

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);
- costul SAD-ului - cadența de transfer prin SAD - frecvența de eșantionare pe fiecare canal;
- facilitățile oferite de condiționare a semnalului de intrare;

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, 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*, 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 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 ;

- 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 – stand alone;

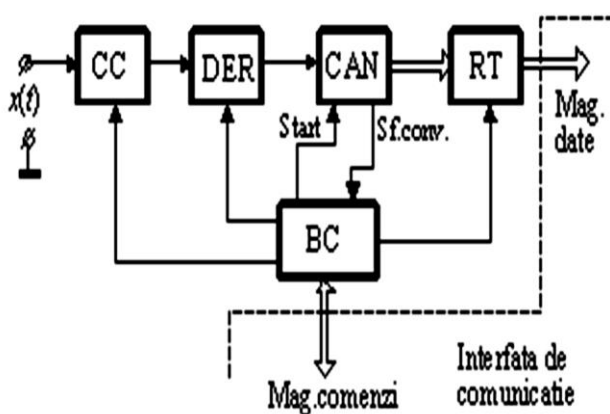
- SAD-uri de tip terminal inteligent (traductor / element de acționare inteligent) destinat unei singure mărimi de intrare/comandă, care lucrează printr-o interfață serială multipunct cu un PC (post dispecer);

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

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 :



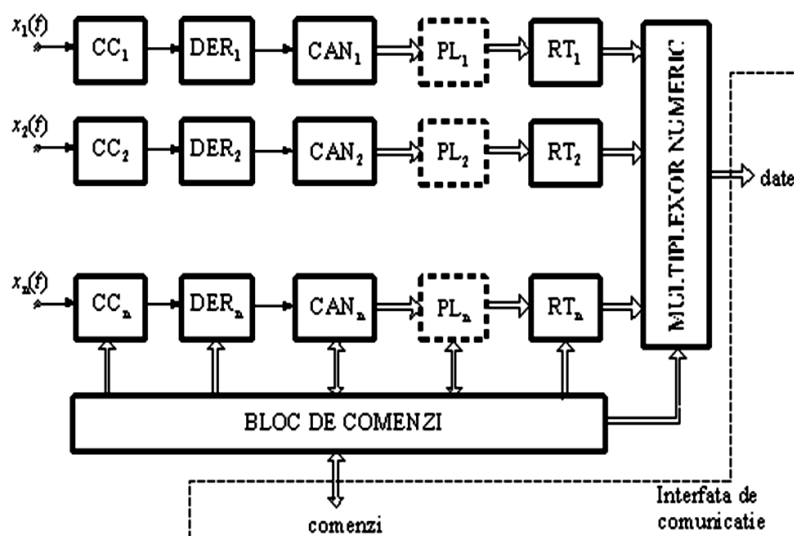
Semnalul analogic de intrare $x(t)$ este aplicat unui circuit de condiționare CC care poate îndeplini, după caz, una sau mai multe din funcțiile: amplificare/atenuare, compresie, axare, integrare/derivare, filtrare pentru rejecția zgomotelor de frecvență industrială sau înaltă frecvență.

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.

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.

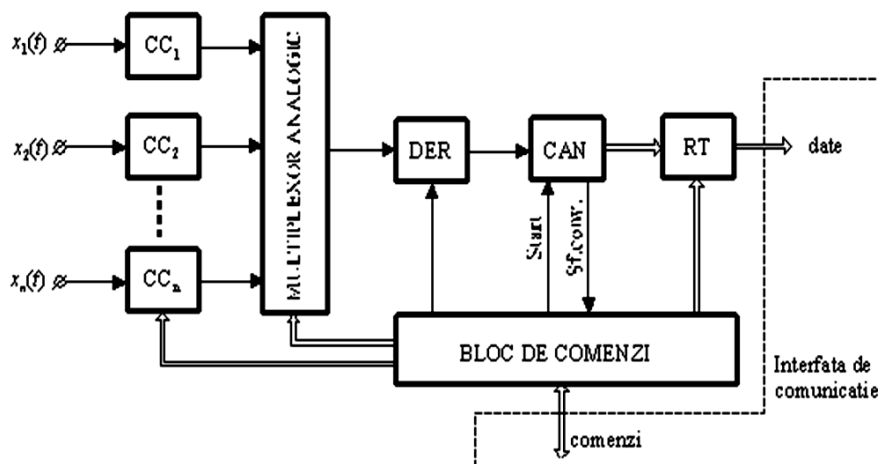
Sunt avantajoase deoarece:

- 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:



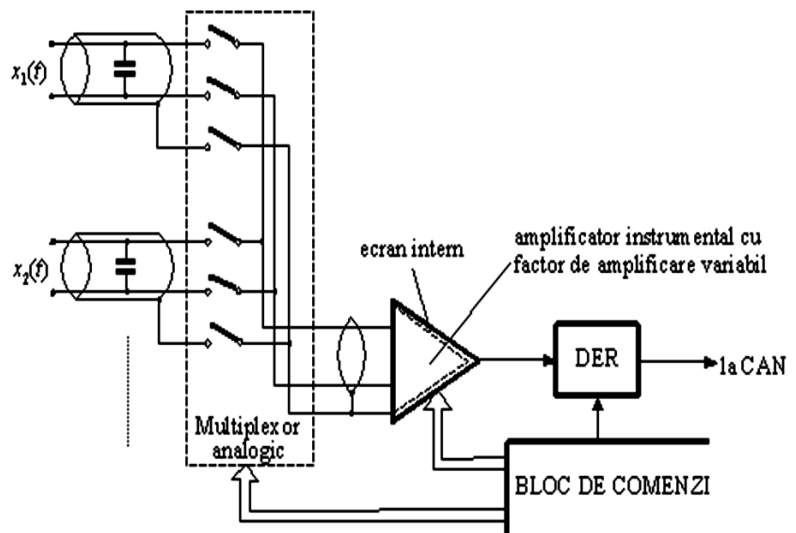
Un ciclu global de conversie este alcătuit din n cicli individuali de conversie în care, succesiv, fiecare intrare este adusă prin intermediul multiplexorului analogic la intrarea DER-ului unde este eșantionată și reținută, este convertită în echivalent numeric de CAN și memorată în locația corespunzătoare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

Pentru semnale de nivel scăzut se utilizează SAD-uri cu multiplexare

analogică având în intrare configurația următoare :

Pentru a diminua efectul perturbațiilor se utilizează ecranarea individuală și eventual filtrarea trece-jos pasivă, 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



