

1. SAD-uri: performanțe, clasificare

Pentru stocare, vizualizare și prelucrare, datele analogice sunt achiziționate sub formă numerică; se utilizează sisteme de achiziție de date (SAD) a căror parte esențială este convertorul analog-numeric CAN + circuite de condiționare a semnalelor de intrare, multiplexoare analogice sau numerice, dispozitive de eșantionare cu reținere, registre temporare de memorare a informației numerice convertite, precum și un bloc de comandă care să asigure sincronizat efectuarea operațiilor interne din cadrul unui SAD.

Performanțele unui SAD sunt date de:

- rezoluția și precizia cu care se realizează conversia A/N;
- numărul canalelor analogice investigate (servite);
- frecvența de eșantionare pe fiecare canal;
- cadența de transfer prin SAD, adică numărul maxim de eșantioane convertite care se obțin la ieșire în unitatea de timp (indiferent de canalul de pe care provin);
- facilitățile oferite de condiționare a semnalului de intrare;
- costul SAD-ului.

Clasificarea SAD-urilor poate fi făcută după următoarele criterii:

a) în funcție de condițiile mediului în care lucrează:

- SAD-uri pentru medii de laborator (condiții favorabile);
- SAD-uri pentru medii cu condiții grele (echipamente militare, instalații telecomandate, procese industriale);

b) în funcție de numărul de canale analogice investigate (monitorizate):

- SAD-uri cu un singur canal;
- SAD-uri cu mai multe canale.

SAD-urile multicanal pot fi:

- cu multiplexarea numerică a ieșirilor din CAN-uri, fiecare CAN corespunzând unui canal;
- cu multiplexarea analogică a ieșirilor din dispozitivul de eșantionare și reținere (DER), la fiecare canal analogic corespunzând un DER;

- cu multiplexarea analogică a semnalelor de intrare de nivel mare și un singur DER;

- cu multiplexarea analogică a semnalelor de intrare de nivel scăzut și amplificator programabil (AFAP) + DER

c) din punct de vedere constructiv, ținând seama de posibilitățile locale existente la un proces care urmează a fi supravegheat și/sau condus cu un calculator, se disting:

- SAD-uri tip concentrator de date - denumit și dispozitiv secundar compact - în care se stochează date sub formă numerică de la mărimi de proces aferente unei zone (arii) de răspândire spațială, fiecare concentrator fiind conectat la postul central (dispecer) prin intermediul unei magistrale de câmp;

- SAD-uri de tip placă multifuncțională de intrări/ieșiri analogice și numerice compatibilă cu magistrala de PC (plug in);

- SAD-uri de tip modul multifuncțional pentru intrări/ieșiri analogice și numerice, organizat în jurul unui microcontroller, cu alimentare proprie și comunicație la distanță prin magistrală multipunct (tip RS-485) – stand alone;

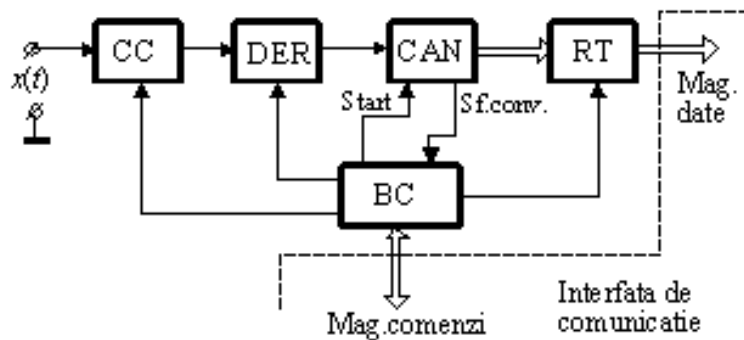
- SAD-uri de tip terminal inteligent (traductor / element de acționare inteligent) destinat unei singure mărimi de intrare/comandă, care lucrează printr-o interfață serială multipunct cu un PC (post dispecer);

- SAD-uri de tip aparate/instrumente programabile cuplate între ele prin interfață paralelă, gestionarea interfeței fiind asigurată de un controller de sistem.

NOTA: Structurile de SAD-uri de tip stand alone se realizează – în prezent – și în versiune wireless (de exemplu WiFi).

2.SAD-uri monocanal.

Structura unui SAD monocanal este prezentată în figura....



Semnalul analogic de intrare $x(t)$ este aplicat unui circuit de condiționare CC care poate îndeplini, după caz, una sau mai multe din funcțiile: amplificare/atenuare, compresie, axare, integrare/derivare, filtrare pentru rejecția zgomotelor de frecvență industrială sau înaltă frecvență.

În continuare, dispozitivul de eșantionare cu reținere DER asigură o valoare constantă la ieșire pe toată durata conversiei efectuată de CAN.

→ un CC asigură aducerea semnalului de intrare $x(t)$ în domeniul de lucru al CAN-ului (funcție similară unui circuit de intrare CI corelat cu circuitul de prelucrare intermediară CPI de la un traductor analogic), precum și eliminarea (sau cel puțin diminuarea) influențelor externe.

Când s-a sfârșit conversia, echivalentul numeric este memorat într-un registru temporar RT.

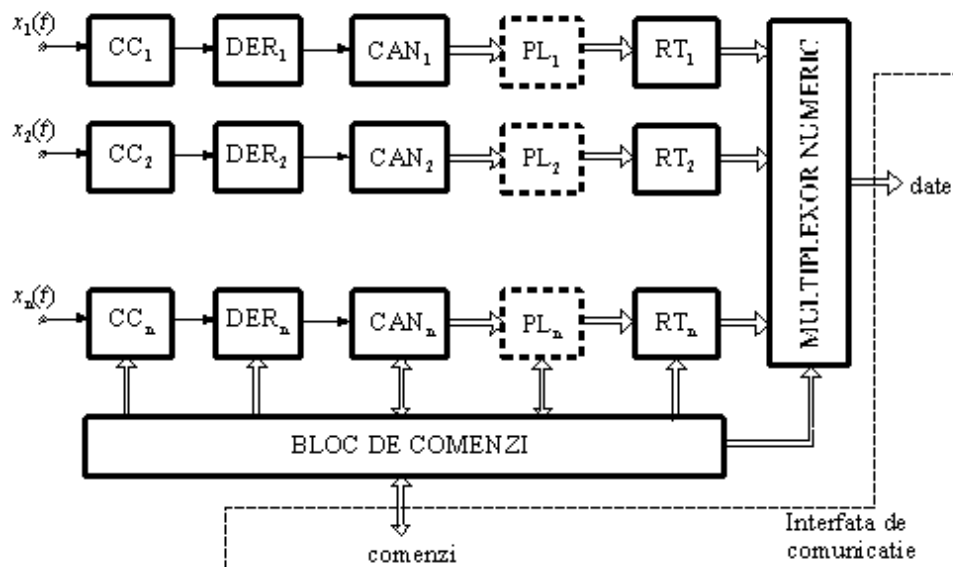
Sincronizarea operațiilor în cadrul SAD-ului este asigurată de blocul de comenzi BC.

3. SAD-uri multicanal cu multiplexare numerică.

Pentru achiziția semnalelor analogice, care necesită o frecvență de eșantionare la limita performanțelor CAN-urilor, se realizează SAD-uri multicanal având structura - pe fiecare canal - a SAD-urilor monocanal, iar valorile numerice sunt transmise mai departe prin intermediul unei multiplexări numerice (figura...)

Sunt avantajoase din următoarele considerente:

- se pot utiliza CAN-uri relativ lente și în consecință ieftine;
- sunt foarte indicate la aplicații industriale, cu traductoare răspândite pe o suprafață mare;
- procesorul local PL poate opera asupra datelor numerice ce urmează a fi multiplexate.



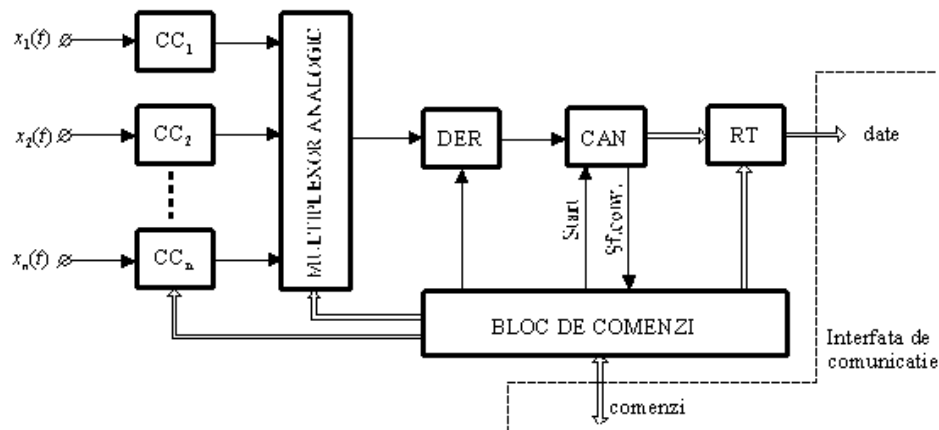
4. SAD-uri multicanal cu multiplexare analogică.

În cazul când frecvența de eșantionare impusă nu este prea mare, iar CAN-ul poate executa toate conversiile pe cele n canale între două eșantionări succesive, se utilizează SAD-uri multicanal, cu multiplexare analogică, ca în figura....

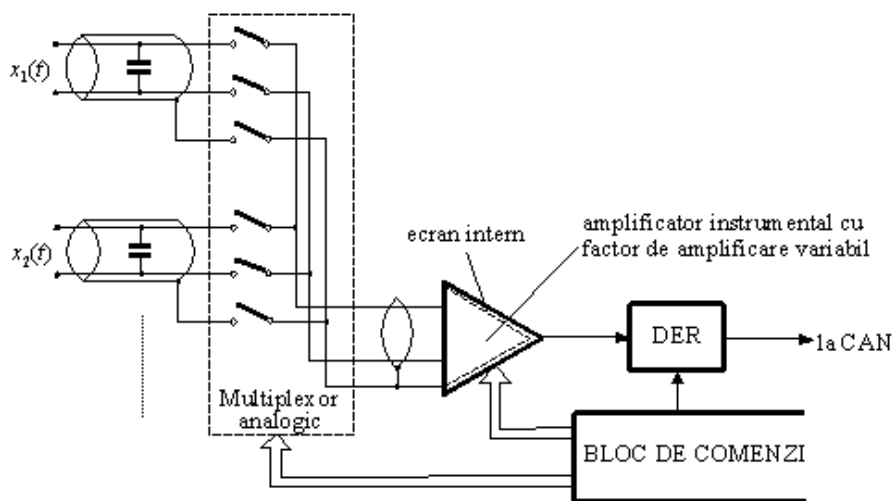
Un ciclu global de conversie este alcătuit din n cicli individuali de conversie în care, succesiv, fiecare intrare este adusă prin intermediul multiplexorului analogic la intrarea DER-ului unde este eșantionată și reținută, este convertită în echivalent numeric de CAN și memorată în locația corespunzătoare din RT

Pentru semnale de nivel scăzut se utilizează SAD-uri cu multiplexare analogică având în intrare configurația din figura....

Pentru a diminua efectul perturbațiilor se utilizează ecranarea individuală și eventual filtrarea trece-jos pasivă (cu capacitate), în consecință multiplexorul analogic trebuie să fie capabil să comute atât firele de semnal cât și ecranul.



Preluarea semnalului util se face cu un amplificator instrumental cu gardare (ecran) având factorul de amplificare programabil, în acest fel utilizându-se cât mai eficient rezoluția conversiei analog-numerice



5. SDD-uri; performanțe, clasificare, prezentarea celor două variante de SDD-uri

După ce datele au fost achiziționate, prelucrate numeric de dispozitivele de automatizare, ele trebuie distribuite către elementele de acționare sub formă de comenzi numerice sau analogice

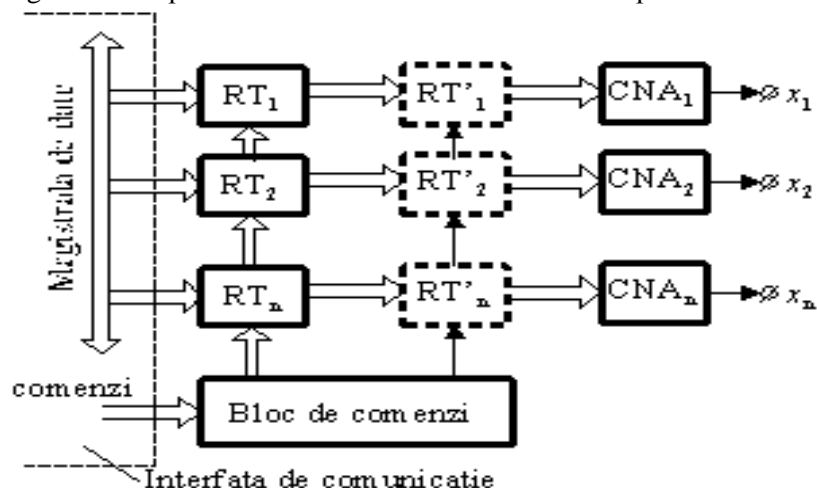
Probleme deosebite ridică sistemele de distribuție a datelor sub formă analogică, care necesită prezența unui CNA, a căror performanțe sunt date de:

- rezoluția și precizia conversiei numeric-analogice;
- numărul canalelor analogice servite;
- frecvența de extragere a eșantioanelor de date pe fiecare canal;
- timpul de stabilizare impus semnalului analogic pe canal;
- natura sarcinii și puterea absorbită de aceasta pe fiecare canal;
- costul SDD-ului.

