

1. Definiți *coeficientul total de distorsiuni armonice (THD)*, pentru un semnal periodic $x(t)$ și *factorul de putere (PF)* la un port a cărui tensiune $v(t)$ și al cărui curent $i(t)$ sunt periodice. Formula *factorului de putere* pentru o tensiune de intrare *sinusoidală* și sarcină neliniară.

Soluție

Coeficientul total de distorsiuni armonice (THD) este definit ca:

$$THD = \frac{\text{valoarea rms fara fundamenta}}{\text{valoarea rms a fundamenta}} = \frac{\sqrt{X_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{\frac{X_1}{\sqrt{2}}} \quad (1)$$

unde X_0 este componenta de curent continuu și X_n sunt *amplitudinile armonicilor* semnalului $x(t)$.

Factorul de putere (PF), este un parametru de merit care măsoară cât de eficient se transmite energia printr-un port. Este definit ca raportul dintre puterea *activă* și puterea *aparentă*:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \cdot i(t) dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t)^2 dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t)^2 dt}} \quad (2)$$

cu t_0 un moment de timp arbitrar din funcționarea în stare staționară.

Când tensiunea de alimentare este *sinusoidală* numai *fundamentală* curentului contribuie la puterea activă, *nu* și armonicile curentului. Armonicile de curent măresc însă valoarea rms a curentului și prin urmare scad factorul de putere.

Cu o tensiune sinusoidală, deci care conține numai fundamentală, avem $v(t) = V_1 \cos(2\pi ft - \varphi_1)$ și

atunci $P = \frac{1}{2} V_1 I_1 \cos(\varphi_1 - \theta_1)$; $V_{rms} = \frac{V_1}{\sqrt{2}}$; $I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$ și substituind aceste relații în (2)

rezultă:

$$PF = \frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \cdot \cos(\varphi_1 - \theta_1) = K_{di} \cdot K_{\theta}$$

cu

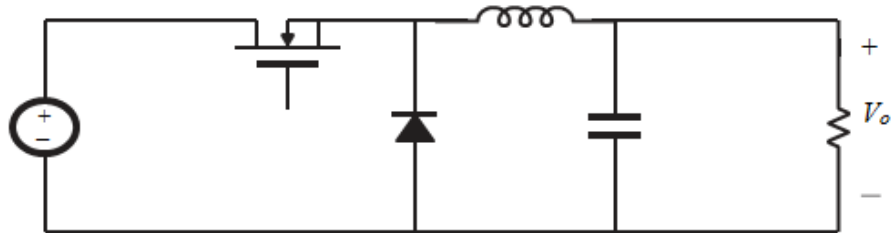
$$K_{di} = \frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \text{factorul de distorsiuni al curentului}$$

$$K_{\theta} = \cos(\varphi_1 - \theta_1) = \text{factorul de defazaj}$$

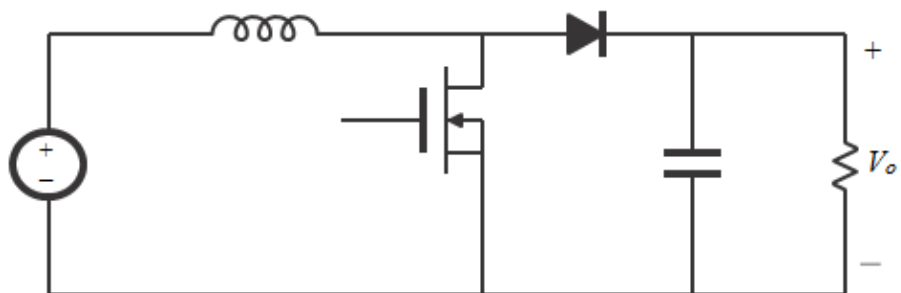
unde φ_1, θ_1 reprezintă faza inițială tensiunii sinusoidale, respectiv faza inițială a fundamentalei curentului, $i_1(t) = I_1 \cos(2\pi ft - \theta_1)$.

2. Cele 4 convertoare clasice dc-dc ideale fără izolare galvanică: buck, boost, buck-boost și Ćuk: schema cu tranzistoare MOS și diode, valoarea raportului static de conversie M în funcție de factorul de umplere, D , al tranzistorului. De asemenea, indicați polaritatea tensiunii de ieșire pentru fiecare topologie.