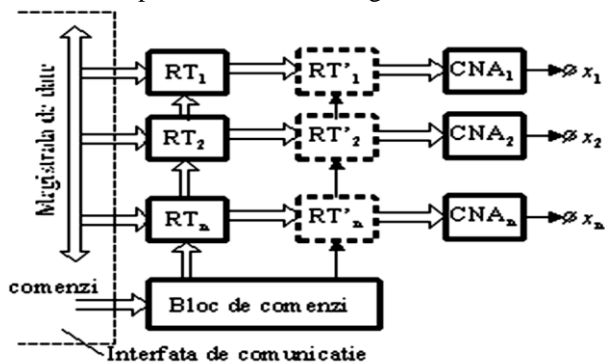
5. SDD-uri; performanțe, clasificare, prezentarea celor două variante de SDD-uri

Performanțe SDD-uri: - rezoluția și precizia conversiei numeric-analogice; - numărul canalelor analogice servite;

- costul SDD-ului.
- frecvența de extragere a eșantioanelor de date pe fiecare canal;
- timpul de stabilizare;
- natura sarcinii și puterea absorbită pe fiecare canal;

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 cu CNA pe fiecare canal analogic :

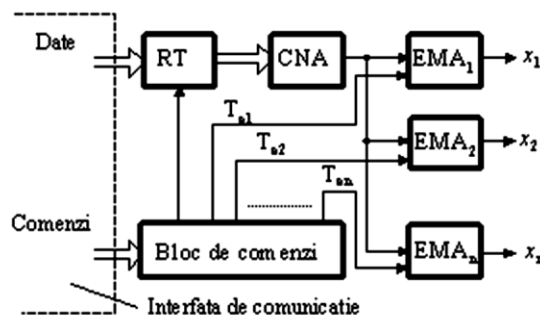


Datele, prezente secvențial pe magistrala de date, sunt încărcate succesiv în registrele temporare RT_1, \dots, RT_n și, fiind prezente în permanență la intrările CNA_1, \dots, CNA_n , sunt transformate în ieșirile analogice $x_1(t), \dots, x_n(t)$.

Dacă este necesar ca momentul schimbării mărimilor analogice din ieșire să fie același se prevăd registrele suplimentare RT'_1, \dots, RT'_n a căror încărcare se face simultan, după ce s-au încărcat secvențial RT_1, \dots, RT_n .

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 :



Datele sosite pe magistrala de date a sistemului sunt memorate secvențial - canal cu canal - în registrul temporar RT . După conversia numeric analogică datele sunt memorate analogic în blocurile de eșantionare și memorare analogică EMA , la momentele date de timpuri de eșantionare Te_1, \dots, Te_n .

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.

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

general. *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 reglare impuse.

Vom atribui noțiunea de **traductor** atât elementului care preia informația de la parametrul de proces – traductorul propriu-zis – cât și celui care generează mărimea de execuție către proces (dispozitivul de acționare sau actuatorul).

Noțiunea de traductor / senzor inteligent : 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”.

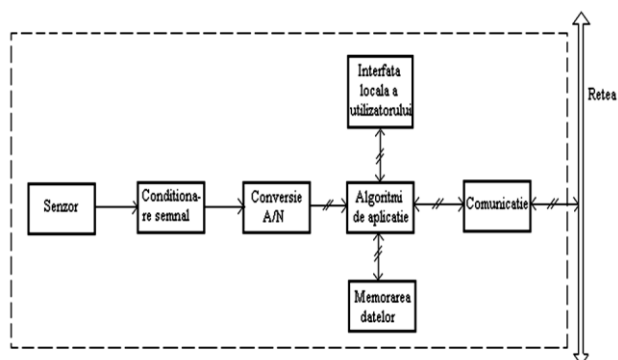
Facilitățile dorite de la un senzor inteligent pot include: • autoidentificarea; • autodiagnosticarea; • “conștiența timpului”, în sensul marcării timpului corelat cu canalul de pe care se colectează datele;

• “conștiența locației”, în sensul marcării poziției spațiale pentru fiecare canal;

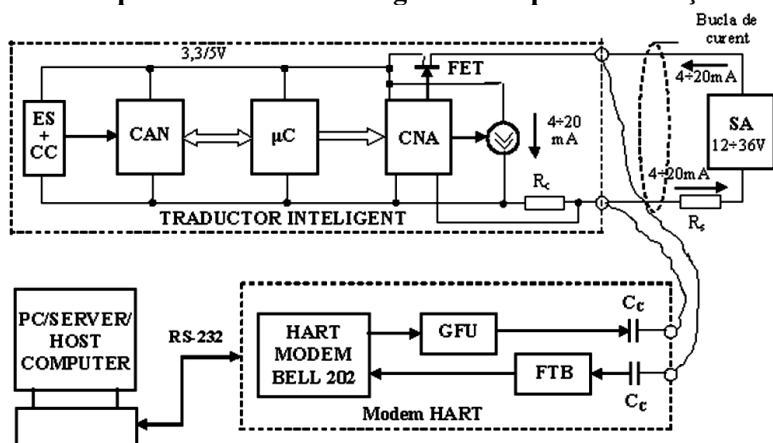
• funcții de ordin superior ca: prelucrare de semnale, colectare și stocare de date, detectarea evenimentelor și raportarea lor, fusiunea datelor, adică a măsurărilor provenite de la canale multiple;

• conformitatea cu standarde de comunicație a datelor și protocoale de control a corectitudinii acestora.

Memoria de date poate fi fol. atât pentru stocarea datelor, dar și pentru parametrii dispozit, cum ar fi TEDS (Tranducer Electronic Data Sheets). 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 precum: proces. complexă a semn. digit, istoricul semnalului după un algoritm impus, fusiunea datelor, realizarea unor algoritmi de reglare de tip PID etc. Multitudinea algoritmilor de 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. 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.



7. Exemplu de traductor inteligent bazat pe comunicația HART.



numeric al intrării măsurate și corectate este convertit în curent continuu cu variație în limite unificate $4\pm 20\text{mA}$.

Traductorul inteligent, prin modul lui de construcție, poate lucra independent comunicând valoarea primară măsurată prin bucla de curent $4\pm 20\text{mA}$, 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 $4\pm 20\text{mA}$. 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/recepționat este de formă sinusoidală, cu frecvența de 1200 Hz pentru “1”, respectiv de 2200 Hz pentru “0”.

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).