Distribuirea datelor este mai puțin sensibilă la perturbații ca achiziția acestora, totuși zgomotul provocat de cuantizare și eșantionare deranjează, de aceea după CNA se prevăd circuite de ieșire care conțin filtre urmate de amplificatoare de putere (repetoare).

SDD-uri cu CNA pe fiecare canal analogic

În figura... este prezentată structura unui SDD cu CNA pe fiecare cale.



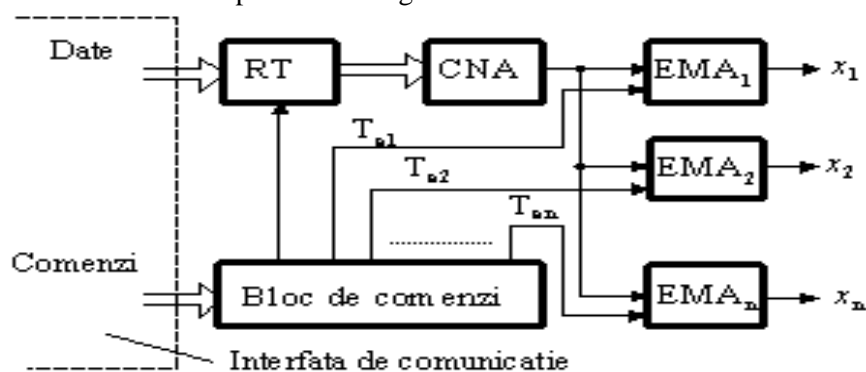
Datele, prezente secvențial pe magistrala de date, sunt încărcate succesiv în registrele temporare RT1, ..., RTn (sub supervizarea blocului de comenzi) și, fiind prezente în permanență la intrările CNA1, ..., CNA_n, sunt transformate în ieșiri analogice $x_1(t)$, ..., $x_n(t)$.

Dacă este necesar ca momentul schimbării mărimilor analogice din ieșire să fie același se prevăd registrele suplimentare RT'1, ..., RT'n a căror încărcare se face simultan, după ce s-au încărcat secvențial RT1, ..., RTn

Concluzie: se poate opera pe o comunicație serială între unitatea de prelucrare și SDD

SDD-uri cu un singur CNA și memorie analogică pe fiecare canal

Un astfel de SDD este prezentat în figura....



Datele sosite pe magistrala de date a sistemului sunt memorate secvențial - canal cu canal - în registrul temporal RT

După conversia numeric analogică datele sunt memorate analogic în blocurile de eșantionare și memorare analogică EMA, la momentele date de timpii de eșantionare T_{e1} , T_{e2} , ..., T_{en}

Între două momente de eșantionare succesivă pe același canal de ieșire, informația analogică memorată nu trebuie să se altereze esențial, în consecință se procedează la reîmprospătarea periodică a memoriei analogice. Sunt recomandate la rezoluții moderate - tipic 8 biți.

6. Noțiunea de traductor/senzor inteligent; cerințe, model general.

Ca *definiție generală traductorul* este un *convertor de energie*, transformând un semnal de o anumită natură fizică, în alt semnal de altă natură fizică. → extensia noțiunii și la *dispozitivul de acționare*, care returnează comanda necesară pentru automatizarea procesului în concordanță cu cerințele de conducere (reglare) impuse. Vom atribui noțiunea de **traductor** atât elementului care preia informația de la parametrul de proces – traductorul propriu-zis în acceștiunea clasică – cât și celui care generează mărimea de execuție către proces (dispozitivul de acționare sau actuatorul).

Integrarea în structura traductorului a unei unități de calcul de tip microprocesor sau microcontroler, împreună cu blocurile de condiționare, conversie și interfața de comunicație, a permis obținerea de traductoare inteligente.

Noțiunea de traductor / senzor inteligent

Există diferite definiții ale traductorului inteligent; una din cele mai cuprinzătoare – pe care o vom folosi în continuare – este dată în standardul IEEE 1451.2/1997.

Un **traductor inteligent** este “un traductor care realizează funcții suplimentare față de cele necesare reprezentării corecte a cantității trimise sau controlate; această funcționalitate simplifică integrarea traductorului în aplicații dintr-un mediu ‘rețelizat’.”

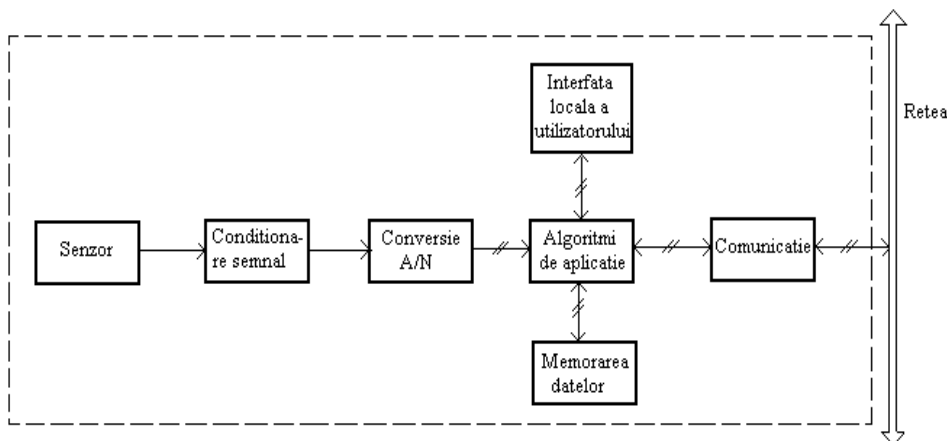
Standardul se referă la termenul general de “traductor” atribuit atât senzorilor cât și dispozitivelor de acționare (actuatoare) → un senzor inteligent este “o versiune de senzor a unui traductor inteligent”.

Un senzor inteligent trebuie să facă mai mult decât să dea un răspuns corect sau să comunice într-un format digital → un senzor inteligent adaugă valoare datelor, în sensul de a permite sau suporta procese distribuite și de a lua decizii.

Facilitățile dorite de la un senzor inteligent pot include:

- autoidentificarea;
- autodiagnosticarea;
- “conștiența timpului”, în sensul marcării timpului corelat cu canalul de pe care se colectează datele;
- “conștiența locației”, în sensul marcării poziției spațiale pentru fiecare canal;
- funcții de ordin superior ca: prelucrare de semnale, colectare și stocare de date, detectarea evenimentelor și raportarea lor, fusiunea datelor, adică a măsurărilor provenite de la canale multiple;
- conformitatea cu standarde de comunicație a datelor și protocoale de control a corectitudinii acestora.

În figura... se prezintă un model general de senzor inteligent



Modelul arată domeniul complet al funcțiilor senzorului inteligent plecând de la elementul sensibil din lumea reală – din stânga – prin condiționare și conversie către domeniul digital și – în final – către rețeaua de comunicație din dreapta.

Memoria de date poate fi folosită atât pentru stocarea datelor, dar și pentru parametrii dispozitivului, cum ar fi TEDS (Transducer Electronic Data Sheets) definite în standardele IEEE 1451.

Blocul central, denumit “*Algoritmi de aplicație*”, realizează inteligența, care face din senzor un dispozitiv inteligent. Acest bloc poate include *mașina de corecție* care realizează compensarea și corecția neliniarităților, ca și o serie de funcții de nivel înalt cum ar fi: procesarea complexă a semnalului digital, istoricul semnalului după un algoritm impus, detecția evenimentului la situații critice, fusiunea datelor, realizarea unor algoritmi de reglare de tip PID etc.

Multitudinea algoritmilor de aplicație implementați la nivelul senzorului inteligent face posibilă migrarea inteligenței către punctul de măsurare/comandă, degrevând astfel serverul de aplicație de aceste operații consumatoare de resurse și timp.

Figura... arată configurația unui dispozitiv cu un singur canal, în realitate fiind posibile configurații cu canale multiple. Exemplificare: un traductor inteligent de temperatură cu termocuplu.

De asemenea, în figura... nu sunt prevăzute (dispușe) elementele care permit conștientizarea în timp și spațiu (de exemplu conștientizarea timpului poate fi făcută prin rețeaua de comunicație, iar localizarea prin fixarea coordonatelor în cadrul memoriei traductorului la o configurație staționară, sau prin GPS la una mobilă).

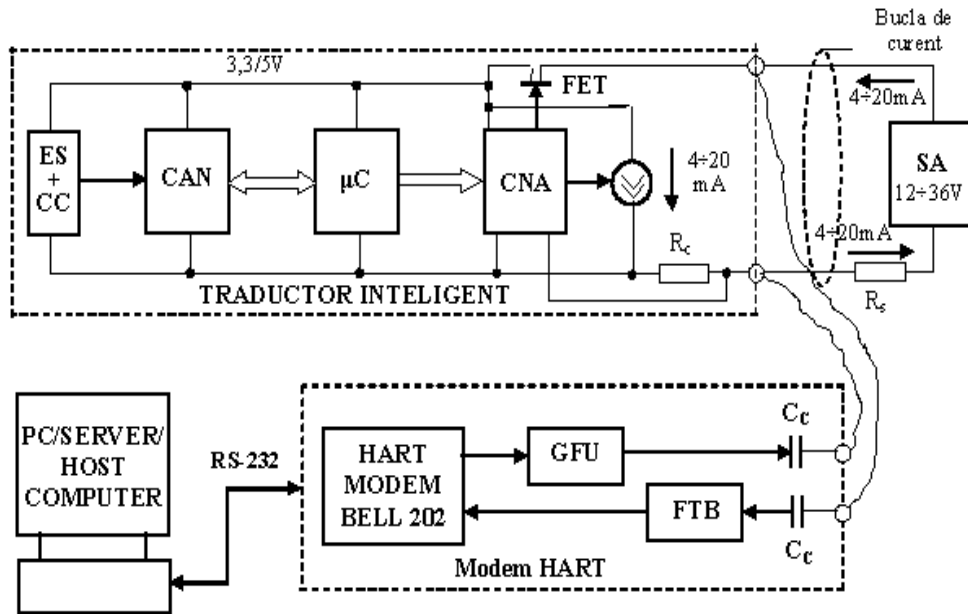
Partajarea blocurilor funcționale expuse în figura..., ca și a specificațiilor de detaliu, a constituit sarcina Comitetului Tehnic nr.9 din cadrul NIST (National Institute of Standards and Technology).

7. Exemplu de traductor inteligent bazat pe comunicația HART.

Un exemplu de traductor inteligent este prezentat în figura... la care protocolul de comunicație este HART.

Variațiile elementului sensibil ES (senzor) sunt condiționate analogic de circuitul de condiționare CC, după care sunt convertite digital de convertorul analog-numeric CAN

Urmează prelucrarea numerică a semnalului digital obținut de la senzor: corecția neliniarităților (se folosește metoda de liniarizare prin aproximare polinomială), alte categorii de prelucrări care garantează obținerea performanțelor statice ale traductorului inteligent.



Structura electronică propriu-zisă a traductorului este realizată cu circuite integrate ultra low power lucrând la tensiuni de alimentare de 3,3V sau 5V; această tensiune este obținută din bucla de curent 4÷20mA cu ajutorul unui tranzistor FET. În același timp, prin convertorul numeric-analogic CNA, echivalentul numeric al intrării măsurate și corectate este convertit în curent continuu cu variație în limite unificate 4÷20mA (a se vedea generatorul de curent comandat în tensiune și rezistența de control R_c , căderea de tensiune pe aceasta fiind folosită în elaborarea tensiunii de comandă într-o manieră similară unui sistem cu urmărire).

Traductorul inteligent, prin modul lui de construcție, poate lucra independent comunicând valoarea primară măsurată (în cazul dispozitivelor de câmp) prin bucla de curent 4÷20mA, care reprezintă unul din cele mai rapide și fiabile standarde industriale.

Protocolul HART folosește principiul modulării și comutării în frecvență (frequency shift keying –FSK) bazat pe standardul de comunicație Bell 202, care este unul din cele mai folosite standarde de transmisie digitală pe linii telefonice.

→ se suprapune comunicația digitală peste bucla de curent 4÷20mA. Transmisia comenzilor către dispozitivul de câmp se face prin intermediul generatorului de formă de undă GFU și a capacităților de cuplare CC, iar recepția prin intermediul capacității de cuplare CC și a filtrului trece-bandă FTB.

Semnalul transmis/recepcionat este de formă sinusoidală, cu frecvența de 1200 Hz pentru “1”, respectiv de 2200 Hz pentru “0” (figura...).

Deoarece amplitudinea undelor sinusoidale este mică, iar valoarea medie este zero, rezultă că semnalul de comunicație suprapus peste cel de curent îl va influența nesemnificativ. Datorită caracterului de filtrare al traductorului, considerând caracteristica sa echivalentă unui filtru trece-jos cu un pol de 10Hz, semnalul de comunicație poate fi privit ca un ripple (undă) de aproximativ $\pm 0,01\%$ din semnalul de la cap de scară (20mA).