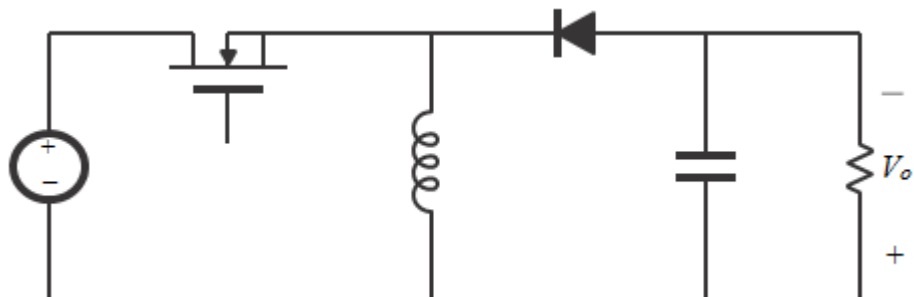
Soluție



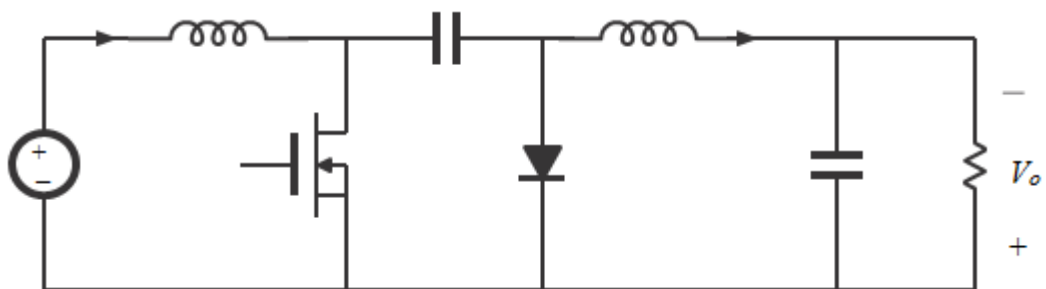
Convertorul Buck. $M(D)=D$.



Convertorul Boost. $M(D) = \frac{1}{1-D}$



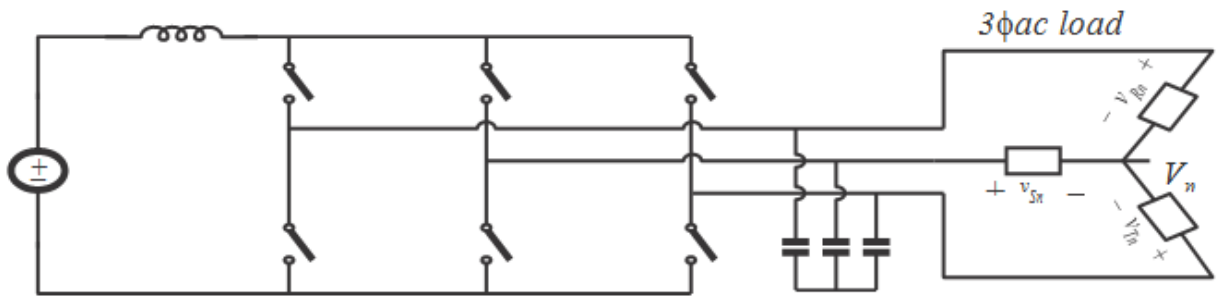
Convertorul Buck-Boost. $M(D) = \frac{D}{1-D}$



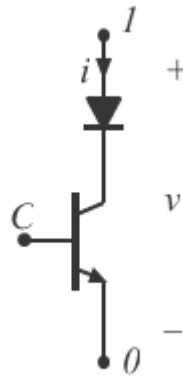
Convertorul Ćuk. $M(D) = \frac{D}{1-D}$

3. *Invertorul trifazat de curent* – schema, natura caracteristicii, implementarea practică a întrerupătoarelor.

Soluție



Prezintă o *caracteristică de conversie de tip ridicător*. Întrerupătoarele sunt *unidirecționale în curent* (bidirecționale în tensiune), deci cu funcționare în cadranele I și II. O posibilă implementare este cu o diodă în serie cu un tranzistor, ca mai jos.



4. Explicați când se folosește *redresorul sincron*, ce înseamnă redresor sincron și enumerați cel puțin două dintre avantajele lui. Desenați schema convertorului *Zeta cu redresor sincron*.

Soluție

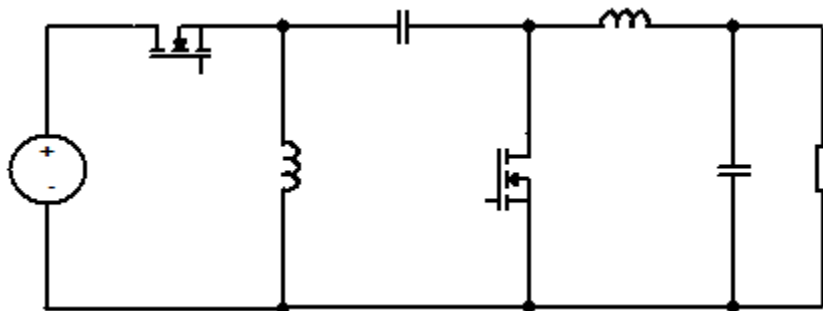
Redresorul sincron se folosește în aplicații cu *curenți mari*, când pierderile în conducție pe diode sunt mari, din cauza curenților mari care le parcurg. Redresorul sincron presupune

înlocuirea diodei cu un tranzistor MOS, din cauză că tranzistorul MOS are pierderi de conducție mai mici decât dioda pe care o substituie, datorită valorii mici a rezistenței sale în conducție. MOS-ul este conectat astfel încât *dioda sa internă să joace rolul și să fie poziționată în convertor la fel ca și dioda pe care o înlocuiește.*