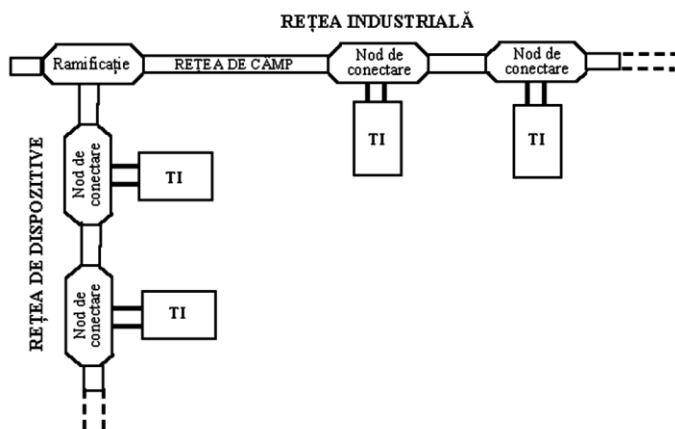
Prin intermediul comunicației digitale HART se obțin informații suplimentare despre dispozitiv, pe lângă variabila primară, cum ar fi: starea dispozitivului, diagnostice, măsurări suplimentare sau valori calculate etc. Dispozitivele prevăzute cu protocol HART pot opera în două configurații de rețea: punct la punct și multipunct.

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 $4\pm 20\text{mA}$, însă multe dintre ele sunt dezvoltate în ideea interfațării (directe sau indirecte) cu traductoare inteligente

8. Standarde pentru rețele industriale

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



Aceste rețele industriale pot lua diverse forme. Notatia « rețea de câmp » reprezintă o rețea distribuită de banda largă cum ar fi Ethernet sau Lonwork. O rețea de câmp astfel definită nu este, în general, destinată să se interfateze direct cu traductoare inteligente.

O « rețea de dispozitive » este destinată în mod special să se interfateze 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 circula datele seriale digitale.

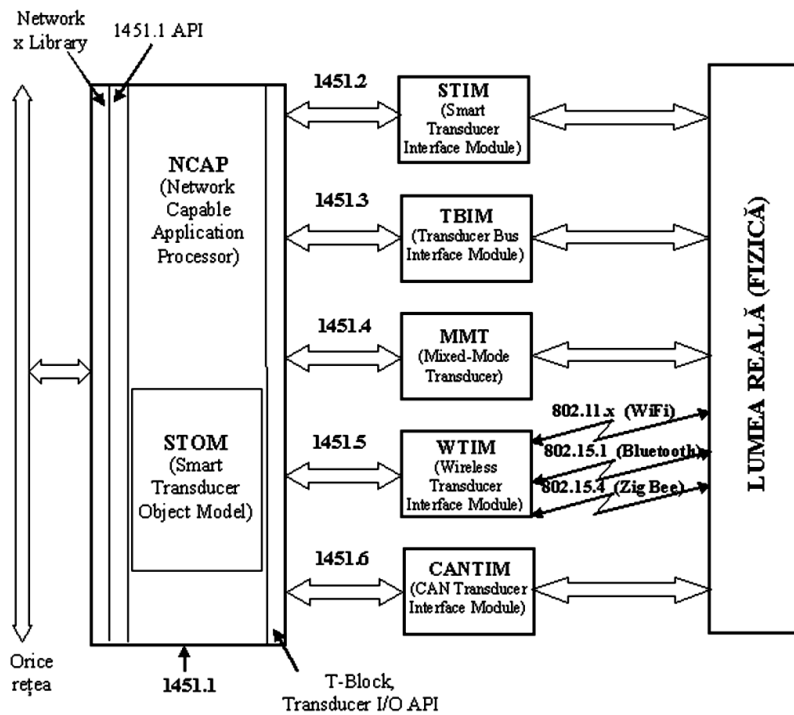
Printre cele mai cunoscute (populare) standarde de rețele industriale se numără: Ethernet, Foundation Fieldbus, Lonwork, Profibus, Interbus-S, Universal Serial Bus

(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.

Intrucât 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.

9. 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 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.

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.

La nivelul NCAP se realizează software-ul de aplicație, care conferă inteligența traductorului.

10. Principiile conversiei analog-numeric

CAN-urile sunt structuri de sine stătătoare, care primesc în intrare un semnal analogic de tens. contin. cu limite de variație standard și oferă în ieșire un echivalent numeric în conform. 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 ui în raport cu mijlocul intervalului de clasă k. Dacă $k\Delta \leq u_i < (k+1/2)\Delta \rightarrow$ lui ui valoarea $k\Delta$ - aproximare prin lipsă - iar pentru situația în care $(k+1/2)\Delta \leq u_i < (k+1)\Delta \rightarrow$ lui ui valoarea $(k+1)\Delta$ - aproximare prin adaos.

În cazul ($\Delta \rightarrow 0$) → se pune în evidență eroarea de cuantizare: În valoare absolută, eroarea de cuantizare - admitând o funcționare ideală a cuantizorului - are valoarea maximă $\Delta/2$.

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

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

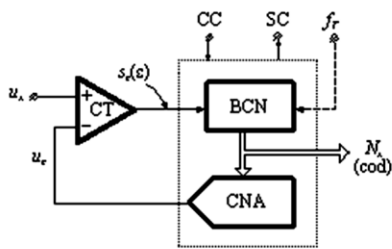
→ cu cât Δ este mai mic cu atât N_{\max} este mai mare, adică se crește finețea cuantizării.

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

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 amplificare neunitară (gain). **Codificarea** constă în alocarea de simboluri, convențional alese, mărimii discretizate în valoare. În cadrul CAN-urilor se folosesc 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 binardeplasat, codul complement față de 2, codul complement față de 1 și codul semn +modul.

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

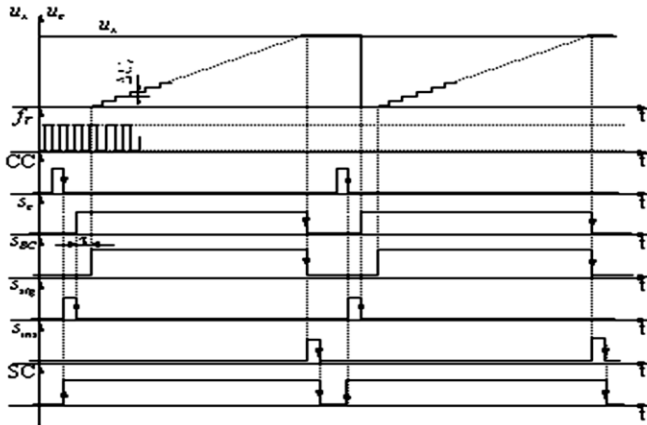


CT - comparator de tensiune;
BCN - bloc de conversie
numerică; CNA - convertor
numeric-analogic

Schema de principiu a unui CAN în
rampă (cu compensare în trepte
egale) este în dreapta :

CT - comparator de tensiune; P -
poartă logică (SI); NB - numărător
binar; CNA - convertor numeric-analogic;

RT - registru temporar; BC - bloc de comenzi. Succesiune: CC (SC=1 inactiv) → sstg → sc=1 → sBC → NB → sc=0 → sins → SC=0 (activ). **Diagrama de semnal :**