Prin intermediul comunicației digitale HART se obțin informații suplimentare despre dispozitiv, pe lângă variabila primară, cum ar fi: starea dispozitivului, diagnostice, măsurări suplimentare sau valori calculate etc.

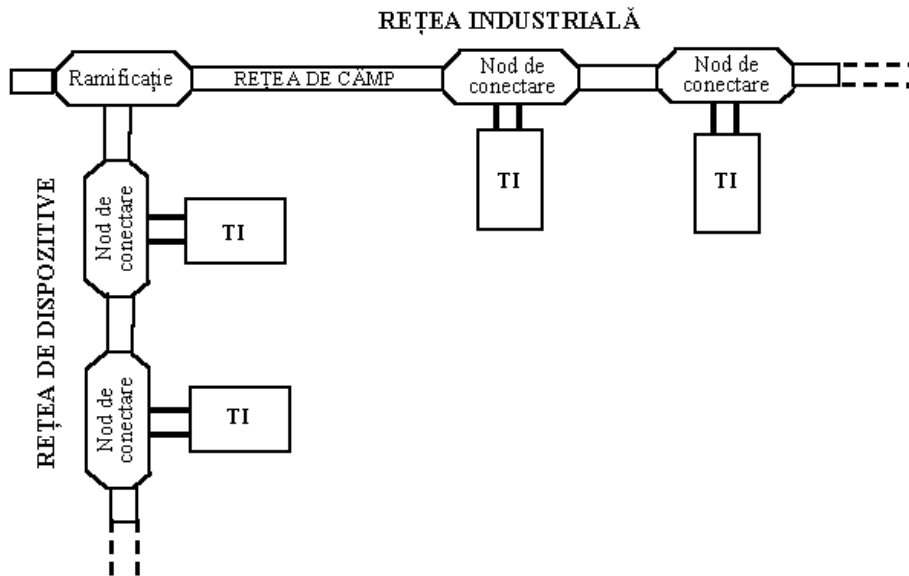
Dispozitivele prevăzute cu protocol HART pot opera în două configurații de rețea: punct la punct și multipunct (exemplificare în figura).

Setul de comenzi HART realizează o comunicație consistentă și uniformă pentru toate dispozitivele configurate HART. Acesta include trei clase de comenzi: *universale*, *comune* conform practicii de utilizare și *specifice* unui anumit dispozitiv.

Cele mai multe din rețelele industriale funcționează independent de liniile analogice 4÷20mA, însă multe dintre ele sunt dezvoltate în ideea interfațării (directe sau indirecte) cu traductoare inteligente (figura...)

1. Standarde pentru rețele industriale

Cele mai multe din rețelele industriale funcționează independent de liniile analogice 4÷20mA, însă multe dintre ele sunt dezvoltate în ideea interfațării (directe sau indirecte) cu traductoare inteligente (figura...)



Aceste rețele industriale pot lua diverse forme. Notăția "rețea de câmp" din figura... reprezintă o rețea distribuită de bandă largă cum ar fi Ethernet sau Lonwork. O rețea de câmp astfel definită nu este, în general, destinată să se interfațeze direct cu traductoare inteligente.

O "rețea de dispozitive" este destinată în mod special să se interfațeze cu traductoare inteligente. Multe din "rețelele de dispozitive" (cum ar fi magistrala ASI, magistrala CAN, HART) realizează, de asemenea, alimentarea traductoarelor inteligente pe aceleași linii pe care circulă datele seriale digitale.

Printre cele mai cunoscute (populare) standarde de rețele industriale se numără: Ethernet, Foundation Fieldbus, Lonwork, Profibus, Interbus-S, Universal Serial Bus (USB), CAN-bus, Device-Net, World FIP, P-Net, HART, ASI → fiecare dintre acestea oferă avantaje și dezavantaje, având o implementare hardware unică și un protocol serial unic → un traductor inteligent proiectat pentru o anumită rețea industrială nu este – în mod necesar – compatibil cu un alt tip de rețea.

Întrucât fabricile și multe alte medii rețelizate au adesea multiple rețele și subrețele, o soluție mult mai flexibilă este aceea în care traductoarele sunt compatibile "plug and play" cu toate tipurile de rețele de câmp și rețele de dispozitive → *scopul familiei de standarde IEEE 1451.x este de a transpune în realitate cerința traductoarelor de a le face independente de rețea.*

2. Familia de standarde IEEE 1451.

Întrucât fabricile și multe alte medii rețelizate au adesea multiple rețele și subrețele, o soluție mult mai flexibilă este aceea în care traductoarele sunt compatibile “plug and play” cu toate tipurile de rețele de câmp și rețele de dispozitive → *scopul familiei de standarde IEEE 1451.x este de a transpune în realitate cerința traductoarelor de a le face independente de rețea.*

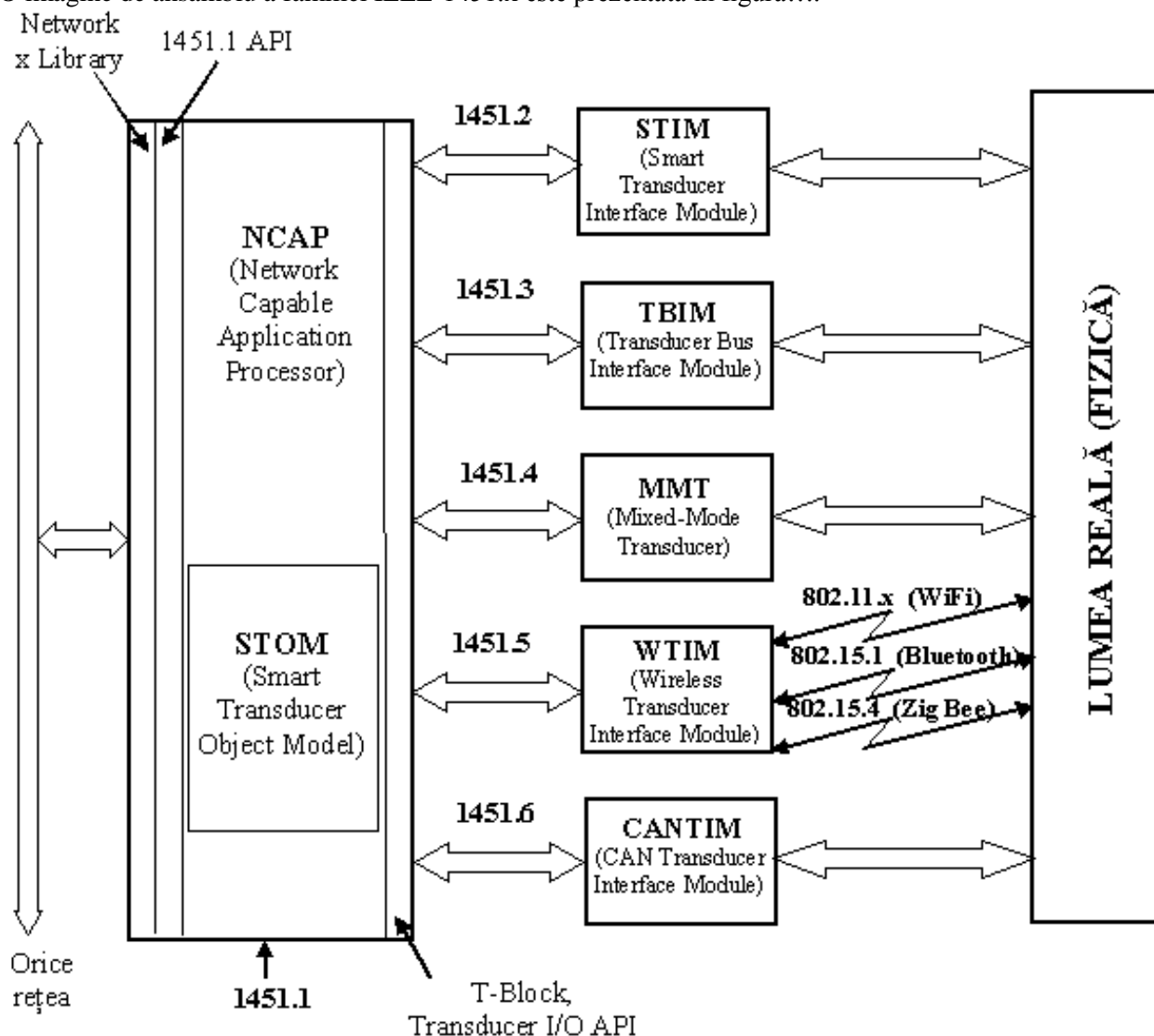
Setul de standarde IEEE 1451 are ca scop ușurarea eforturilor fabricanților de traductoare în dezvoltarea dispozitivelor inteligente și de a le interfața la rețele, sisteme și instrumente prin incorporarea tehnologiilor senzorilor existenți sau viitori cu cele de rețea

Familia de standarde IEEE 1451 descrie un set de interfețe deschise, generale, de comunicație, independentă de rețea, pentru conectarea traductoarelor (senzori sau dispozitive de execuție) la microprocesoare, sisteme de instrumentație și rețele de câmp.

Cheia succesului acestor standarde este definirea datelor de catalog ale traductorului într-un format electronic (TEDS – Transducer Electronic Data Sheets). TEDS-ul este o memorie a dispozitivului atașat traductorului, în care sunt memorate o serie de date ca: identificarea tipului, calibrarea, date de corecție, domeniul de măsurare, informații referitoare la constructor etc.

Scopul standardelor IEEE 1451 este de a asigura accesul datelor de la traductor, prin intermediul unui set comun de comenzi de interfață, atunci când traductoarele sunt conectate la sisteme sau rețele, prin intermediul unor fire sau wireless.

O imagine de ansamblu a familiei IEEE-1451.x este prezentată în figura....



Poate că cel mai important substandard este IEEE-1451.1 care se referă la modelul de traductor inteligent “rețelizat”.

Prin definirea unui model de obiect general pentru componentele unui traductor inteligent “rețelizat”, împreună cu specificațiile de interfață pentru aceste componente, standardul asigură:

- Specificația interfeței logice a protocolului de rețea (prin dispecerizarea obiectelor de către server și porturi);
- Interfețele software dintre funcțiile de aplicație din NCAP și rețea într-o manieră independentă de orice rețea specificată;
- Specificația interfeței logice de traductor (prin blocul traductor);
- Interfețele software dintre funcțiile de aplicație din NCAP și traductoare într-o manieră independentă de orice tip de driver de interfață al traductorului.

De remarcat: la nivelul **NCAP** se realizează software-ul de aplicație, care conferă inteligența traductorului.

3. Principiile conversiei analog-numerice

Convertoarele analog-numerice (CAN) sunt structuri (componente) de sine stătătoare, care primesc în intrare un semnal analogic de tensiune continuă cu limite de variație standard și oferă în ieșire un echivalent numeric în conformitate cu un cod precizat.

În cadrul unui CAN au loc două operații specifice: *cuantizarea (cuantificarea)* și *codarea (codificarea)*.

Cuantizarea → împărțirea intervalului maxim de variație a tensiunii de intrare în intervale egale elementare - denumite *cuante* sau *intervale de cuantificare* - de valoare Δ , fiecărui interval corespunzându-i un număr în ordinea crescătoare a numerelor naturale.

Atribuirea numărului natural în ieșirea cuantizorului - fig.a - depinde de valoarea tensiunii u_i în raport cu mijlocul intervalului de clasă k - fig.c. Dacă $k\Delta \leq u_i < (k+1/2)\Delta$ → lui u_i valoarea $k\Delta$ - aproximare prin lipsă - iar pentru situația în care $(k+1/2)\Delta \leq u_i < (k+1)\Delta$ → lui u_i valoarea $(k+1)\Delta$ - aproximare prin adaos.

Pe caracteristica statică a cuantizorului (fig.a) s-a desenat punctat caracteristica ideală ($\Delta \rightarrow 0$) → se pune în evidență eroarea de cuantizare:

În valoare absolută, eroarea de cuantizare - admitând o funcționare ideală a cuantizorului - are valoarea maximă $\Delta/2$.

$$\varepsilon_c = \begin{cases} k\Delta - u_i, & \text{pentru } k\Delta \leq u_i < (k+1/2)\Delta \\ (k+1)\Delta - u_i, & \text{pentru } (k+1/2)\Delta \leq u_i < (k+1)\Delta \end{cases}$$

$$N_{\max} = \frac{U_{i_{\max}}}{\Delta}$$

→ cu cât Δ este mai mic cu atât N_{\max} este mai mare, adică se crește finețea cuantizării.

Consecință: valoarea intervalului elementar de cuantizare Δ dă *rezoluția conversiei* analog-numerice.

Fiind realizat cu componente analogice și numerice, cuantizorul poate avea o serie de erori suplimentare - față de eroarea inerentă de cuantizare ε_c - care produc eronarea informației din ieșire; cele mai semnificative: de nul (offset), de amplificarea neunitară (gain).