Avantajele redresorului sincron sunt:

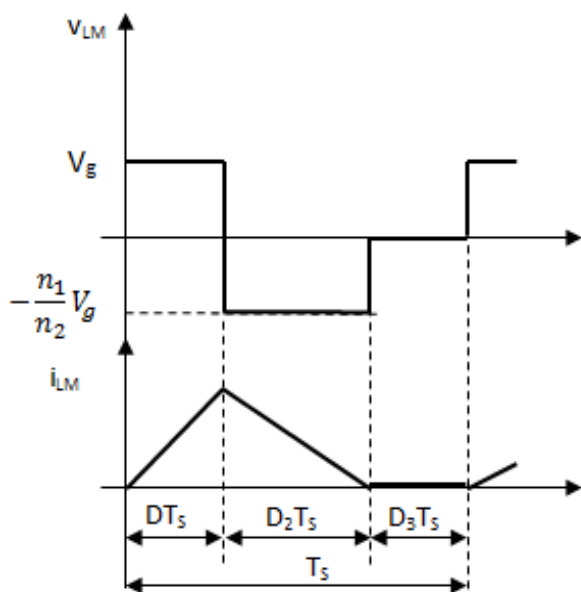
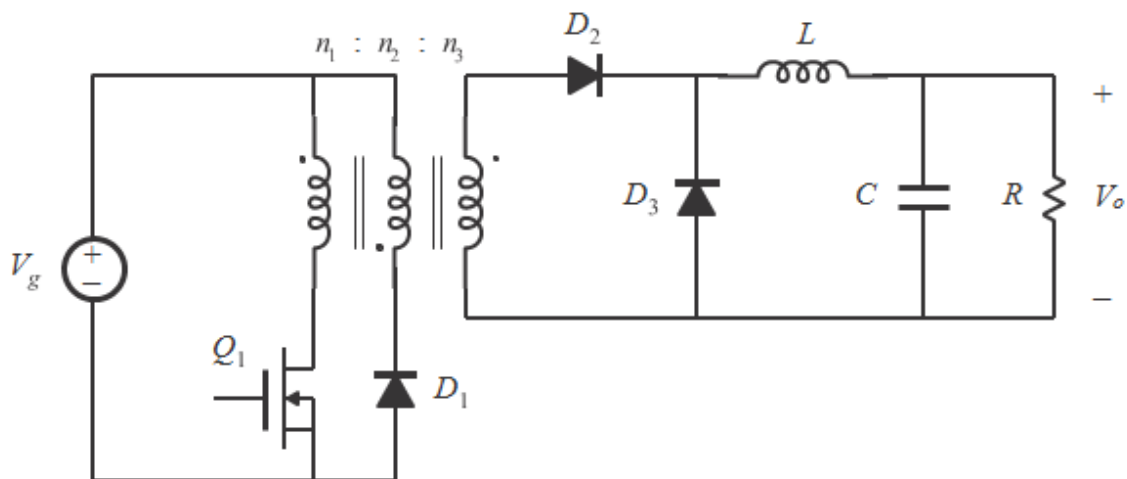
- *Randament ridicat* datorită pierderilor de conducție reduse.
- *Absența modului de conducție discontinuu*, deoarece diodele sunt cauza pentru care apare modul DCM și în redresorul sincron ele lipsesc.

Schema convertorului *Zeta cu redresor sincron* este prezentată mai jos:



5. Convertorul clasic *forward* cu *un singur tranzistor și trei înfășurări*: schemă, forma de undă a tensiunii pe bobina de magnetizare și a curentului de magnetizare, expresia factorului de umplere maxim.

Soluție



Din echilibrul tensiunii pe bobina de magnetizare rezultă că:

$$D \cdot V_g + D_2 \cdot \left(-\frac{n_1}{n_2} \cdot V_g\right) + D_3 \cdot 0 = 0 \quad (1)$$

Rezolvând pentru D_2 obținem:

$$D_2 = \frac{n_2}{n_1} \cdot D \quad (2)$$

Pe de altă parte, D_3 nu poate fi negativ. Dar $D_3 = 1 - D_2 - D$ și deci este necesar ca

$$1 - D_2 - D \geq 0 \quad (3)$$

Înlocuind în ultima inegalitate (3) valoarea lui D_2 din (2), rezultă că:

$$1 - \frac{n_2}{n_1} D - D \geq 0 \quad (4)$$

și de aici se obține imediat că

$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_2}{n_1}} \quad (5)$$

Din (5) rezultă imediat că $D_{\max} = \frac{1}{1 + \frac{n_2}{n_1}}$.

Notă. Chiar dacă rezultatul final este dat fără demonstrație, răspunsul va fi acceptat.

6. Un convertor *flyback* ideal, funcționând CCM, este alimentat de la o tensiune continuă de 300V și alimentează la ieșire cu 5V un consumator ce absoarbe o putere de 100W. Raportul de transformare, definit ca în figura de mai jos, este $n = \frac{1}{40}$. Elementele reactive C și L_M sunt suficient de mari pentru a se putea admite, tipic pentru CCM, că tensiunea capacitivă și curentul de magnetizare sunt constante. Determinați:
- Valoarea rms a curentului prin tranzistor.
 - Solicitarea în tensiune a tranzistorului.
 - Solicitarea în tensiune a diodei.