- 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

$$\text{Exemplificare: pentru } n = 12 \text{ și } f_T = 1 \text{ MHz rezultă } t_c = 4,095 \text{ ms, } t_c = N_{max} \cdot T_T = \frac{1}{f_T} (2^n - 1)$$

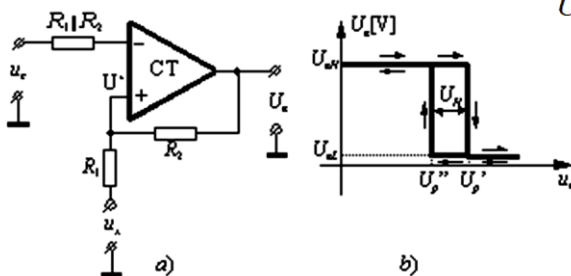
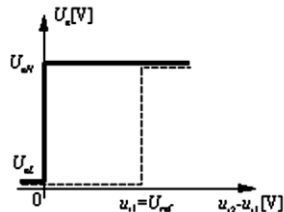
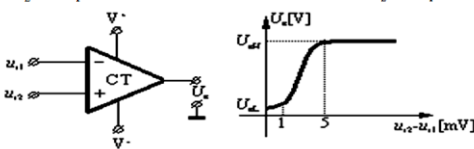
Concluzie: aceste tipuri de CAN-uri se folosesc pentru semnale
de intrare cu dinamică slabă (lent variabile)

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

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

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

$u_{i2} - u_{i1} < 0$ atunci $U_e = 0$ $u_{i2} - u_{i1} > 0$ atunci $U_e = 1$



ambele ieșiri sunt 0 logic. Comparatorul tip fereastră este centrat pe valoarea u_e , semnalul
sc1 trecând din 1 în 0 când $u_e - U/2 > u_x$, în timp ce semnalul sc2 va trece din 0 în 1
pentru $u_e + U/2 > u_x$; Dacă inițial numărătorul reversibil NR este inițializat în zero,
tensiunea din ieșirea CNA-ului va fi $u_e = 0$, astfel că poarta P1 va fi activă, iar poarta P2
blocaută, și impulsurile cu frecvența f_T vor fi numărate direct de către NR. Dacă u_x își
modifică valoarea - este în afara intervalului $[u_e - U/2; u_e + U/2]$ - atunci NR va număra
direct sau invers până la readucerea tensiunii din ieșirea CNA-ului în fereastră.

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
comparatorul diferențial are o caracteristică tip releu, care poate fi translatată din
origine prin păstrarea constantă a unei intrări.

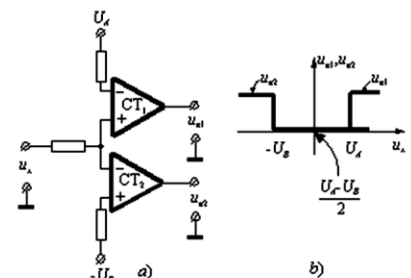
Cum semnalele care se compară sunt zgomotite (intrarea u_x și chiar tensiunea de ieșire u_e din
CNA), se realizează comparatoare diferențiale cu histerezis la care pragurile de basculare sunt
date de relațiile:

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

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

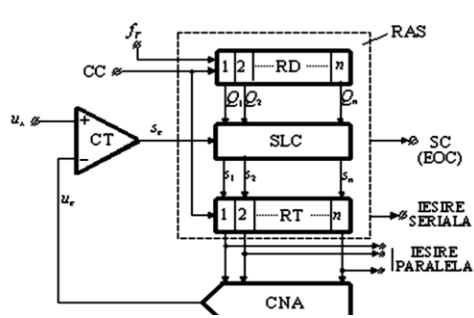
Pentru semnalele analogice,
convertite în echivalent
numeric, care au o evoluție

cunoscută (de exemplu sinusoidale) se preferă utilizarea unui CAN cu
urmărire, care are în structura sa un comparator tip fereastră. 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 $(-U_B, +U_A)$ în care



13. 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:



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.

La comanda CC 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 $u_x > u_c$).

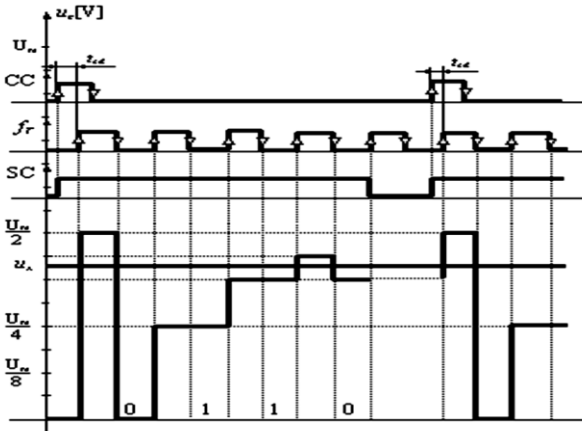
Timpul de conversie, pentru n biți, este :

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

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

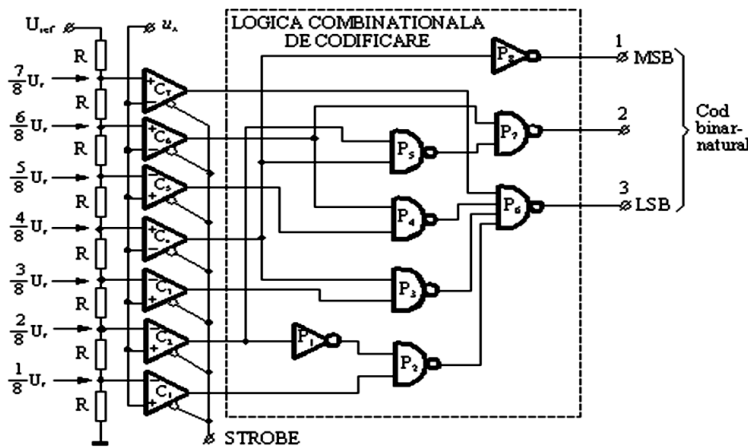
rampă cu compensare în trepte egale.

1. Conversia, la aceste tipuri de CAN-uri, se efectuează în n 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
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).

14. Convertoare analog-numerice de tip paralel.



Schema CAN de tip paralel pe 3 biți, cu ieșire în cod binar-natural :

Un CAN de tip paral se caracteriz prin aceea că realiz convers într-un singur tact, acest lucru fiind posibil prin crearea de tensi de referință multiple. Cum comparația trebuie să se facă simultan între u_x și toate nivelele de tensiune cuprinse între 0 și $U_{ref} = U_{x\text{max}}$ 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 ($U_{ref}/2^n$) k cu $k = 1, 2, \dots, 2n-1$, adică toate nivelele de cuantizare cuprinse într-o rezoluție impusă.