Codificarea constă în alocarea de simboluri, convențional alese, mărimii discretizate în valoare.

În cadrul CAN-urilor se folosesc coduri ponderate aparținătoare sistemului de numerație cu baza 2, adică *coduri binare*.

Pentru reprezentarea numerelor fără semn (sau cu semn totdeauna pozitiv) se folosesc *coduri unipolare*, în timp ce pentru reprezentarea numerelor cu semn se utilizează *coduri bipolare*.

Cele mai utilizate *coduri binare unipolare* sunt: *codul binar-natural*, *codul binar-zecimal*, *codurile progresive* (Gray)

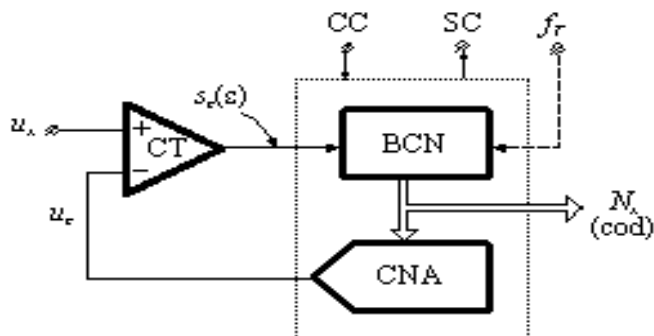
Codurile binare bipolare au caracteristic faptul că bitul cel mai semnificativ (MSB) reprezintă semnul, iar ceilalți biți sunt biți de valoare propriu-zisă. Cele mai folosite coduri în conversia analog-numerică sunt: *codul binar-deplasat*, *codul complement față de 2*, *codul complement față de 1* și *codul semn + modul (valoare)*

Între codurile unipolare și cele bipolare sunt relații simple de determinare care permit trecerea dintr-un cod în altul.

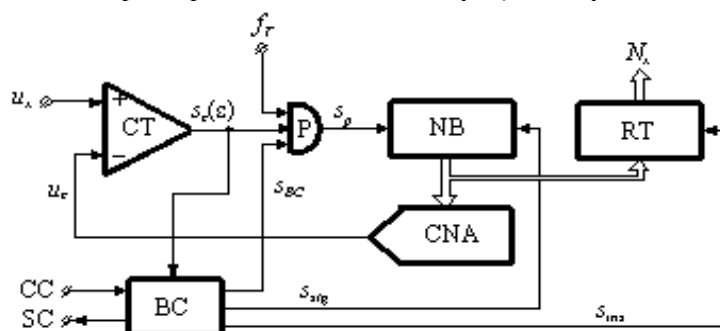
4. CAN-uri în circuit închis: CAN în rampă cu compensare în trepte egale.

Principiul de funcționare - pentru această categorie de CAN - poate fi ușor înțeles urmărind schema principală din figura..., în care:

CT - comparator de tensiune; BCN - bloc de conversie numerică; CNA - convertor numeric-analogic



Schema de principiu a unui CAN în rampă (cu compensare în trepte egale) este prezentată în figura..., în care:



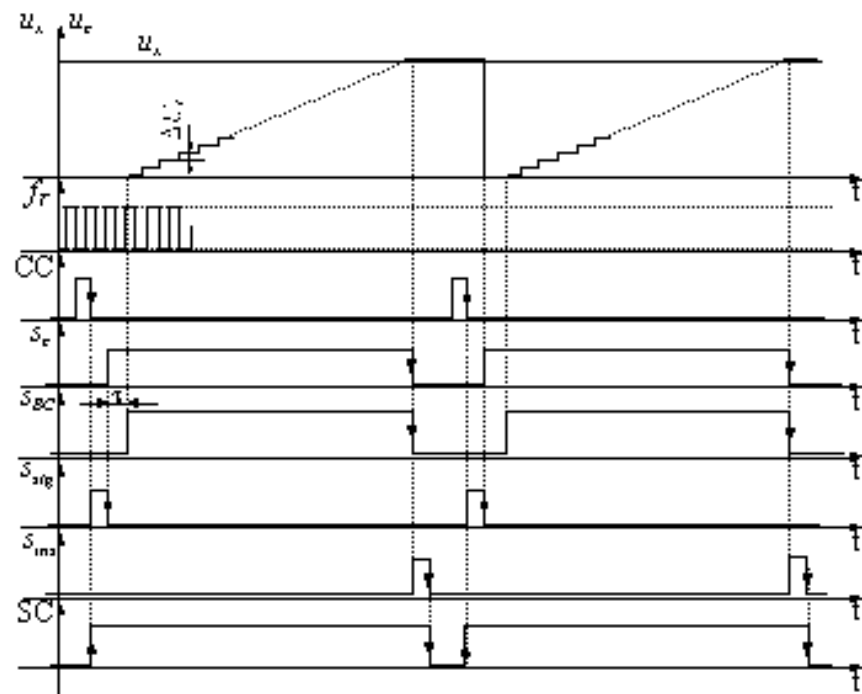
CT - comparator de tensiune; P - poartă logică (SI);

NB - numărător binar; CNA - convertor numeric-analogic;

RT - registru temporal; BC - bloc de comenzi.

Explicarea funcționării este făcută împreună cu diagrama de semnale din figura...

Succesiune: CC (SC=1 inactiv) \rightarrow sstg \rightarrow sc=1 \rightarrow sBC \rightarrow NB \rightarrow sc=0 \rightarrow sins \rightarrow SC=0 (activ)



- în anumite configurații - cum ar fi aparatele numerice de măsurat - ciclul de conversie poate fi automatizat, blocul de comenzi realizând generarea semnalului CC după activarea semnalului SC;

- tensiunea \$u_x\$ trebuie să fie constantă pe durata unui ciclu de conversie;

- timpul de conversie depinde de rezoluția conversiei și de frecvența semnalului de tact \$f_T\$; astfel, considerând că se realizează conversia pe \$n\$ biți, atunci \$N_{max} = 2^n - 1\$ și timpul de conversie \$t_c\$ (pentru cazul cel mai defavorabil) este

Exemplificare: pentru \$n = 12\$ și \$f_T = 1\text{MHz}\$ rezultă \$t_c = 4,095\text{ ms}\$, deci un timp mare de conversie.

$$t_c = N_{\max} \cdot T_T = \frac{1}{f_T} (2^n - 1)$$

Concluzie: aceste tipuri de CAN-uri se folosesc pentru semnale de intrare cu dinamică slabă (lent variabile).

5. Comparatoare de tensiune; CAN-uri cu urmărire.

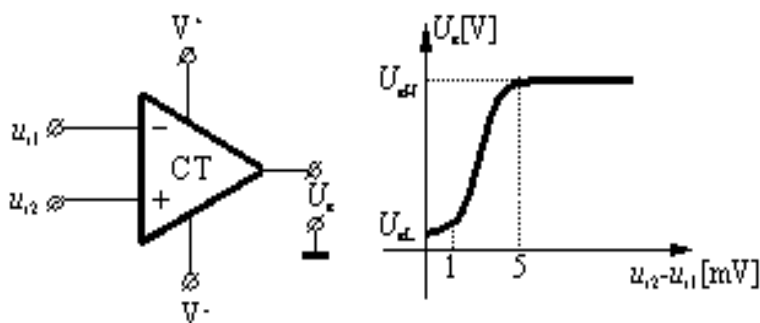
Comparatorul de tensiune CT este un circuit hibrid cu intrarea analogică și ieșirea logică.

Un comparator are - în principiu - structura unui amplificator operațional în montaj fără reacție - figura... - a cărui etaj de ieșire este logic.

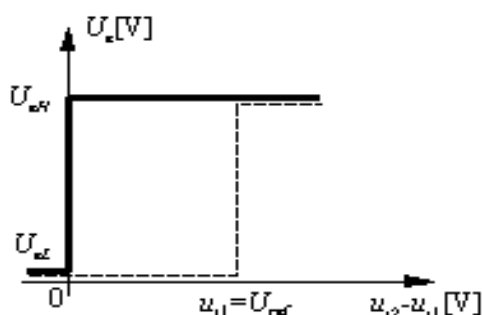
$$u_{i_2} - u_{i_1} < 0 \text{ atunci } U_e = 0 \quad u_{i_2} - u_{i_1} > 0 \text{ atunci } U_e = 1$$

Se observă, din caracteristica statică a comparatorului, trasată la scări diferite, că tensiunea diferențială $u_i = u_{i2} - u_{i1}$ are un prag de sensibilitate $\leq 5\text{mV}$, prag asigurat de comparatoarele diferențiale de uz curent (sunt și

comparatoare performante cu acest prag mult mai mic).

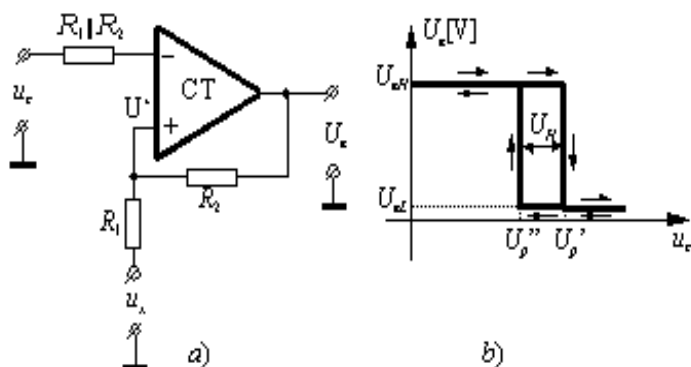


Dacă se trasează caracteristica statică a comparatorului la aceeași scară - figura... - comparatorul diferențial are o caracteristică tip releu, care poate fi translatată din origine prin păstrarea constantă a unei intrări.



Cum semnalele care se compară sunt zgomotite (intrarea u_x și chiar tensiunea de ieșire u_c din CNA), se realizează comparatoare diferențiale cu histerezis - figura... - la care pragurile de basculare (comparația tensiunii u_c se face cu U_+) sunt date de relațiile:

$$U'_p = u_x + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{eH} - u_x) \quad U''_p = u_x + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{eL} - u_x)$$

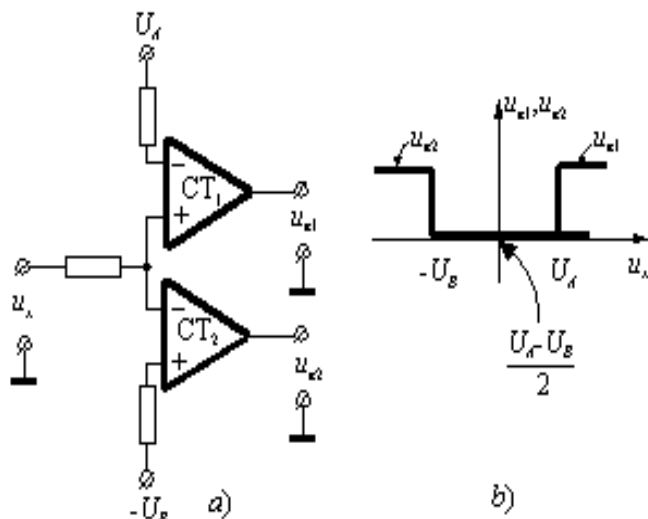


$$U_H = U'_p - U''_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{eH} - U_{eL})$$

Pentru semnalele analogice, convertite în echivalent numeric, care au o evoluție cunoscută (de exemplu sinusoidale) se preferă utilizarea unui CAN cu urmărire (cu numărător reversibil), care are în structura sa un comparator tip fereastră (figura...).

Acesta este alcătuit din două comparatoare diferențiale la care referința se aplică diferit (la unul pe "+" și la altul pe "-"), fiind posibil de încadrat semnalul de intrare u_x într-un interval ($-UB$, $+UA$) în care ambele ieșiri sunt 0 logic.

Schema de principiu a unui CAN cu urmărire (numai partea care o diferențiază de schema CAN-ului cu compensare în trepte egale prezentată în figura...)



Comparatorul tip fereastră este centrat pe valoarea u_c , semnalul $sc1$ trecând din 1 în 0 când $u_c - U/2 > u_x$, în timp ce semnalul $sc2$ va trece din 0 în 1 pentru $u_c + U/2 > u_x$;

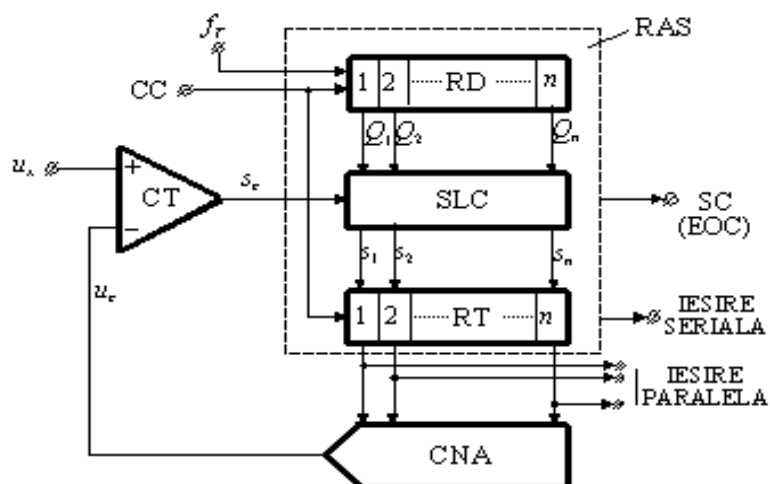
Dacă inițial numărătorul reversibil NR este inițializat în zero, tensiunea din ieșirea CNA-ului va fi $u_c = 0$, astfel că poarta P1 va fi activă, iar poarta P2 blocată, și impulsurile cu frecvența fT vor fi numărate direct de către NR.