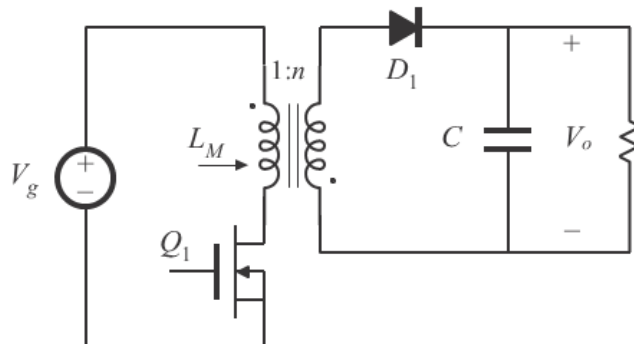
Soluție

Se cunoaște că la convertorul flyback, convertor provenit din convertorul buck-boost, valoarea raportului static de conversie este aceea a convertorului buck-boost multiplicată cu n . Deci:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = n \frac{D}{1-D} \quad (1)$$

de unde factorul de umplere este:

$$D = \frac{V_o}{V_o + nV_g} = \frac{5}{5 + \frac{1}{40} \cdot 300} = \frac{5}{12,5} = 0,4$$



(2)

Curentul mediu absorbit de la sursă pentru convertorul flyback este

$$I_g = D \cdot I_{L_M} \quad (3)$$

iar din conservarea puterii active $P_g = V_g \cdot I_g = P_o$, același curent I_g este

$$I_g = \frac{P_o}{V_g} \quad (4)$$

Din (3) și (4) se obține $I_{L_M} = \frac{P_o}{D \cdot V_g} = \frac{100}{0,4 \cdot 300} = 0,83A$

a) Valoarea rms a curentului prin tranzistor este $I_{Q_{rms}} = \sqrt{D} \cdot I_{L_M} = \sqrt{0,4} \cdot 0,83 = 0,53A$

b) Solicitarea în tensiune a tranzistorului este $V_Q = \frac{V_g}{1-D} = \frac{300}{1-0,4} = 500V$ sau, altfel,

$$V_Q = V_g + \frac{V_o}{n} = 300 + 5 \cdot 40 = 500V$$

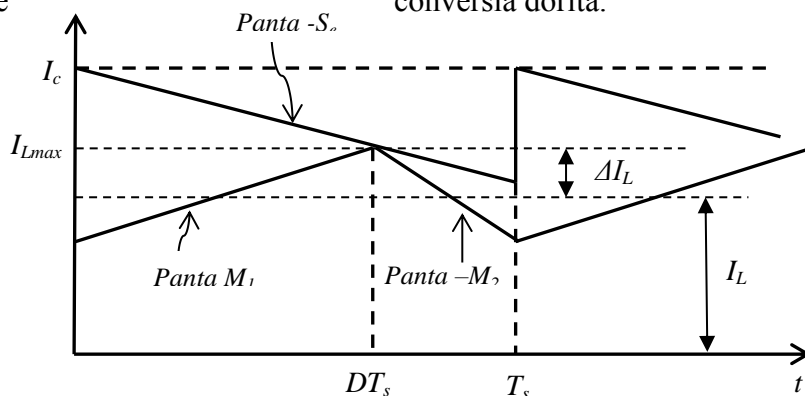
c) Solicitarea în tensiune a diodei este $V_D = V_o + n \cdot V_g = 5 + \frac{1}{40} \cdot 300 = 12,5V$

7. Pentru conversia unei tensiuni de 9V într-o tensiune de 5V pe o sarcină de 10Ω se utilizează un convertor *buck* CCM ideal cu comandă în curent, prin curentul de vârf, în tehnica *deadbeat*. Inductanța convertorului este $L = 400\mu H$, iar frecvența de comutație $f_s = 80kHz$. Traductorul de curent are transrezistența $R_f = 2\Omega$. Determinați valoarea tensiunii de comandă necesare pentru a obține conversia dorită.

Soluție

La un convertor buck ideal tensiunea medie de ieșire este

$$V_o = D \cdot V_g, \text{ de unde}$$



$$D = \frac{V_o}{V_g} = \frac{5}{9} = 0,56 \quad (1)$$

Cum $D > 0,5$ rezultă că este necesară o rampă artificială care să asigure stabilitatea. În comanda deadbeat, panta S_e a rampei artificiale este egală cu modulul pantei coborâtoare, M_2 , a curentului inductiv. Pentru un convertor buck panta M_2 este $M_2 = \frac{V_o}{L}$, deci

$$S_e = \frac{V_o}{L} \quad (2)$$

La comanda în curent blocarea tranzistorului se face în momentul egalității a două semnale: unul este curentul inductiv, iar celălalt este obținut din scăderea rampei artificiale din curentul de comandă, I_c – vezi figura. În consecință

$$I_c - S_e \cdot DT_s = I_{L\max} \quad (3)$$

Dar $I_{L\max} = I_L + \frac{1}{2}\Delta I_L$, unde I_L este componenta continuă a curentului inductiv, iar ΔI_L

reprezintă pulsațiile vârf la vârf ale acestuia. La un convertor buck $I_L = \frac{V_o}{R}$, iar