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,

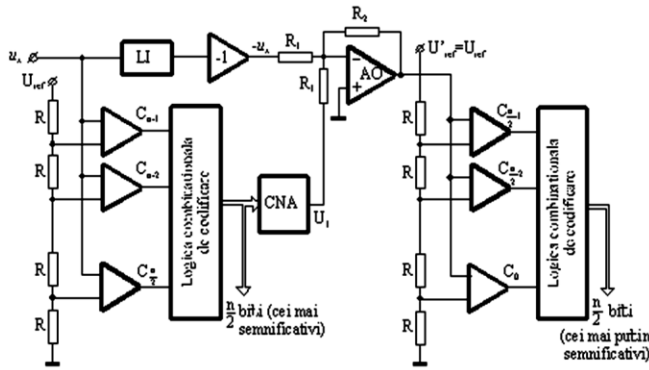
împreună cu tensiunea u_x , pe intrările comparatoarelor C_1, C_2, \dots, C_7 , dar alegerea tipului de intrare se face în așa fel încât să rezulte cât mai puține circuite logice în schema combinațională pentru tipul de cod dorit. Acest aspect poate conduce - la o proiectare defectuoasă - la scăderea performanțelor dinamice.

Se observă că LSB înseamnă compunerea unor semnale logice provenind din 3 porți în serie, deci există posibilitatea apariției unor spici-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, pentru $n = 6$ necesarul de comparatoare este 63).

15. Convertoare analog-numerice de tip paralel-serie.

O soluție de reducere a numărului de comparatoare, mai ales la rezoluții mari, este folosirea CANului de tip paralel-serie.



Așadar, în orice situație, tensiunea diferență care se aplică amplificatorului sumator este $< U_{ref}/2n/2$. Este intrarea în cel de-al doilea CAN de tip paralel, prin alegerea $R_2/R_1 = 2n/2$ 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.

Evident, dacă s-ar lua $R_2 = R_1$ atunci trebuie ca $U'_{ref} = U_{ref}/2n/2$. 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 $2(2n/2-1)$ față de $2n-1$.

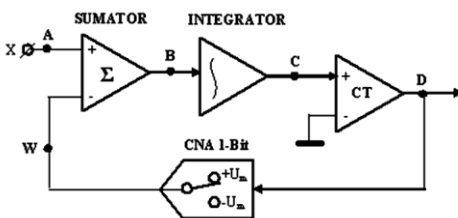
16. Convertoare analog-numerice de tip sigma-delta.

Astfel de convertoare se întâlnesc în aplicații ca sistemele de telecomunicații, sisteme audio de consum sau profesionale, sisteme industriale de cântărire și aparatură de măsurare de precizie. Schema de principiu a unui CAN sigma-delta :



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.



iesire este valoarea de referinta U_m , cu semnul + dacă $D=1$, respectiv cu semnul - dacă $D=0$.

Exemplificare: sa presupunem ca 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.

Dupa faza de initializare a conversiei, echivalenta cu inscrierea valorii 0 în punctele B, C, D și W, începe conversia propriu-zisă; la fiecare tact intrarea se aduna cu +1 sau -1 (funcție de valoarea stării din iesirea D), sumatorul face diferența $X-W$, integratorul realizează integrarea de la starea precedentă, iar comparatorul face comparația cu 0. Dupa fiecare esantionare se obține astfel o valoare binară 0 sau 1 în iesirea D, care este transmisă filtrului digital trece-jos. Se observă că valoarea medie a primelor 16 esantioane are valoarea $3/8$, a.i. prelucrarea bitilor din D de către FTJD va conduce la obținerea echiv numeric al intrării X.

În scopul reducerii zgomotului de cuantizare se lucrează la frecvențe de esantionare 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-esantionarea decât cu creșterea ordinului modulatorului, practic se procedează la creșterea raport f_s/f_c , unde f_s este frecvență de esantionare, iar f_c este frecvență maximă din spectrul semnalului de intrare. Consecința creșterii frecvenței f_s atrage după sine apariția datelor redundante în iesirea FTJ. 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.

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.

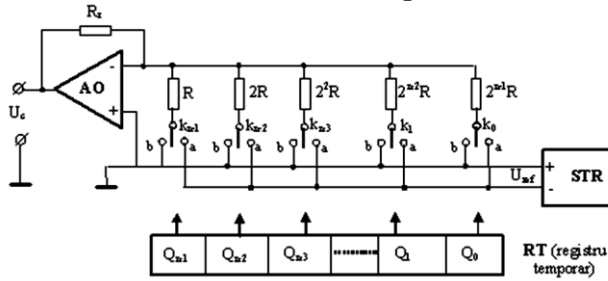
Treapta de cuantificare pentru comparatoarele $C_{n/2}, \dots, C_{n-1}$ este $U_{ref}/2n/2$, astfel că tensiunea de ieșire U_I a CNA-ului va fi:

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

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

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

17. 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 operational montat în regim inversor. Numărul înscris în registrul temporal RT este : (figura cu N)

$$N = \sum_{k=0}^{n-1} a_k 2^k$$

Considerând amplificatorul operational ideal, rezulta ca tensiunea de iesire este :

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

Alegând raportul și ținând seama că \$U_{ref}\$ este negativă (plusul sursei de referință este la masă), rezulta:

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

Se observă că treapta elementară de tensiune la ieșire (rezoluția conversiei) este pentru \$N=1\$

iar valoarea maximă a ieșirii rezulta pentru \$N_{max} = 2^n - 1\$ (toți bitii registrului temporal sunt "1"), adică :

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

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

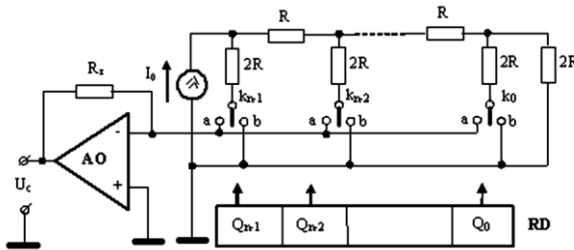
- stabilitatea sursei de referință \$U_{ref}\$;
- performanțele amplificatorului sumator AO. În practică o astfel de schema este puțin utilizată, preferându-se folosirea de rezistențe de același tip (valoare) și surse de curenți pentru referință (deci comutatoarele \$k_k\$ sunt folosite pentru a comuta curenți și nu tensiuni – în consecință strictetea legată de rezistența proprie a comutatorului dispare).

Relațiile obținute sunt pentru cazul unei funcționări ideale. În realitate, precizia conversiei depinde de:

- precizia de realizare a rezistentelor ponderate \$2^k R\$;
- precizia comutatoarelor care nu trebuie să introducă rezistențe suplimentare inseriate cu rezistențele ponderate \$2^k R\$;

18. 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...).