Dacă u_x își modifică valoarea - este în afara intervalului $[u_c - U/2; u_c + U/2]$ - atunci NR va număra direct sau invers până la readucerea tensiunii din ieșirea CNA-ului în fereastră.

6. CAN-uri în circuit închis: CAN cu aproximații succesive.

Metoda aproximațiilor succesive - care stă la baza funcționării acestor CAN-uri - constă în compararea bit cu bit, începând de la cel mai semnificativ MSB către cel mai puțin semnificativ LSB, a tensiunii din CNA cu cea de intrare u_x , față de numărarea impulsurilor din cazurile anterioare (tip rampă și cu urmărire).

Schema unui astfel de CAN este principal prezentată în figura..., în care:



RD - registru de deplasare dreapta pe n biți

SLC - schemă logică de control care, ținând seama de rezultatul comparației dintre u_x și u_c efectuată în comparatorul de tensiune CT, comandă registrul tampon RT.

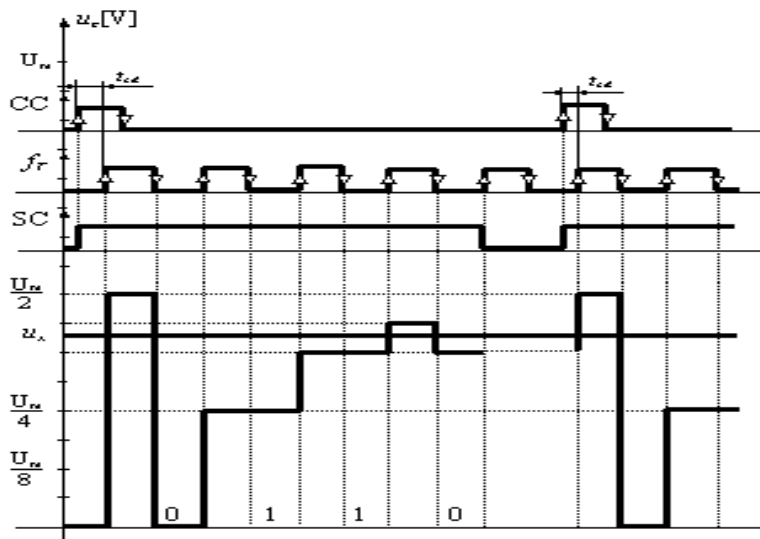
CNA - convertor numeric-analogic.

RD, SLC și RT alcătuiesc RAS.

Explicarea funcționării se va face împreună cu diagrama de semnale aferentă - figura... - în care este prezentat cazul conversiei pe 4 biți.

La comanda CC (comanda de conversie - convert command) atât în registrul RD cât și în registrul temporar RT se înscrie numărul 100...0, care, comandând CNA, produce la ieșirea acestuia valoarea $U_m/2$ (s-a considerat că U_m este valoarea maximă a tensiunii u_x).

În urma comparației dintre u_x și $u_c = U_m/2$ semnalul sc poate fi 0 (dacă $u_x < u_c$) sau 1 (dacă $u_x > u_c$).....



Timpul de conversie, pentru n biți, este

$$t_c = \frac{1}{f_T} \cdot n + t_{cd} \cong \frac{n}{f_T}$$

Exemplificare: pentru $f_T = 1\text{MHz}$ și $n = 12$ biți, rezultă $t_c = 12\text{ }\mu\text{s}$, un timp de conversie cu aproximativ 3 ranguri zecimale mai bun față de CAN-ul tip rampă cu compensare în trepte egale.

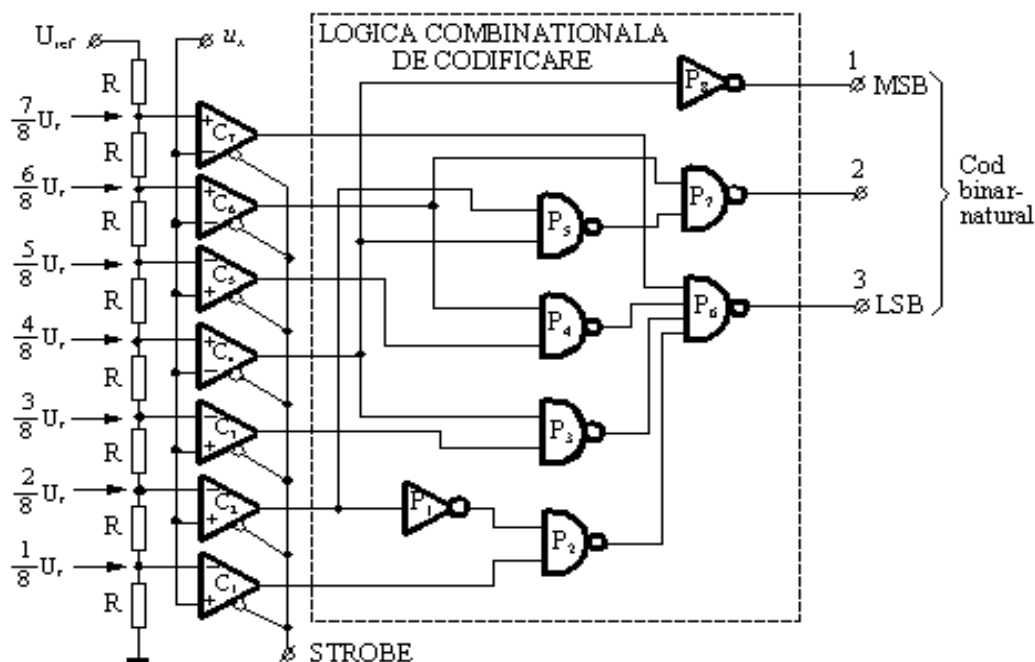
1. Conversia, la aceste tipuri de CAN-uri, se efectuează în n tacti (perioade complete ale impulsului de tact), indiferent de valoarea tensiunii de intrare u_x ;
2. Timpul de conversie t_c poate fi scăzut prin creșterea frecvenței de tact f_T , concomitent cu creșterea performanțelor dinamice ale comparatorului de tensiune CT;
3. Simultan cu efectuarea conversiei se poate obține pe ieșirea serială biții conversiei - începând cu MSB și sfârșind cu LSB - sincronizat cu ceasul conversiei; de altfel, multe realizări de firmă prezintă CAN-uri având disponibilă doar ieșirea serială, urmând ca acestea să fie conectate adecvat la structuri externe de achiziție a datelor (de obicei realizate cu μP sau μC);
4. În cazul includerii CAN-ului cu aproximații succesive în scheme cu μP sau μC , funcțiile RAS pot fi preluate - parțial sau în întregime - de μP (μC), iar frecvența de tact f_T poate fi dată de μP (μC).

7. Conversoare analog-numerice de tip paralel.

Un CAN de tip paralel se caracterizează prin aceea că realizează conversia într-un singur tact, acest lucru fiind posibil prin crearea de tensiuni de referință multiple

Cum comparația trebuie să se facă simultan între u_x și toate nivelele de tensiune cuprinse între 0 și $U_{ref} = U_{xmax}$ conform rezoluției impuse, rezultă că sunt necesare $2n-1$ comparatoare având pe o intrare tensiunea u_x , iar pe cealaltă una din valorile de referință ($U_{ref}/2n$) k cu $k = 1, 2, \dots, 2n-1$, adică toate nivelele de cuantizare cuprinse într-o rezoluție impusă.

În figura... este prezentat un CAN de tip paralel pe 3 biți, cu ieșire în cod binar-natural.



Cele 7 tensiuni de referință - între $(1/8)U_r$ și $(7/8)U_r$ - sunt obținute, prin intermediul unui divizor rezistiv, de la o sursă unică de referință de valoare U_{ref} .

Trebuie făcută precizarea că tensiunile de referință sunt aplicate, împreună cu tensiunea u_x , pe intrările comparatoarelor C_1, C_2, \dots, C_7 , dar alegerea tipului de intrare (pentru exemplul din figura... u_x se aplică pe borna “-” la comparatoarele C_4, C_6, C_7 și pe borna “+” la comparatoarele C_1, C_2, C_3, C_5) se face în așa fel încât să rezulte cât mai puține circuite logice în schema combinațională pentru tipul de cod dorit. Acest aspect este foarte important la propagarea semnalului prin circuitele logice, care poate conduce - la o proiectare defectuoasă - la scăderea performanțelor dinamice.

Pentru exemplul din figura... se observă că LSB înseamnă compunerea unor semnale logice provenind din 3 porți în serie, deci există posibilitatea apariției unor spice-uri (impulsuri de scurtă durată echivalente cu stări instabile), care pot conduce la un hazard static dacă informația este preluată în continuare pe astfel de momente de timp.

Timpul de conversie, obținut după activarea comenzii STROBE, este dat de timpul de răspuns al unui comparator, la care se adaugă timpul de comutație al circuitelor din logica de codificare (de aceea se impune ca numărul acestora să fie cât mai mic).

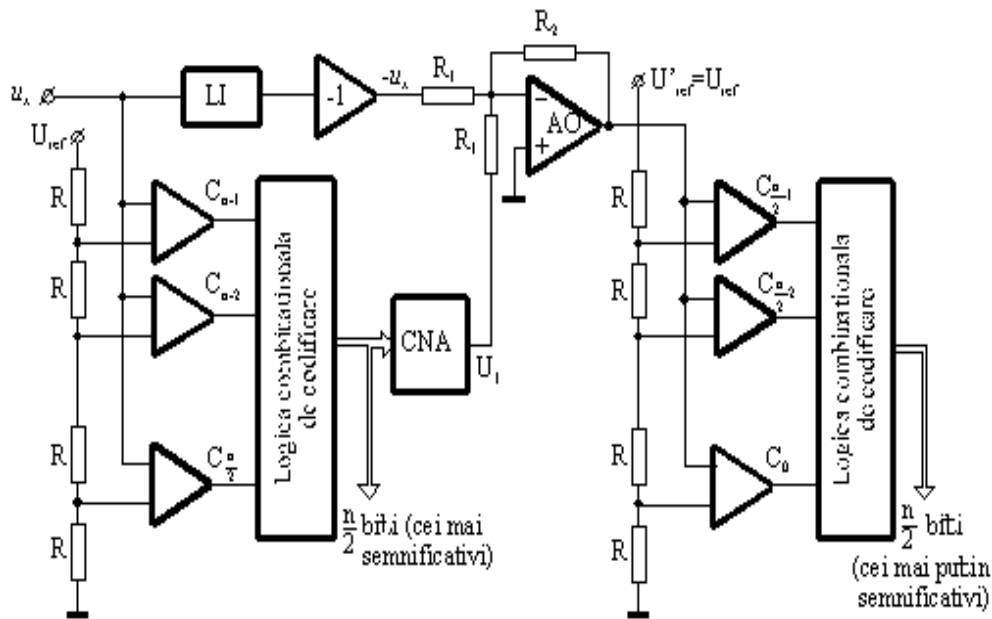
CAN-urile de tip paralel au cel mai mic timp de conversie, practic de ordinul nanosecundelor; utilizarea acestora se face la semnale cu dinamică foarte ridicată, tensiunea u_x fiind obligatoriu a se obține în urma unei eșantionări cu reținere.

Totuși, cu cât cresc pretențiile de rezoluție, numărul de comparatoare crește foarte mult (de exemplu, pentru $n = 3$ rezultă 7 comparatoare, la $n = 4$ sunt necesare 15 comparatoare, în timp ce pentru $n = 6$ necesarul de comparatoare este 63), în consecință devine inoperant la rezoluții mari.

8. Conversoare analog-numerice de tip paralel-serie.

O soluție de reducere spectaculoasă a numărului de comparatoare, mai ales la rezoluții mari, este folosirea CAN-ului de tip paralel-serie (figura...).

Un CAN de acest tip conține în structura sa două CAN-uri de tip paralel identice cu rezoluție $n/2$ biți, un convertor numeric-analogic CNA pe $n/2$ biți și un amplificator sumator AO. Primul CAN dă cei mai semnificativi $n/2$ biți, iar al doilea pe cei mai puțin semnificativi $n/2$ biți.