$\Delta I_L = \frac{(1-D) \cdot V_o}{Lf_s}$ Substituind în (3) pe S_e din (2) și pe I_L și ΔI_L din relațiile de mai sus,

rezultă că:

$$I_c - \frac{V_o}{L} \cdot DT_s = \frac{V_o}{R} + \frac{(1-D) \cdot V_o}{2Lf_s} \quad (4)$$

de unde

$$I_c = \frac{D \cdot V_o}{Lf_s} + \frac{V_o}{R} + \frac{(1-D) \cdot V_o}{2Lf_s} = \frac{0,56 \cdot 5}{400 \cdot 10^{-6} \cdot 80 \cdot 10^3} + \frac{5}{10} + \frac{(1-0,6) \cdot 5}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 80 \cdot 10^3} = 0,62A \quad (5)$$

Întrucât în practică comparația se face în tensiune, convertind curentul în tensiune prin traductorul de curent de transrezistență cunoscută, rezultă imediat că tensiunea de comandă este:

$$V_c = R_f \cdot I_c = 1,22V \quad (6)$$

Bibliografie:

Traian Jurca, Dan Stoiciu, Septimiu Mischie *Aparate electronice de masurat*, Editura Orizonturi Universitare Timisoara 2001

1. Osciloscop de uz general (schema bloc, mod de functionare)

Indicații soluție: paragraf § 1.2.1. Schema bloc. Funcționarea osciloscopului

Osciloscopul analogic de uz general este destinat analizei semnalelor periodice. El este un osciloscop în timp real, adică pe ecranul său se obține o reprezentare directă a semnalului de vizualizat, existând o corespondență biunivocă între punctele imaginii și punctele de pe curba semnalului. (După cum se va vedea mai jos, această corespondență lipsește la osciloscopia cu eșantionare).

Schema bloc a osciloscopului este prezentată în fig. 1.1.

Piesa principală a osciloscopului este tubul catodic. Pentru obținerea unei imagini luminoase, ecranul luminiscent al acestuia este bombardat cu un fascicul de electroni. În locul de impact apare un punct luminos, denumit *spot*. Spotul poate fi deplasat pe ecran cu ajutorul a două sisteme de deflexie: verticală (Y) și orizontală (X). Deflexia poate fi electrostatică (cu plăci de deflexie) sau electromagnetică (cu bobine de deflexie). Datorită avantajelor pe care le oferă în ce privește viteza de răspuns, la osciloscopia se folosește cu precădere deflexia electrostatică, motiv pentru care în continuare numai aceasta va fi prezentată.

La tuburile catodice cu deflexie electrostatică, sistemele de deflexie sunt alcătuite din două perechi de plăci de deflexie, notate Y (pentru deflexia verticală) și, respectiv, X (pentru deflexia orizontală). Acestor perechi de plăci li se aplică tensiunile u_y și u_x , iar deplasarea spotului pe fiecare direcție este practic proporțională cu aceste tensiuni.

Pentru vizualizarea dependenței unei tensiuni de o altă tensiune, plăcilor X li se aplică tensiunea în funcție de care se dorește reprezentarea tensiunii aplicate plăcilor Y (K3 în poziția 2).

Pentru vizualizarea formei de variație în timp a unei tensiuni, aceasta se aplică la plăcile Y, iar la plăcile X se aplică o tensiune liniar variabilă (K3 în poziția 1). Necesitatea unei tensiuni liniar variabile rezultă din aceea că deplasarea pe orizontală a spotului, proporțională cu u_x , trebuie să fie proporțională cu timpul și, ca urmare, u_x trebuie să fie proporțională cu timpul.

Obținerea unei imagini stabile (staționare) se bazează pe suprapunerea pe ecran a mai multor imagini *identice*, un rol esențial în acest sens revenindu-i circuitului de sincronizare, descris în paragraful 1.2.5.

Tensiunea u_Y este atenuată sau amplificată pentru a asigura nivelul necesar pentru comanda plăcilor Y. Comutatorul V/DIV permite modificarea dimensiunii verticale a imaginii (modificarea sensibilității osciloscopului).

Comutatorul K1 permite conectarea tensiunii u_Y la intrarea ATY fie direct (K1 în poziția CC), fie prin condensator (K1 în poziția CA), caz în care componenta continuă a tensiunii u_Y este suprimată. În această situație se poate vizualiza corespunzător componenta alternativă a unei tensiuni cu componentă continuă mare (de exemplu, o tensiune redresată și filtrată). În poziția GND (GrouND) a lui K1, intrarea ATY este conectată la masă, ceea ce permite reglarea poziției verticale a nivelului zero, prin deplasarea corespunzătoare a imaginii, cu ajutorul potențiometrului POZIȚIE Y.