(figura...).

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

pentru \$Q_i = 1 \rightarrow a\$

pentru \$Q_i = 0 \rightarrow b\$.

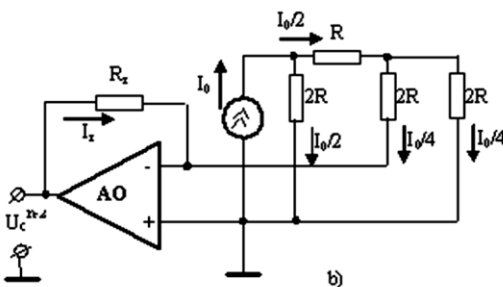
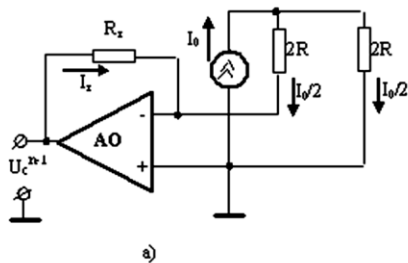
Considerând \$Q_{n-1} = 1\$ și restul \$Q_i = 0, \dots, n-2 = 0\$ rezultă schema echivalentă din figura a.

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

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

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:

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

19. Traductor incremental de deplasare liniar, cu rigla optica (varianta cu un singur fotoelement).

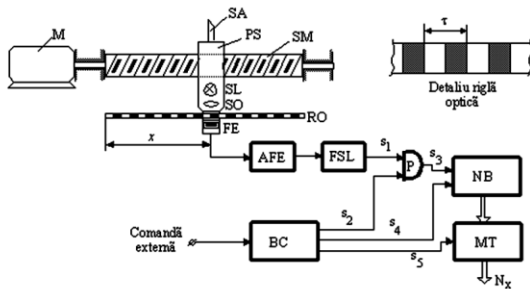
Deplasarea reprezinta marimea care caracterizeaza schimbarile de pozitie ale unui corp sau ale unui punct caracteristic fata de un sistem de referinta. Principiul de functionare - modularea fluxului luminos sub actiunea organului mobil a carei deplasare trebuie masurata. Principiul de func.ionare - o conversie directa a deplasarii in numar (reprezentat binar); de aceea aceste traductoare se mai numesc si pur numerice. Modulatoarele folosite pentru modularea fluxului luminos pot fi de doua tipuri:

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

Ambele categorii de modulatori pot fi realizate in doua variante:

- diascopice - functioneaza pe principiul transparentei, realizate din sticla prevazuta cu zone transparente si zone opace;
- episcopice - functioneaza pe principiul reflexiei luminii, realizate din metal, avand zone care reflecta lumina alternate cu zone care nu o reflecta (obtinute prin zgariere). Traductoarele de deplasare cu elemente sensibile fotoelectrice se pot clasifica in:
 - varianta incrementala - la care se incrementeaza deplasarea pas cu pas intre doua pozitii fixe cand sensul deplasarii nu se schimba; referinta poate fi alta la repetarea masurarii;

- varianta absoluta - la care informatia despre deplasare se obtine in raport cu un reper fix (origine), acelasi la repetarea masurarii.



Un astfel de traductor se compune din următoarele blocuri funcționale:

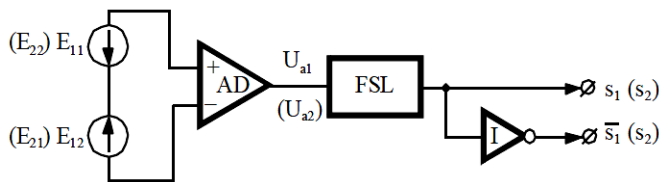
- sistemul mecanic de prelucrare
- sistemul optic de măsurare a deplasării
- blocul electronic de prelucrare a semnalelor

Observații:

- 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.
- 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 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, urme de ulei etc) care influențează sistemul optic - diminuează intensitatea fluxului luminos care cade pe suprafața activă a fotoelementului.

20. 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 apărea nici un impuls, în timp ce pe sst apar 4 impulsuri/ τ

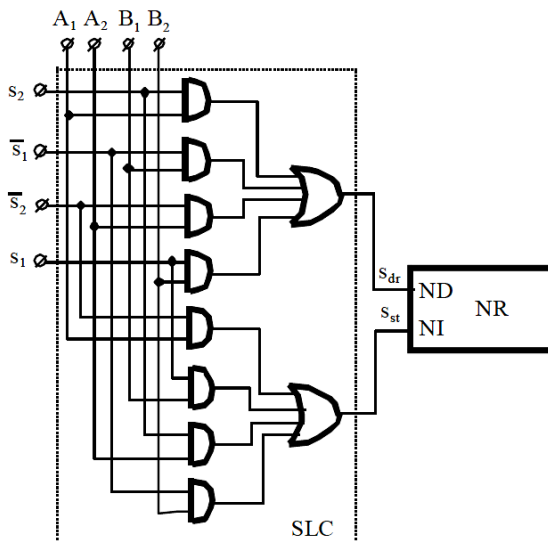
Observații:

- 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;

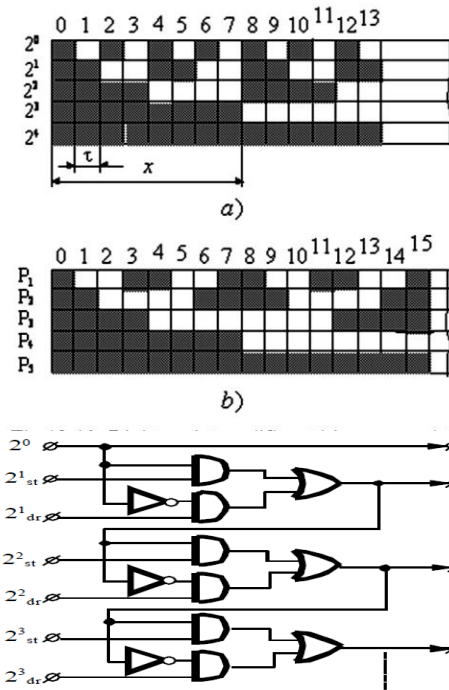
2. Pe rigla optică sunt prevăzute - din loc în loc - la distanțe egale cu un număr (același) întreg de pași τ (1000 sau 10.000) zone de corecție, prin care se permite controlul numărării corecte din NR. Dacă între două repere fixe nu s-au adunat/scăzut numărul de impulsuri corespunzător (fie s-au pierdut 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.



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



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

După modul de trasare a pistelor se disting:

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

Folosind o schemă de citire a riglei optice 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.