Treapta de cuantificare pentru comparatoarele $C_{n/2}, \dots, C_{n-1}$ este $U_{ref}/2^{n/2}$, astfel că tensiunea de ieșire U_I a CNA-ului va fi:

$$\text{- dacă } 0 \leq u_x < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}} \quad U_I = 0, \text{ iar } \Delta U = |u_x - U_I| < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$$

$$\text{- dacă } \frac{U_{ref}}{2^{n/2}} \leq u_x < 2 \frac{U_{ref}}{2^{n/2}} \quad U_I = \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}, \text{ iar } \Delta U < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$$

$$\text{- dacă } (2^{n/2} - 1) \frac{U_{ref}}{2^{n/2}} \leq u_x < 2^{n/2} \frac{U_{ref}}{2^{n/2}} \quad U_I = (2^{n/2} - 1) \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}, \text{ iar } \Delta U < \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$$

așadar, în orice situație, tensiunea diferență care se aplică amplificatorului sumator este $< U_{ref}/2^{n/2}$.

este intrarea în cel de-al doilea CAN de tip paralel, prin alegerea $R_2/R_1 = 2^{n/2}$ rezultă că se poate lua $U'_{ref} = U_{ref}$, iar al doilea CAN devine identic cu primul, comparatoarele $C_0, C_1, \dots, C_{n/2-1}$ asigurând conversia celor mai puțin semnificativi $n/2$ biți.

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} (u_x - U_I) < \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{ref}}{2^{n/2}}$$

Evident, dacă s-ar lua $R_2 = R_1$ atunci trebuie ca $U'_{ref} = U_{ref}/2^{n/2}$.

Linia de întârziere LI este folosită pentru a asigura tensiunii $-u_x$ aceeași întârziere pe care o are semnalul prin primul CAN de tip paralel și CNA.

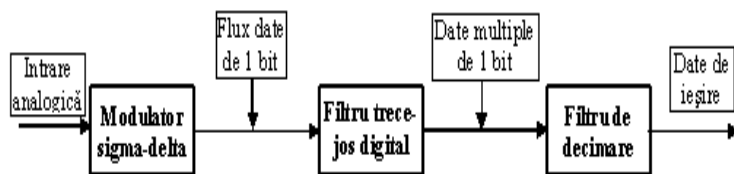
Timpul de conversie este cel puțin dublu față de CAN-ul de tip paralel, dar reducerea numărului de comparatoare este semnificativă. De exemplu, pentru $n = 4$ în loc de 15 comparatoare folosite la CAN-ul de tip paralel se folosesc doar 6 la CAN-ul tip paralel-serie, pentru $n = 6$ se utilizează 14 față de 63, în general se utilizează $2(2^{n/2}-1)$ față de 2^n-1 .

9. Conversiile analog-numerice de tip sigma-delta.

Tehnica conversiei sigma-delta este cunoscută de mulți ani, dar dezvoltările tehnologice din ultimii ani a făcut posibilă realizarea sa practică.

Astfel de conversiile se întâlnesc în aplicații ca sistemele de telecomunicații, sisteme audio de consum sau profesionale, sisteme industriale de cântărire și aparatură de măsurare de precizie.

O schemă de principiu a unui CAN sigma-delta este prezentată în figura...

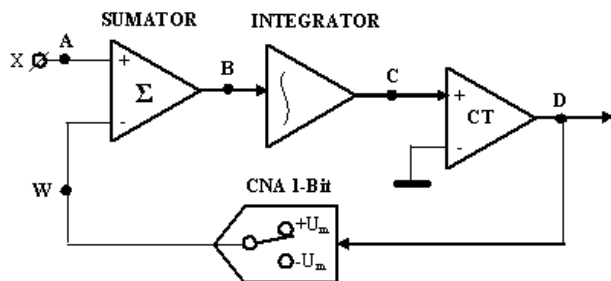


În cadrul modulatorului sigma-delta se realizează așa-numita conversie pe 1 bit a intrării analogice, astfel că fluxul de date convertite de 1 bit este trecut în filtrul trece-jos digital, a cărui bandă de trecere este aleasă în concordanță cu frecvența maximă din semnalul analogic convertit.

Deoarece se lucrează la frecvențe de tact care depășesc cu mult frecvența Nyquist (conform teoremei eșantionării), se obține un șir de date multiple de 1 bit, care este decimat în frecvență cu un factor M , fără să se piardă din rezoluția conversiei.

Cum blocurile FTJD și FD sunt realizate digital, problema obținerii rezoluției de conversie ridicate stă în modul de realizare a modulatorului sigma-delta.

În figura... se prezintă structura de principiu a unui modulator sigma-delta de ordinul 1, cu observația că – prin creșterea ordinului – se obține o creștere corespunzătoare a rezoluției conversiei.



Tensiunea de intrare X este sumată diferențial cu tensiunea de reacție primită din ieșirea unui CNA pe 1 bit, obținându-se semnalul diferențial B .

Acest semnal este integrat, constanta de integrare fiind aleasă concordant cu frecvența de eșantionare, astfel că semnalul C va avea valoarea diferență dintre starea curentă și starea anterioară.

Comparatorul de tensiune CT realizează comparația semnalului C cu $0V$, astfel că ieșirea acestuia va lua valoarea 1 – dacă $C > 0$ – respectiv 0 – dacă $C \leq 0$.

Semnalul digital D – care reprezintă o înșiruire de biți cu valori 0 sau 1 – este aplicat convertorului numeric analogic de 1 bit, a cărui ieșire este valoarea de referință U_m , cu semnul “+” dacă $D=1$, respectiv cu semnul “-” dacă $D=0$.

Exemplificare: să presupunem că se dorește o rezoluție de 4 biți, în codul binar-natural deplasat, așa încât $MSB=1$ pentru valori pozitive, respectiv $MSB=0$ pentru valori negative, iar următorii 3 biți sunt de valoare propriu-zisă.

După faza de inițializare a conversiei, echivalentă cu înscrierea valorii 0 în punctele B , C , D și W , începe conversia propriu-zisă; la fiecare tact intrarea se adună cu $+1$ sau -1 (funcție de valoarea stării din ieșirea D), sumatorul face diferența $X-W$, integratorul realizează integrarea de la starea precedentă, iar comparatorul face comparația cu 0. După fiecare eșantionare se obține astfel o valoare binară 0 sau 1 în ieșirea D , care este transmisă filtrului digital trece-jos.

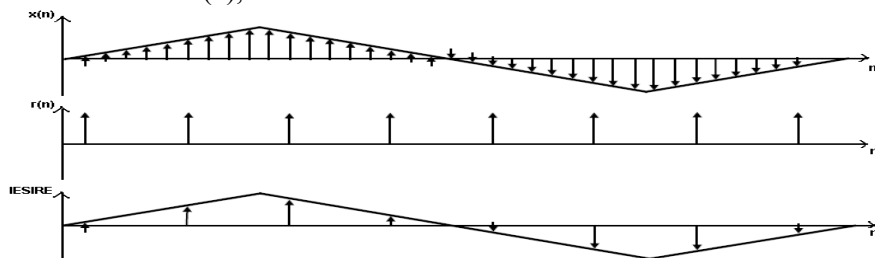
Se observă că valoarea medie a primelor 16 eșantioane are valoarea $3/8$, așa încât prelucrarea biților din D de către filtrul trece-jos digital va conduce la obținerea echivalentului numeric al intrării X .

În scopul reducerii zgomotului (erorii) de cuantizare se lucrează la frecvențe de eșantionare mult mai mari decât frecvența Nyquist, în paralel cu creșterea ordinului modulatorului sigma-delta.

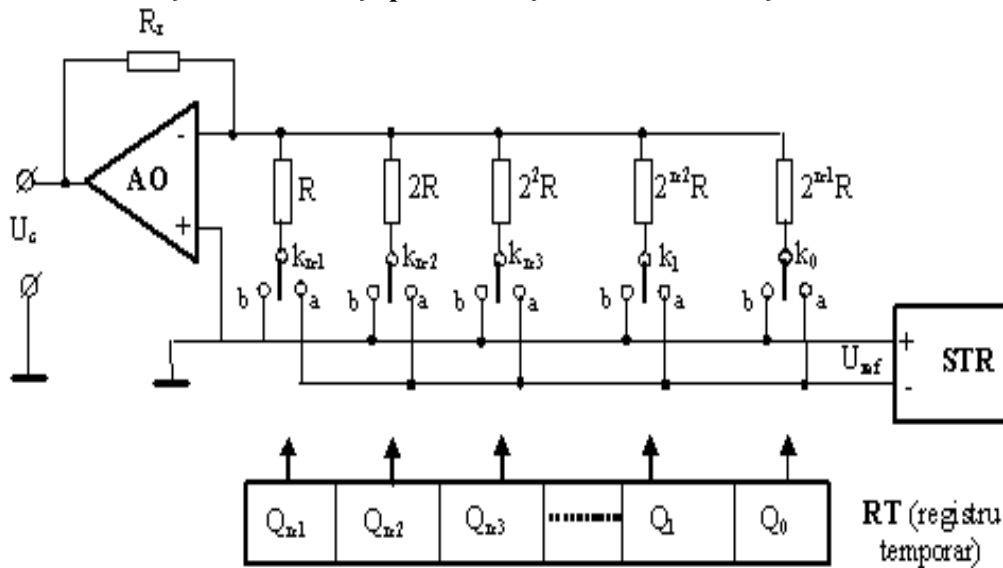
Cum însă raportul semnal-zgomot (SNR) are o creștere mai importantă cu supra-eșantionarea decât cu creșterea ordinului modulatorului, practic se procedează la creșterea raportului f_s/f_c , unde f_s este frecvența de eșantionare, iar f_c este frecvența maximă din spectrul semnalului de intrare.

Consecința creșterii frecvenței f_s atrage după sine apariția datelor redundante în ieșirea filtrului digital trece-jos.

Pentru eliminarea datelor redundante, se folosește un proces de decimare, care presupune considerarea doar a datelor cu o rată $r(n)$, fără să se introducă distorsiuni.



10. CNA cu rețea de rezistențe ponderate și sursă de referință de tensiune.



Schema cuprinde o rețea de rezistențe ponderate ca puteri ale lui 2, fiecare rezistență putând fi conectată la masă (poziția “b” a comutatorului k_i) sau la sursa de referință STR (poziția “a” a comutatorului k_i). Iesirea este asigurată de un amplificator operațional montat în regim inversor.

Numarul in scris in registrul temporar RT este
$$N = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$$

Considerand amplificatorul operațional ideal, rezulta ca tensiunea de iesire, aplicand principiul superpozitiei este

$$U_c = \sum_{k=0}^{n-1} a_k U_k = \sum_{k=0}^{n-1} a_k \left(-\frac{R_r}{R_k} \right) U_{ref} = -R_r \sum_{k=0}^{n-1} a_k \frac{U_{ref}}{2^{n-k-1} R} = -\frac{R_r}{R} \frac{U_{ref}}{2^{n-1}} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k = -\frac{R_r}{R} \frac{U_{ref}}{2^{n-1}} N$$

Alegand raportul si tinand seama ca U_{ref} este negativa (plusul sursei de referinta este la masa), rezulta:

$$U_c = \frac{U_{ref}}{2^n} N.$$

Se observa ca treapta elementara de tensiune la iesire (rezolutia conversiei) este pentru $N=1$ iar valoarea maxima a iesirii rezulta pentru $N_{max} = 2^n - 1$ (toti bitii registrului temporar sunt “1”), adica

$$\frac{R_r}{R} = \frac{1}{2} \quad \Delta U_c = \frac{U_{ref}}{2^n}$$

$$U_{c_{max}} = \frac{U_{ref}}{2^n} (2^n - 1) = \Delta U_c (2^n - 1) = U_{ref} \left(1 - \frac{1}{2^n} \right).$$

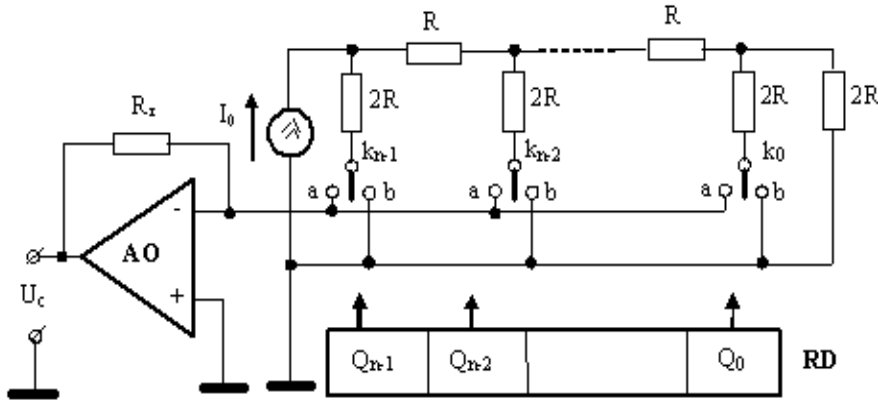
Relatiile obtinute au fost deduse pentru cazul unei functionari ideale. In realitate, precizia conversiei depinde de:

- precizia de realizare a rezistentelor ponderate $2^k R$;
- precizia comutatoarelor care nu trebuie sa introduca rezistente suplimentare inseriate cu rezistentele ponderate $2^k R$;
- stabilitatea sursei de referinta U_{ref} ;
- performantele amplificatorului sumator AO.

In practica o astfel de schema este putin utilizata, preferandu-se folosirea de rezistente de acelasi tip (valoare) si surse de curenti pentru referinta (deci comutatoarele k_k sunt folosite pentru a comuta curenti si nu tensiuni – in consecinta strictetea legata de rezistenta proprie a comutatorului dispare)

11. CNA cu rezistențe de același tip ($R - 2R$) și sursă de curent ca referință.

Se pot comuta curenți de referință proveniți de la o singură sursă de curent constant sau de la mai multe surse. Vom exemplifica – în continuare – cazul CNA cu comutare de curenți de la o singură sursă folosind o rețea $R-2R$ (figura...).