Comutatorul K2 permite alegerea modului de sincronizare: cu semnalul de vizualizat, cu un semnal extern sau cu rețeaua. Utilitatea fiecărui mod de sincronizare, precum și rolul potențiometrului NIVEL vor fi prezentate în paragraful 1.2.5.

Comutatorul TIMP/DIV permite vizualizarea corespunzătoare a semnalelor, indiferent de frecvența acestora, prin modificarea coeficientului de baleiaj pe orizontală.

Calibratorul intern furnizează una sau mai multe tensiuni dreptunghiulare având frecvența și valoarea vârf la vârf cunoscute cu o precizie acceptabilă, necesare pentru etalonarea celor două axe ale ecranului tubului catodic. Aceasta se realizează cu ajutorul potențimetrelor ETALONARE Y și, respectiv, ETALONARE X.

Observație. Regimul calibrat este singurul pentru care sunt valabili coeficienții de deflexie inscripționați pe panoul frontal (comutatoarele V/DIV și, respectiv, TIMP/DIV).

Blocul de alimentare asigură alimentarea tuturor circuitelor osciloscopului, precum și polarizarea adecvată a electrozilor tubului catodic.

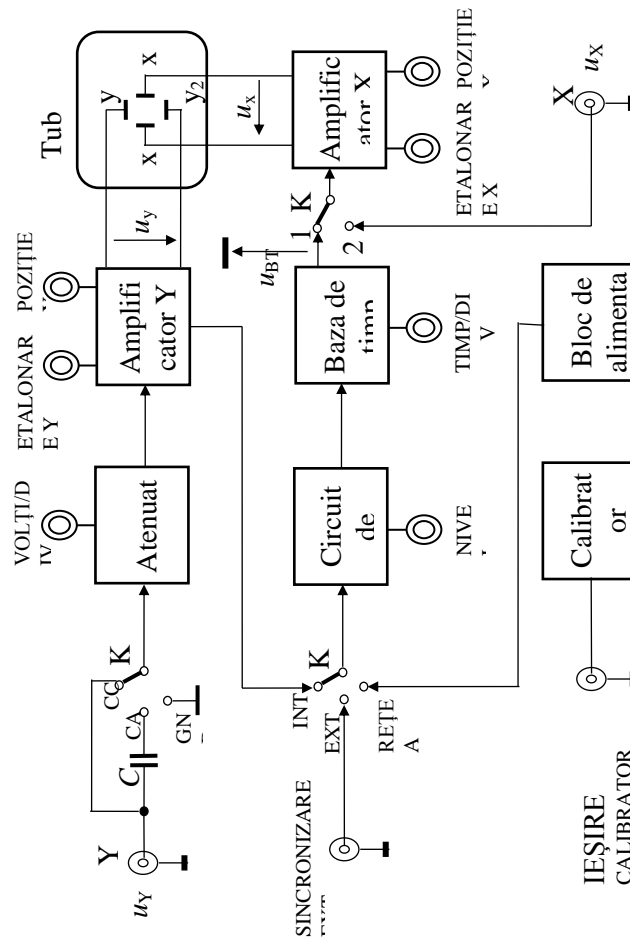


Fig. 1.1. Schema bloc a osciloscopului analogic de uz

2. Sonda cu atenuator pentru osciloscopul de uz general (schema, proiectarea elementelor din schema)

Indicații soluție: paragraf § 1.2.3 Sonda

Sonda este elementul care permite aplicarea tensiunii de studiat la intrarea Y, fără ca acest semnal să fie influențat de perturbațiile exterioare. În plus, sonda trebuie astfel realizată încât să influențeze cât mai puțin circuitul în care se conectează.

O sondă este constituită dintr-un cap de probă CP urmat de un cablu coaxial CC care face legătura cu osciloscopul (fig. 1.4).

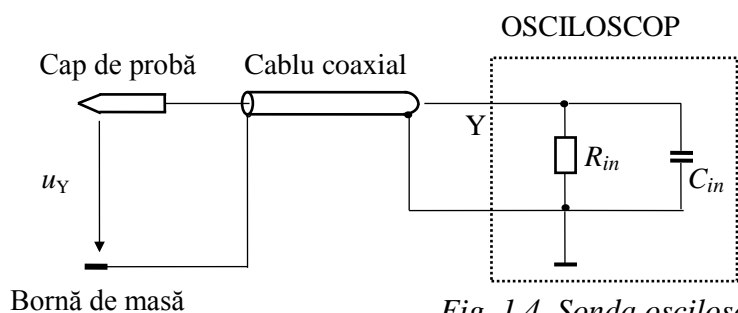


Fig. 1.4. Sonda osciloscopului.

Sondele pot fi *pasive* sau *active*. Sondele pasive pot fi *cu* sau *fără atenuator*.

Sondele active conțin în capul de probă dispozitive de amplificare care permit obținerea unei impedanțe de intrare mari (R - mare, de ordinul a $100 \text{ M}\Omega$ și C - mic, de ordinul a 3 pF), în condițiile unei amplificări unitare.