Codul Gray este un cod monostropic, adică între două poziții binare vecine - se constată modificarea unei singure poziții binare. Această proprietate importantă a codului Gray, care îl face imun la citiri ambigue..

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 .

Pentru a nu se crea ambiguități se folosește *citirea în V*. Pe fiecare pistă - excepție face pista 20 - se folosesc câte două sisteme de citire 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. În consecință, algoritmul de implementare este de forma : fig

Cu același algoritm se poate folosi *principiul citirii în U* a riglei optice. Riglele liniare cu piste codificate pot fi folosite pentru lungimi de până la 1m cu maximum 12 piste, astfel că rezultă o rezoluție:fig

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

Pentru creșterea rezoluției se procedează la utilizarea unui modulator realizat sub forma unei *cremaliere de măsurare* și un sistem de *discuri codate* absolut prevăzute cu un *pinion* de cuplare .

Daca presupunem ca tau = 2 mm, iar pinionul P are 10 dinti, atunci rezolutia este:

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

22. Traductoare ultrasonice pentru deplasari liniare.

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

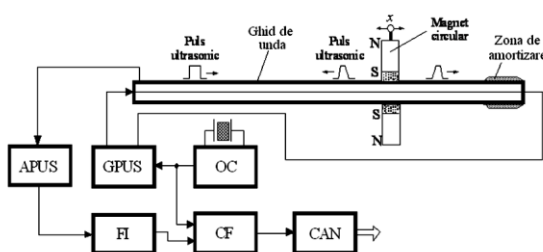


Fig 13.4. Schema de principiu a traductorului ultrasonic de deplasare liniară

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

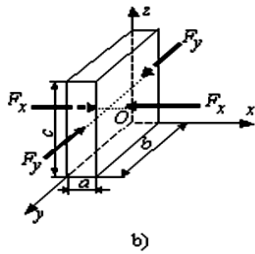
Așadar, timpul măsurat între lansarea unui puls electric și recepția unui puls sonic este o măsură directă a distanței dintre sursa pulsului și magnetul circular. Viteza de propagare a pulsului sonic este de 2800 m/s, fiind constantă pe o gamă largă de variație a temperaturii, întrucât materialul ghidului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

Cu astfel de traductoare se pot obține rezoluții de $\pm 0,1 \text{ mm}$, pentru lungimi până la 10 m; Avantaje:

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

23. Traductoare pentru forțe cu elemente sensibile piezoelectrice.

Funcționarea acestor traductoare se bazează pe proprietatea unor anumite cristale de a se polariza la aplicarea unei forțe. Astfel de cristale sunt cuarțul, titanatul de bariu, zirconatul/titanatul de plumb, care cristalizează în sistemul hexagonal, prezentând 3 axe :Ox,Oy,Oz.



Dacă se taie un paralelipiped și se aplică o forță F_x dirijată în lungul axei electrice Ox , atunci pe suprafețele $S_x = b \cdot c$ apare o polarizare electrică q_{xx} :

$$q_{xx} = d_p \cdot p_x$$

$$Q_{xx} = S_x \cdot q_{xx} = d_p \cdot p_x \cdot S_x = d_p \cdot F_x$$

→ sarcina electrică acumulată Q_{xx} nu depinde de dimensiunile cristalului. Acest fenomen, de generare a unei sarcini electrice la aplicarea unei forțe de-a lungul axei electrice, se numește *efect piezoelectric direct longitudinal*. Dacă se aplică o forță F_y de-a lungul axei Oy , pe suprafața $S_x = b \cdot c$ apare o acumulare de sarcină electrică, care va avea sens contrar celei dinainte. Acest tip de fenomen se numește *efect piezoelectric direct transversal*.

Prin analogie, rezultă:

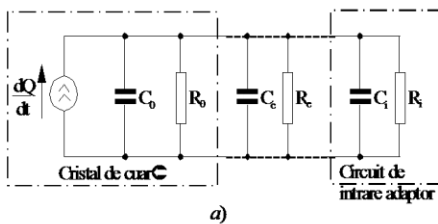
$$q_{xy} = -d_p \cdot p_y \quad Q_{xy} = q_{xy} \cdot S_x = -d_p \cdot p_y \cdot S_x = -d_p \cdot \frac{F_y}{S_y} \cdot S_x \text{ cum } S_x = b \cdot c, \text{ iar } S_y = a \cdot c, \text{ rezultă: } Q_{xy} = -d_p \cdot \frac{b}{a} F_y$$

relație care arată că sarcina electrică acumulată depinde de dimensiunile cristalului.

Obs : 1. Dacă pe suprafețele S_x se aplică un semnal electric sinusoidal, pe suprafețele S_y apar vibrații mecanice care ajung la rezonanță (ampl max) când frecv semnalului sinusoidal egalează frecv de rezonanță proprie a cristalului. Acest fenomen se numește *efect piezoelectric invers*, pe baza lui fiind realizate oscilatoarele de mare precizie.

2. Fenomenul de polarizare se explică prin structura cristalină a cuarțului. Dacă se face o secțiune plană normală la axa optică Oz se constată că există 3 molecule de SiO_2 așezate hexagonal. Proprietăți ale elem sensibil:

- să fie cât mai subțire posibil (a de valori foarte mici);
- să aibă rigiditate mecanică mare;
- să aibă constantă dielectrică mare;
- să permită o prelucrare mecanică ușoară.



Aplicând o forță dinamică pe axa mecanică, un cristal piezoelectric se comportă ca un generator de sarcină, care debitează pe o capacitate C_0 în paralel cu o rezistență R_0 ; Semnalul este transmis către circuitul de intrare al adaptorului prin intermediul unui cablu ecranat caracterizat prin capacitatea C_c și rezistența R_c .

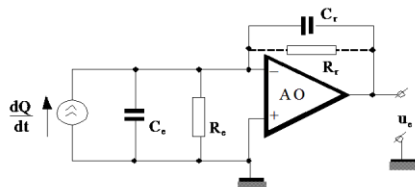
$$C_e = C_0 + C_c + C_i$$

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_i}$$

Considerand o forță dinamică

$$F(t) = F_m \sin \omega t$$

sinusoidală. Prin considerarea unui amplificator de c.a. clasic se obține un răspuns care conține o componentă forțată și una liberă, influențate de valorile C_e și R_e . Pentru a elimina influențele evidențiate mai sus se folosește un amplificator de sarcină.



$$\frac{dQ}{dt} + C_r \frac{du_e}{dt} \cong 0 \quad u_e(t) = -\frac{1}{C_r} Q(t)$$

Uneori, pe reacție se atașează și o rezistență R_r , astfel că: $\frac{dQ}{dt} + C_r \frac{du_e}{dt} + \frac{u_e}{R_r} \cong 0$ -T.Laplace-

$$sQ(s) + sC_r U_e(s) + \frac{1}{R_r} U_e(s) = 0 \quad U_e(s) = -\frac{sR_r C_r}{1 + sR_r C_r} \frac{Q(s)}{C_r}$$

Așadar, se obține un filtru trece-sus care poate fi riguros proiectat, în sensul că se poate controla atât constanta de timp $\tau_r = R_r \cdot C_r$ cât și factorul $Q(s)/C_r$.