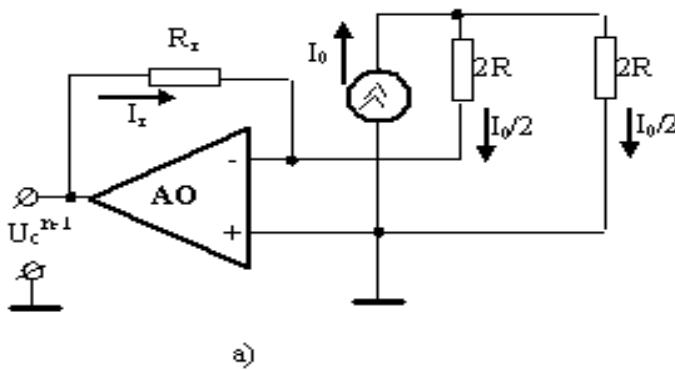
Rețeaua de rezistențe este introdusă în circuit la fel ca la schema CNA-ului cu comutare de tensiune, adică:

pentru $Q_i = 1$ $k_i \rightarrow a$
pentru $Q_i = 0$ $k_i \rightarrow b$.

Considerând $Q_{n-1} = 1$ și restul $Q_i = 0, \dots, n-2 = 0$ rezultă schema echivalentă din figura a.

Cum AO este considerat ideal, deci borna inversoare este punct de masă virtuală, iar consumul de curent pe această bornă este neglijabil, rezultă că

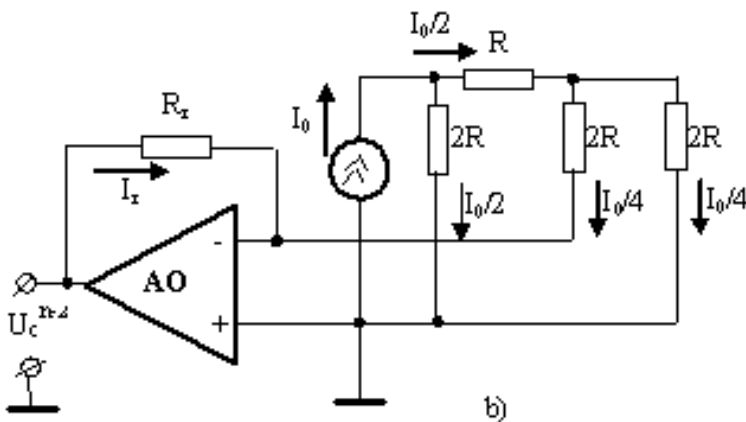
$$\text{Si } I_r + \frac{I_0}{2} = 0 \quad U_c^{n-1} = -R_r \cdot I_r = +R_r \frac{I_0}{2}.$$



Când $Q_{n-2} = 1$ și restul $Q_i = 0$, se obține schema echivalentă din figura b, din care rezultă :

$$U_c^{n-2} = -R_r \cdot I_r = +R_r \frac{I_0}{2^2}. \quad U_c^k = +R_r \cdot \frac{I_0}{2^{n-k}}$$

Generalizând,și, aplicând principiul superpoziției,



Valoarea treptei elementare de tensiune la ieșire este:

$$U_{c_{\max}} = R_r \cdot I_0 \frac{1}{2^n} (2^n - 1) = \Delta U_c (2^n - 1) = R_r I_0 \left(1 - \frac{1}{2^n} \right).$$

iar valoarea maximă a tensiunii de ieșire:

$$U_k = \sum_{k=0}^{n-1} a_k U_c^k = + \sum_{k=0}^{n-1} a_k \cdot R_r \frac{I_0}{2^{n-k}} = +R_r \cdot I_0 \cdot \frac{1}{2^n} \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k = R_r \cdot I_0 \frac{1}{2^n} N$$

12. Traductor incremental de deplasare liniară cu riglă optică (varianta cu un singur fotoelement).

Deplasarea reprezintă mărimea care caracterizează schimbările de poziție ale unui corp sau ale unui punct caracteristic față de un sistem de referință.

Principiul de funcționare → modularea fluxului luminos sub acțiunea organului mobil a cărei deplasare (mărime de intrare) trebuie măsurată.

Principiul de funcționare → o *conversie directă (intrinsecă)* a deplasării în număr (reprezentat binar); de aceea aceste *traductoare* se mai numesc și *pur numerice*.

Modulatoarele folosite pentru modularea fluxului luminos pot fi de două tipuri:

- *rigle optice*, folosite la deplasări liniare;
- *discuri optice*, utilizate pentru deplasări unghiulare.

Ambele categorii de modulatoare pot fi realizate în două variante:

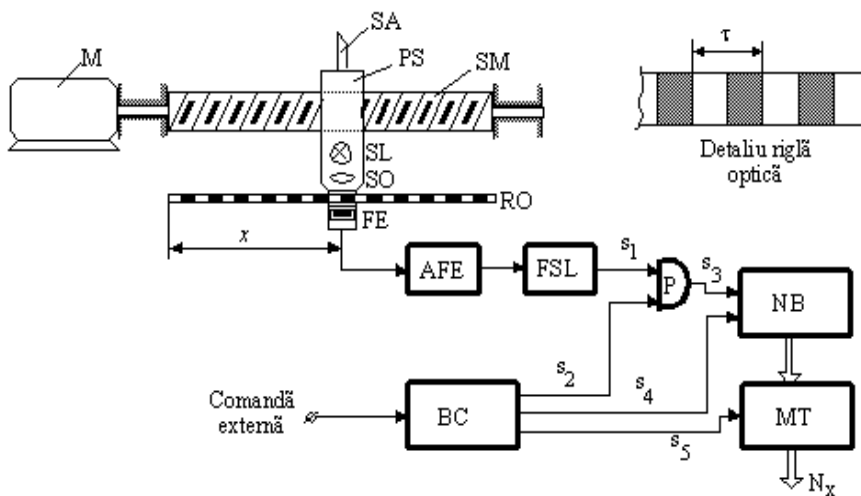
a) *diascopice* - funcționează pe principiul transparenței, realizate din sticlă prevăzută cu zone transparente și zone opace;

b) *episcopice* - funcționează pe principiul reflexiei luminii, realizate din metal, având zone care reflectă lumina alternate cu zone care nu o reflectă (obținute prin zgâriere).

Traductoarele de deplasare cu elemente sensibile fotoelectrice se pot clasifica în:

- *varianta incrementală* - la care se incrementează deplasarea pas cu pas între două poziții fixe când sensul deplasării nu se schimbă; referința poate fi alta la repetarea măsurării;

- *varianta absolută* - la care informația despre deplasare se obține în raport cu un reper fix (origine), același la repetarea măsurării.



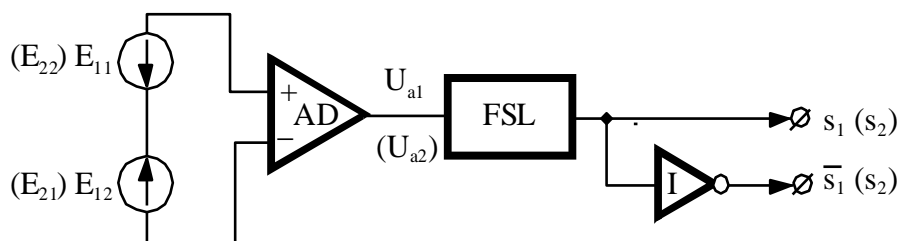
Un astfel de traductor - reprezentat principal, împreună cu partea mecanică de prelucrare, în fig. 12.1 - se compune din următoarele blocuri funcționale:

- sistemul mecanic de prelucrare
- sistemul optic de măsurare a deplasării
- blocul electronic de prelucrare a semnalelor

Observații:

1. Riglele optice: pot fi utilizate până la lungimi de maximum 3 m; la lungimi mai mari se cumulează erorile care apar datorită depunerilor de impurități pe riglă.
2. Ca surse de lumină: becuri cu incandescență sau - cel mai frecvent - LED-uri.
3. Sistemul optic SO: realizat cu lentile care focalizează fluxul luminos pe suprafața activă a fotoelementului.
4. La schimbarea sensului de rotație al motorului, în NB vor fi numărate în continuare (incrementate) impulsurile și nu decrementate, → nu se știe sensul deplasării. O nouă poziționare presupune deplasarea de la același reper și resetarea numărătorului.
5. În timp apar perturbații (urme de praf, material rezultat din prelucrare <>, urme de ulei etc) care influențează sistemul optic - diminuează intensitatea fluxului luminos care cade pe suprafața activă a fotoelementului.

13. Traductor incremental de deplasare liniară cu riglă optică și grilă de citire cu 4 fotoelemente.



Pe grila de citire GC sunt realizate 4 fante în care se dispun cele 4 FE. Fantele F11 și F12, respectiv F21 și F22, sunt în opoziție de fază, în timp ce F21 este în cuadratură spațială față de F12.

Dacă grila de citire GC se deplasează spre dreapta (prima parte a reprezentării din fig.12.6) pe ieșirea *sdr* se obțin 4 impulsuri la fiecare pas τ al riglei optice RO, în timp ce pe ieșirea *sst* nici un impuls.

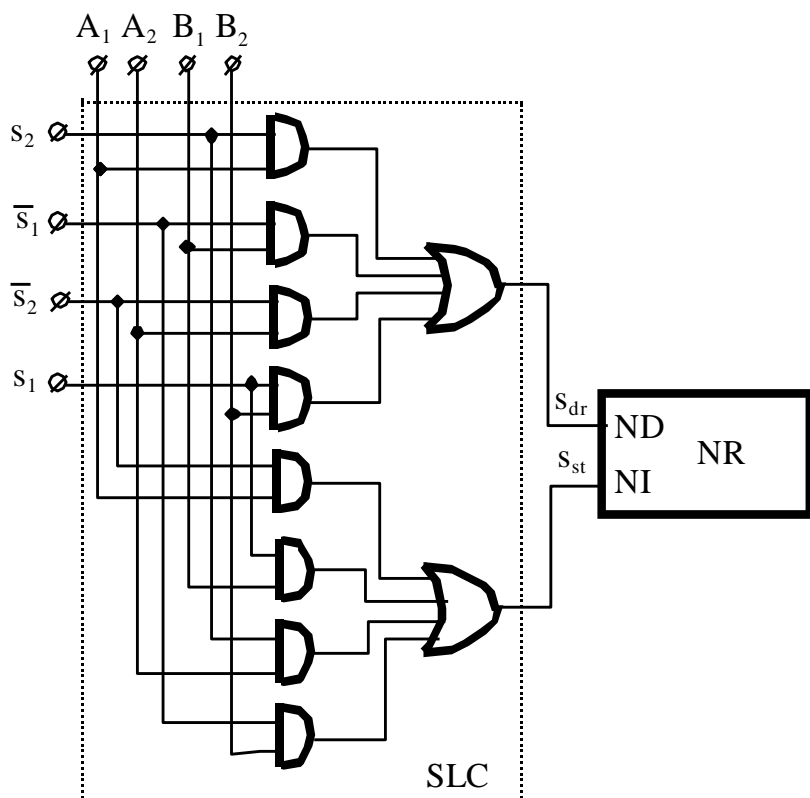
Aplicând impulsurile obținute *sdr* pe intrarea de numărare directă ND a unui numărător reversibil NR - fig.12.7 - acestea vor fi acumulate, în sens direct de numărare

În momentul schimbării sensului deplasării se schimbă și fronturile semnalelor *s1* și *s2*, iar *A1*, *A2*, *B1* și *B2* vor apărea conform reprezentării din fig.12.6 partea ultimă.

În consecință, pe ieșirea *sdr* nu va apare nici un impuls, în timp ce pe *sst* apar 4 impulsuri/ τ

Observații:

1. Prin această modalitate de realizare a grilei de citire GC și a schemei de numărare a impulsurilor, se permite efectuarea de poziționări multiple plecând de la același reper (referință) relativă;
2. Pe rigla optică sunt prevăzute - din loc în loc - la distanțe egale cu un număr (același) întreg de pași τ (1000 sau 10.000) zone de corecție, prin care se permite controlul numărării corecte din NR. Dacă între două repere fixe nu s-au adunat/scăzut numărul de impulsuri corespunzător (fie s-au pierdut impulsuri, fie au apărut impulsuri suplimentare parazite) se procedează la corecția informației din NR.
3. Schema de citire a riglei optice cu grilă de citire permite deci discriminarea sensului deplasării și creșterea rezoluției.
4. La căderea alimentării, informația memorată în NR se pierde, iar poziționarea trebuie reluată de la început urmând pașii programați.



14. Traductoare numerice absolute de deplasare liniară/unghiulară cu riglă optică.

Spre deosebire de traductoarele incrementale, traductoarele absolute permit conservarea informației după o cădere accidentală a tensiunii de alimentare. După revenirea alimentării, prin citirea poziției absolute a riglei față de un reper fix, se regăsește aceeași valoare avută înainte de căderea alimentării.

