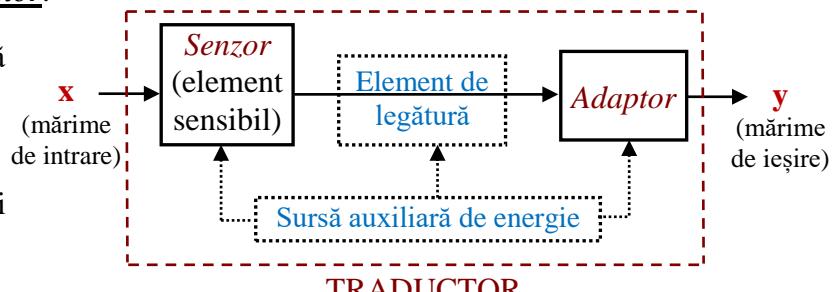


Figura 2

- b) Adaptorul este un ansamblu de circuite electronice care au rolul de a adapta semnalul de la ieșirea senzorului la cerințele impuse de aparatura de automatizare care îl utilizează.
- c) Elementul de legătură și sursa auxiliară de energie sunt blocuri suplimentare. Elementul de legătură apare atunci când senzorul este situat la distanță față de adaptor. Sursa de energie este necesară pentru alimentarea cu tensiuni a celorlalte blocuri din structura traductorului.

Traductoarele folosite în automatizările industriale au semnale de ieșire unificate, adică semnalul de ieșire are un domeniu fixat de valori (de ex. 0...5V, 0...10V, 2...10mA sau 4...20mA), indiferent de domeniul de valori al mărimii de intrare sau de natura mărimii de intrare. Apare astfel posibilitatea tipizării echipamentelor de conducere.

### B) Sisteme multisenzoriale

- Un senzor este un dispozitiv care recepționează un stimul (de natură fizică, chimică sau biologică) și răspunde cu un semnal, de regulă electric (analogic sau numeric).
- Un sistem format din mai mulți senzori (de același tip sau diferiți) care operează împreună în vederea furnizării de informații cu privire la anumiți parametri necesari determinării stării unui obiect, proces sau fenomen, poartă denumirea de sistem multisenzorial.

- Există mai multe generatii de senzori / sisteme multisenzoriale, iar 2 dintre acestea sunt prezentate mai jos.

a) **Generatia din fig.3**

Senzorul conține un element sensibil (ES) și un circuit pentru condiționarea semnalului furnizat de ES. Prelucrarea semnalului analogic rezultat se realizează la distanță, unde există un convertor analog-numeric (CAN) și un microcontroler ( $\mu$ C). Mai sunt prevăzute o memorie de programe (ROM) și una de date (RAM). Fluxul informațional între senzor și nivelul superior de procesare a informației este unidirecțional.

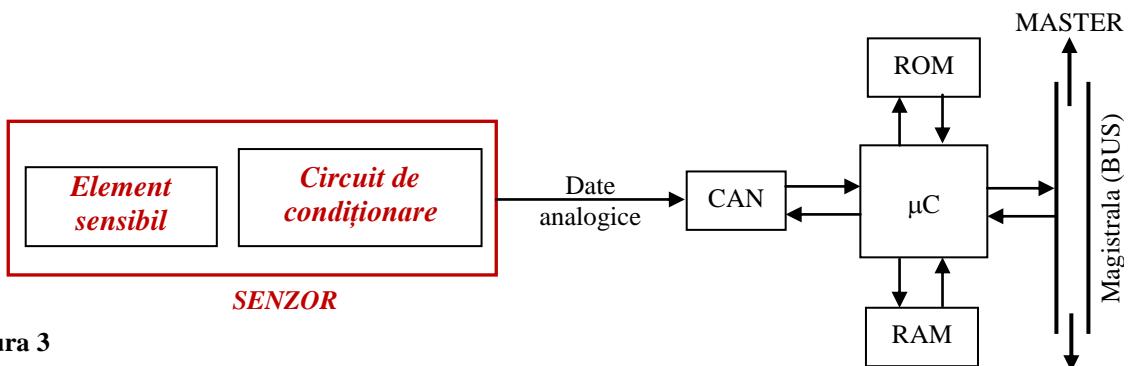


Figura 3

- b) **Generatia din fig.4** presupune un *sistem multisenzorial* (modul monolitic sau hibrid) cu structură complexă. Acesta include matricea de senzori, circuitul pentru citirea matricei de senzori (CR), circuitul de condiționare a semnalelor (CC), un convertor analog-numeric (CAN), o memorie PROM și un microcontroler propriu ( $\mu$ C<sub>MS</sub>). Fluxul informațional între sistemul multisenzorial și nivelul superior de procesare a informației este bidirecțional, numeric în ambele sensuri.

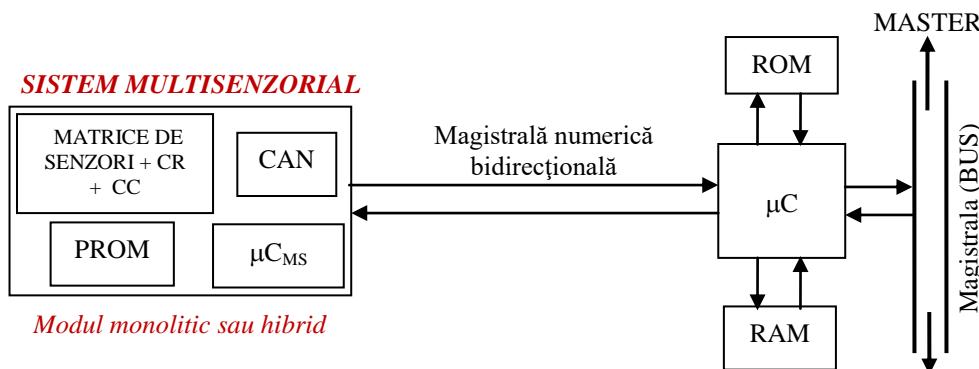


Figura 4

### PRECIZARE

Detaliile marcate cu bleu în text nu trebuie memorate.