24. Traductoare de presiune

Principiile de funcționare ale instrumentatiei pentru măsurarea presiunii se bazează pe utilizarea de elemente sensibile care transformă presiunea fie într-o deplasare cu o deformare mecanică, preluată cu traductoare specifice, fie direct într-o marime electrică, tensiune, sarcină electrică, variație de rezistență. După tipul elementului sensibil se disting:

- Traduct cu elemente sensibile de tip elastic
- Traduct cu elemente sensibile de tip presiune-deplasare
- Traduct cu elemente sensibile bazate pe proprietăți electrice

a) Traduct de presiune cu elemente sensibile de tip elastic

Principiul de funcționare: deformarea elastică a elementului de măsurare sub acțiunea forței exercitate de fluidul de lucru pe suprafața activă este efectuată până în momentul atingerii unei stări de echilibru. Cele mai utilizate elemente sensibile sunt: tubul bourdon, membrana elastică, capsula elastică, burduful elastic :

- tubul Bourdon – forma de arc de cerc, confectionat din metale la capatul care comunica cu presiunea de masurat, iar capatul liber este conectat la un traductor de deplasare unghiulară. Sub acțiunea presiunii secțiunea tubului tinde către una circulară, care are ca efect deplasarea capatului liber cu un unghi la centru de 8 grade.
- membrana elastică – e confectionată din metale, realizată sub forma de ondulații concentrice, forma și adâncimea ondulațiilor determinând caracteristicile elastice.
- Capsula elastică – poate fi cu acțiune unilaterală sau cu acțiune bilaterală
- Burduful elastic este un tub cilindric cu gofraje transversale pe suprafața laterală și asigură deplasări de circa 8..10 mm.

Elementele sensibile elastice asigura o dependenta neliniara a deplasarii functie de presiunea aplicata. In plus, apare fenomenul de histerezis mecanic, care duce la cresterea neliniaritatilor.

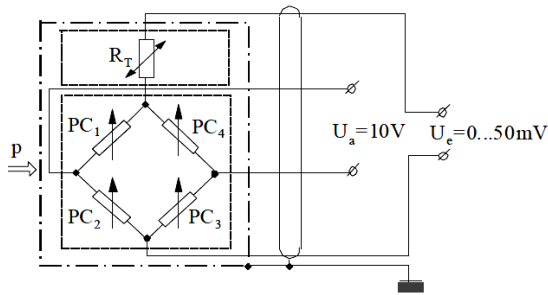
Traductoare de presiune cu elemente piezorezistive

Piezorezistivitatea este proprietatea unui corp de a-si modifica rezistivitatea sub actiunea unui camp de tensiuni la care acesta e supus. Rezistivitatea unui semiconductor este data de:

$$\rho = \frac{1}{e \mu n}$$

e - sarcina elect, μ - mobilitatea medie, n - nr de purtatori.

Din relatie rezulta o dependenta neliniara a rezistivitatii de efortul unitar. Realizarea unei dependente liniare se obtine prin utilizarea a 4 monocristale semiconductoare montate intr-o punte Wheastone, toate bratele fiind active. Schema de principiu a elementului sensibil piezorezistiv de presiune :



Deoarece mobilitatea este puternic influentata de temperatura, pentru compensare se introduce in serie cu diagonala de masurare a puntii Wheastone un termistor, realizandu-se compensarea variatiilor cu temperatura pe domenii mari.

25. Traductoare de debit cu ultrasunete

Principiul de functionare are la baza influenta vitezei de curgere a fluidului printr-o conducta asupra propagarii undelor ultrasonice. Viteza de propagare a undelor sonice depinde de tipul fluidului, presiunea si temperatura acestuia. Elementele sensibile ale instrumentatiei ultrasonice de debit sunt de tip piezoceramic: folosesc atat efectul piezoelectric invers, cat si efectul piezoelectric direct transversal.

La o excitatie electrica de inalta frecventa aplicata piezocristalului emitor se genereaza un puls ultrasonic. Dupa propagarea fluidului din conducta, pulsul este preluat de piezocristalul receptor. In continuare este transformat in semnal electric, amplificat corespunzator, comparat cu o "amprenta" memorata in dispozitivul de prelucrare , dupa care se calculeaza timpul de tranzitare a spatiului dintre sursa si receptor.

Prelucrarea semnalelor se face numeric de o structura organizata in jurul unui microcontroler.

$$\text{cum } \cos \alpha = x/L \text{ si } Q_v = (\pi/4) D^2 v_m \Rightarrow$$

$$t_{AB} = \frac{L}{C - v_m \cos \alpha} \Rightarrow C - v_m \cos \alpha = \frac{L}{t_{AB}}$$

$$t_{BA} = \frac{L}{C + v_m \cos \alpha} \quad C + v_m \cos \alpha = \frac{L}{t_{BA}}$$

$$v_m = \frac{L}{2 \cos \alpha} \left(\frac{1}{t_{BA}} - \frac{1}{t_{AB}} \right)$$

$$Q_v = \frac{\pi}{4} D^2 \frac{L}{2 \frac{x}{L}} \frac{t_{AB} - t_{BA}}{t_{AB} t_{BA}} = \frac{\pi}{4} D^2 \frac{L^2}{2x} \frac{\Delta t}{t_{AB} t_{BA}}$$

relatie care arata ca debitul volumetric depinde doar de dimensiunile conductei, a distantei de amplasare a piezocristalelor, timpii de tranzit si diferenta acestora. Prelucrarea numerica a semnalelor receptionate de la cele doua piezocristale se face de catre blocul de prelucrare electronica BPE si circuitele asociate.

Daca masurarea se face cu o singura pereche de elemente piezoelectrice (ca in figura), trebuie introdusa o corectie datorata vitezei medii v_m :

$$Q_v = K \frac{\pi}{4} D^2 \frac{L^2}{2x} \frac{\Delta t}{t_{AB} t_{BA}}$$

Unde K este factorul de corectie al profilului vitezei fluidului. Masurarile performante de debit cu ultrasunete folosesc, pentru eliminarea factorului de corectie K, perechi de senzori piezoelectrice montati in X la 4 cote riguros precizate in raport cu diametrul conductei, debitul volumetric rezultand ca media debitelor calculate de cele 4 configuratii.