Această proprietate este asigurată prin folosirea unei rigle optice prevăzute cu mai multe piste și un număr corespunzător de capete de citire

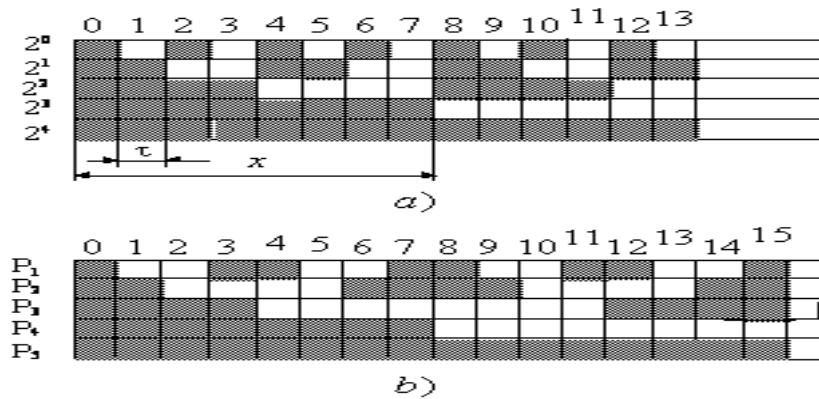


Fig. 12.10. Riglă optică codificată binar-natural (a), respectiv Gray (b)

După modul de trasare a pistelor se disting:

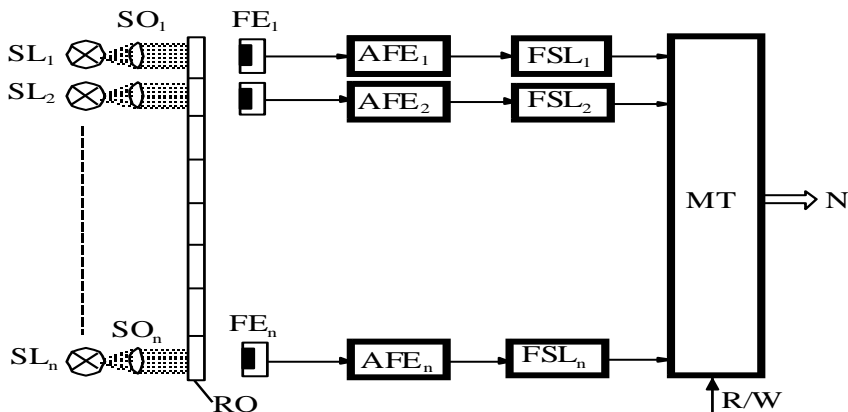
- piste în cod binar-natural;
- piste în cod Gray.

În fig.12.10,a se prezintă codificarea riglei optice în cod binar-natural, iar în fig.12.10,b codificarea în cod Gray. Folosind o schemă de citire a riglei optice ca în fig.12.11, compusă - pentru fiecare pistă - din o sursă luminoasă SL, un sistem optic SO, un fotoelement FE, un amplif. de fotoelement AFE, un formator de semnal logic FSL, se obține direct informația numerică - codificată binar-natural sau Gray - memorată în memoria temporară MT.

Codul Gray este un cod monostropic, adică între două poziții binare vecine - oricare ar fi acestea - se constată modificarea unei singure poziții binare (cod reflexiv)

Această proprietate importantă a codului Gray, care îl face imun la citiri ambigue, este “umbrită” de faptul că acest cod nu este ponderat

Codul binar-natural este un cod polistropic - deci la trecerea de la o poziție la alta vecină pot avea loc mai multe modificări de poziții binare (a se vedea trecerea din 7 în 8 unde au loc 4 modificări simultane de poziții binare)



Pentru a nu se crea ambiguități se folosește *citirea în V* reprezentată principal în fig..

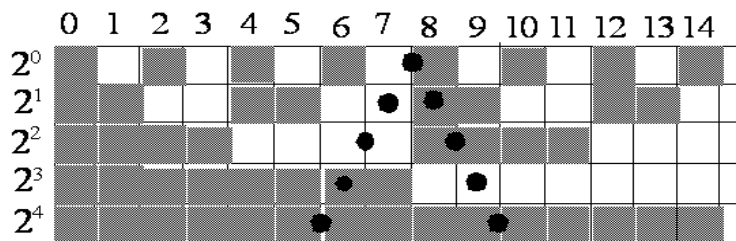


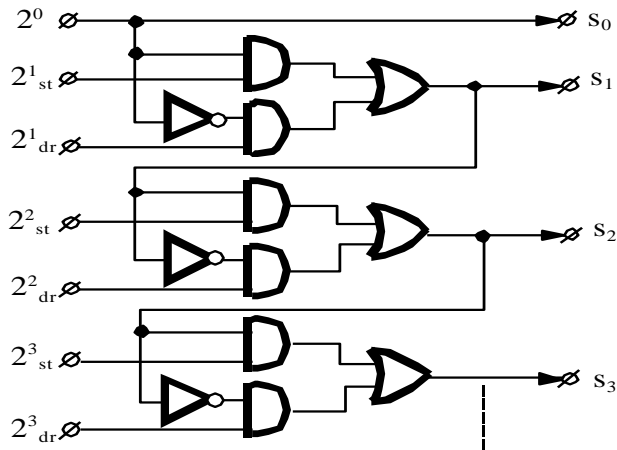
Fig.12.12. Principiul citirii în V a riglei optice

Pe fiecare pistă - excepție face pista 20 - se folosesc câte două sisteme de citire dispuse la \$1\tau, 2\tau, 3\tau, \dots\$ adică în formă de V.

Când informația corepunzătoare pistei 20 este “1”, pe pista 21 se va reține informația provenită de la fotoelementul din stânga, iar dacă pista 20 este “0” atunci se va reține informația de la fotoelementele din dreapta etc....

În consecință, algoritmul de implementare este de forma

a cărei realizare cu porți SI, SAU, NU este prezentată în fig.12.13.



Cu același algoritm prezentat în relația se poate folosi *principiul citirii în U* a riglei optice, schema de implementare a algoritmului este cea prezentată în fig. 12.13.

Referitor la utilizarea codificării în cod Gray - fig.12.10,*b* - se remarcă simplificarea modului de citire a informației de pe pistele riglei, în sensul că o citire în linie nu conduce la nici o ambiguitate.

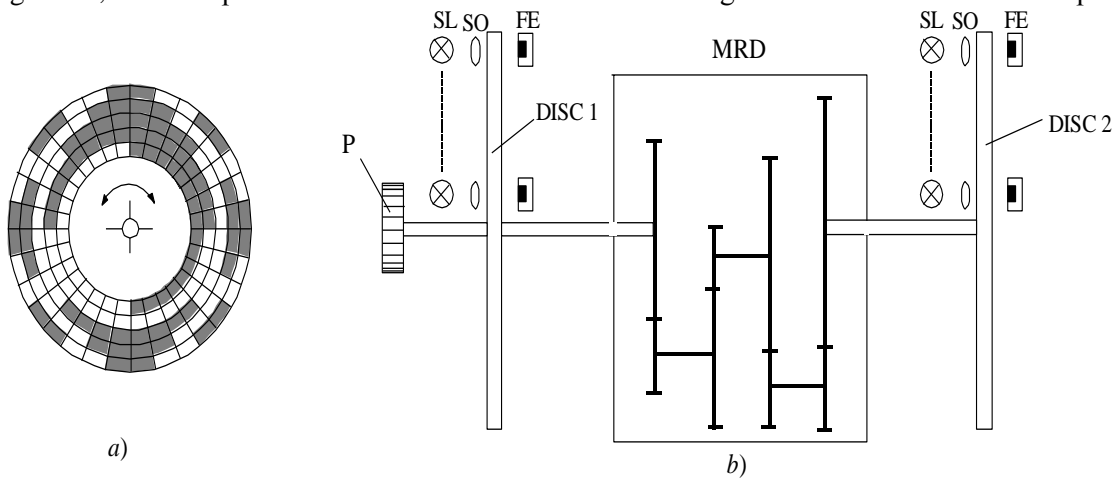
Practic, riglele liniare cu piste codificate pot fi folosite pentru lungimi de până la 1m cu maximum 12 piste, astfel că rezultă o rezoluție:

$$\tau = \frac{1m}{2^{12} - 1} = \frac{1m}{4095} \cong 0,25 \text{ mm.}$$

Pentru creșterea rezoluției se procedează la utilizarea unui modulator realizat sub forma unei *cremalieri de măsurare* și un sistem de *discuri codate* absolut prevăzute cu un *pinion* de cuplare (similar cu reprezentarea din fig.12.9).

În fig.12.15,*a* se prezintă un exemplu de realizare a unui disc codat absolut - pe 5 piste - în codul Gray. Practic, astfel de discuri pot avea până la maximum 8 piste codificate Gray sau binar-natural.

În fig.12.15,*b* se exemplifică realizarea unui traductor absolut unghiular folosit la măsurarea deplasărilor liniare.



Discurile optice 1 și 2 sunt identic realizate - fiecare cu 8 piste, codificate absolut - între ele existând cuplajul mecanic, realizat cu multiplicatorul cu roți dințate MRD, având factorul de multiplicare 28.

Dacă presupunem - ca la exemplul din fig.12.9 - că $\tau = 2 \text{ mm}$, iar pinionul P are 10 dinți, atunci rezoluția este

$$\Delta = \frac{20 \text{ mm}}{2^{16} - 1} \cong 0,3 \text{ mm.}$$

15. Traductoare ultrasonice pentru deplasări liniare.

Funcționarea acestor traductoare se bazează pe măsurarea timpului parcurs - dus înapoi - de un puls ultrasonic de-a lungul unui ghid de undă

Schema de principiu a traductorului ultrasonic este prezentată în fig.13.4.

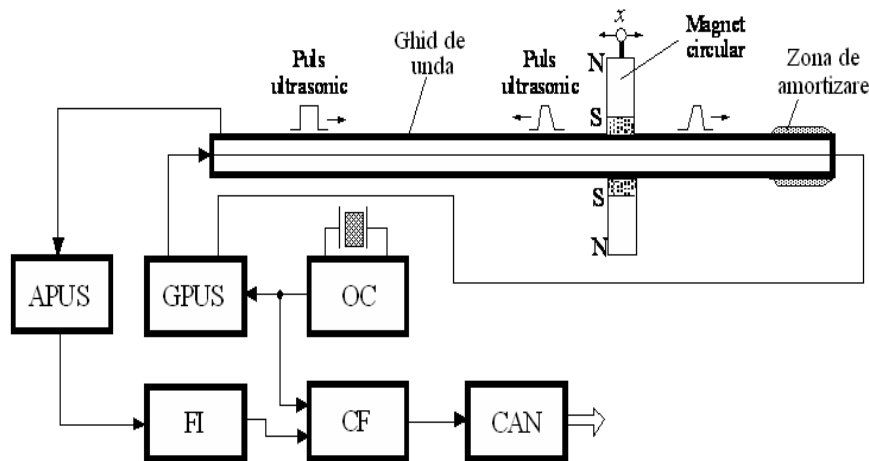


Fig.13.4. Schema de principiu a traductorului ultrasonic de deplasare liniară

Elementul sensibil constă dintr-un tub senzor, realizat din material feromagnetic, care constituie un ghid de undă, protejat cu un material nemagnetic.

În interiorul tubului este un fir de cupru pentru aplicarea pulsului ultrasonic.

Un magnet circular înconjoară tubul senzor, acesta fiind atașat părții mașinii a cărei deplasare este măsurată.

De la generatorul de pulsuri ultrasonice GPUS, pilotat de oscilatorul cu cuarț OC, sunt transmise pulsuri pe firul de cupru, care produc câmpuri magnetice în jurul firului, având în vedere că tubul senzor este feromagnetic.

Magnetul circular mobil generează în ghidul de undă un câmp magnetic longitudinal.

Când câmpul magnetic al pulsului electric întâlnește pe cel al magnetului permanent, datorită efectelor magnetostrictive care apar în ghidul de undă, se generează un puls ultrasonic, care este propagat către ambele terminale ale ghidului de undă.

Pulsul spre dreapta este "absorbit" de zona de amortizare special construită la acest capăt, pe când cel din stânga este preluat de amplificator, format în impuls de FI (formator de impulsuri) și comparat în fază (CF - comparator de fază) cu impulsul emitent, diferența - ca fază temporală - fiind transformată în informație numerică de CAN (convertor analog-numeric de tip durată de impuls - echivalent numeric)

Așadar, timpul măsurat între lansarea unui puls electric și recepția unui puls sonic este o măsură directă a distanței dintre sursa pulsului și magnetul circular. Viteza de propagare a pulsului sonic [Philips] este de 2800 m/s, fiind constantă pe o gamă largă de variație a temperaturii, întrucât materialul ghidului de undă este special tratat în acest scop.

Cu astfel de traductoare se pot obține rezoluții de $\pm 0,1$ mm, pentru lungimi până la 10 m; au aplicații curente la mașini unelte (dar și la măsurarea nivelului), având ca avantaje:

- măsoară deplasări absolute;
- nu necesită măsuri speciale de întreținere.