Sondele pasive fără atenuator au avantajul că nu atenuază semnalul, în schimb au dezavantajul că prezintă o rezistență de intrare relativ scăzută (R_{in}) și o capacitate de intrare foarte mare deoarece la C_{in} se adună capacitatea cablului coaxial, care este de ordinul a zeci de pF/m . În mod uzual, impedanța de intrare a ansamblului osciloscop-sondă fără atenuator este $1 \text{ M}\Omega$ în paralel cu 150 pF .

Sondele pasive cu atenuator în capul de probă (fig. 1.5) au dezavantajul că atenuază semnalul, în schimb prezintă avantajul unei impedanțe de intrare ridicate (R - mare, de ordinul a $10 \text{ M}\Omega$, C - mic, de ordinul a 7 pF).

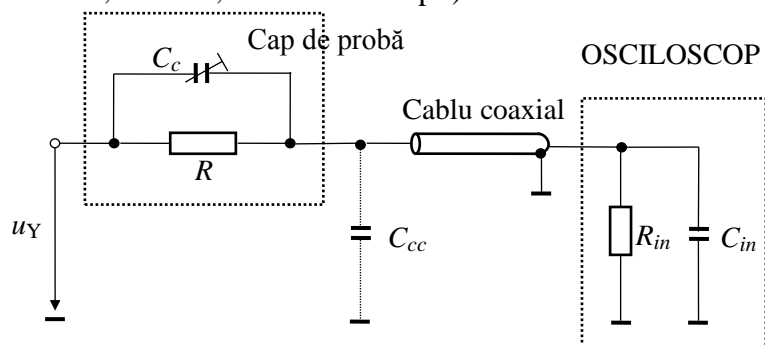


Fig. 1.5. Sondă cu atenuator în capul de probă.

Observație. Capacitatea de compensare a sondei C_c este ajustabilă pentru a permite îndeplinirea condiției de compensare indiferent de valoarea capacităților C_{in} și C_{cc} , adică indiferent de osciloscop și de lungimea și tipul cablului coaxial.

- 3. Aplicație Sonda cu atenuator pentru osciloscopul de uz general.** Un osciloscop are $R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ și $C_{in} = 30 \text{ pF}$. Cablul coaxial utilizat pentru sondă are o capacitate parazită de 70 pF/m . Să se calculeze elementele impedanței de intrare a osciloscopului în cazul unei sonde fără și cu atenuator $10 : 1$, la o lungime $l = 1,5 \text{ m}$ a cablului coaxial. Să se calculeze, de asemenea, modulul impedanței de intrare în cele două cazuri, pentru frecvența de 10 MHz .

Indicații soluție: Notând cu R_i și C_i elementele impedanței de intrare căutate, în cazul sondei fără atenuator, pe baza fig. 1.4 se obține:

$$R_i = R_{in} = 1 \text{ M}\Omega,$$

$$C_i = C_{cc} + C_{in} = 70 \times 1,5 + 30 = 135 \text{ pF.}$$

La frecvența de 10 MHz, reactanța capacitivă a lui C_i este

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^7 \cdot 135 \cdot 10^{-12}} \cong 120 \text{ } \Omega,$$

mult mai mică decât R_i , astfel încât modulul impedanței de intrare a osciloscopului la această frecvență este practic de 120 Ω .

În cazul sondei cu atenuator, în capul de probă, pe baza fig. 1.5 și a relațiilor (1.1) și (1.2) și ținând cont și de atenuarea de 10 ori a sondei, se poate scrie:

$$R = 9R_{in} = 9 \text{ M}\Omega,$$

$$C_c = \frac{1}{9}(C_{cc} + C_{in}) = \frac{135}{9} = 15 \text{ pF,}$$

$$R_i = R + R_{in} = 10 \text{ M}\Omega,$$

$$C_i = \frac{C_c(C_{cc} + C_{in})}{C_c + C_{cc} + C_{in}} = 13,5 \text{ pF.}$$

La frecvența de 10 MHz, reactanța capacitivă a lui C_i este de 10 ori mai mare în situația sondei cu atenuator (1200 Ω).

Din cele de mai sus se observă că, în cazul sondei cu atenuator, componentele impedanței de intrare sunt îmbunătățite - față de cazul sondei fără atenuator - cu un factor de 10, egal cu raportul de atenuare al sondei.

4. Generator sinusoidal RC de joasa frecventa (schema, relatia pentru frecventa de oscilatie, rolul reactiei negative)

Indicații soluție paragraf § 2.2.1. pag.43 **Generatoare RC.**

Oscilatorul RC intră în componența celor mai multe generatoare de joasă frecvență. În schema de principiu prezentată în figura 2.4 se observă că amplificatorul A este prevăzut cu două reacții: una negativă realizată cu termistorul R_T și rezistența R și una pozitivă realizată cu impedanța Z_1 (formată din rezistența R_1 în serie cu capacitatea C_1) și impedanța Z_2 (formată din rezistența R_2 în paralel cu capacitatea C_2).

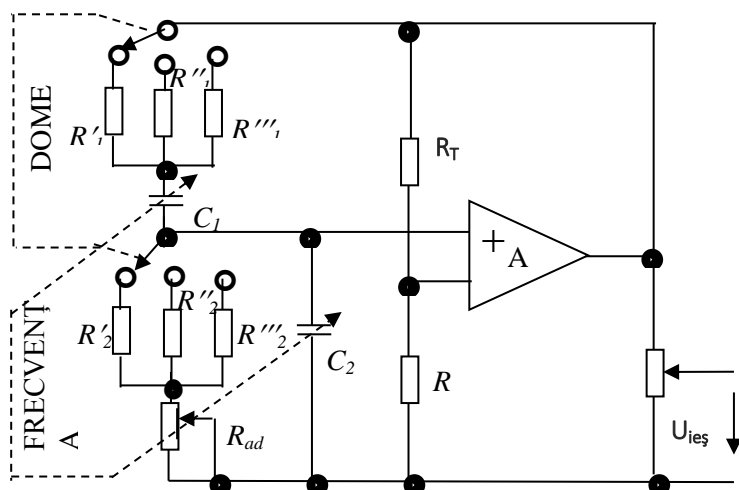


Fig.2.4. Oscilatorul RC.

Circuitul din figură va genera oscilații sinusoidale dacă satisface condiția lui Barkhausen:

$$\bar{A} \cdot \bar{B} = 1 \quad (2.9)$$

sau

$$A \cdot B \exp [j(\varphi + \Psi)] = 1 \quad (2.10)$$

Unde:

$\bar{A} = A \cdot \exp(j\varphi)$ este factorul de câștig al amplificatorului A , iar $\bar{B} = B \cdot \exp(j\Psi)$ este factorul de reacție, ambele exprimate sub formă de numere complexe.

Relația 2.10 poate fi desfăcută în două condiții:

1) condiția de amplitudine:

$$A \cdot B = 1 \quad (2.11)$$

2) condiția de fază:

$$\varphi + \Psi = 2\pi n \quad (n = 0, 1, 2, 3, \dots) \quad (2.12)$$

Pentru circuitul din figura 2.4, condiția de fază este îndeplinită pentru o singură frecvență, iar valoarea acesteia va fi calculată în cele ce urmează.

Deoarece amplificatorul A are o banda de frecvență acoperitoare pentru domeniul de frecvențe generat, defazajul introdus de el este constant și anume $\varphi = 2\pi$. Ca urmare \bar{A} este un număr real. Ținând seama și de condiția 2.12, rezultă că și \bar{B} trebuie să fie real. Din figura 2.4 factorul de reacție poate fi explicat:

$$\bar{B} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} \quad (2.13)$$

Înlocuind :

$$\bar{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad \bar{Z}_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2} \quad (2.14)$$

În practică, ținând seama de ușurința realizării elementelor reglabile se iau:

$$R_1 = R_2 = R; \quad C_1 = C_2 = C. \quad (2.15)$$

Rezultă :

$$\bar{B} = \frac{1}{3 + j(\omega CR - 1/\omega CR)} \quad (2.16)$$

Din relația 2.16 se observă că \bar{B} devine real și ia valoarea $B = 1/3$ în cazul valorii particulare a pulsației

$$\omega = \frac{1}{RC}. \quad (2.17)$$

Relația (2.17) arată că pentru modificarea frecvenței de oscilație, altfel spus, pentru îndeplinirea condiției de fază, trebuie modificate valorile RC . Din această cauză, rețeaua ce alcătuiește reacția pozitivă se mai numește rețea de defazare (în cazul dat în figura 2.4 rețeaua de defazare este o rețea Wien).

Înlocuind $B = 1/3$ în relația (2.11) aflăm valoarea $A = 3$ pentru care este satisfăcută condiția de amplitudine. Un oscilator construit în jurul unui amplificator cu o amplificare așa de mică este foarte instabil și de aceea în practică se folosește un amplificator cu o amplificare A_0 în buclă deschisă foarte mare, iar aceasta e redusă la $A = 3$ cu ajutorul unei reacții negative. În cazul din figura 2.4 reacția negativă este realizată cu un termistor cu coeficient de temperatură negativ a cărui valoare este R_T și cu rezistența R . Constanta de timp a termistorului este mult mai mare decât perioada cea mai mare a oscilației generate de oscilator. În felul acesta, rezistența termistorului va depinde doar de valoarea efectivă a tensiunii de ieșire și nu va înregistra modificări sensibile pe durata unei perioade a oscilației generate. Prezența termistorului asigură și stabilizarea în amplitudine a oscilațiilor.

5. Convertor analog numeric cu dubla integrare (schema de principiu, functionare)

Indicații soluție: paragraf § 3.2.3. pag 70 Convertorul analog-numeric cu dublă integrare

Convertorul analog-numeric cu dublă integrare convertește tensiunea continuă de măsurat într-un interval de timp proporțional, care este apoi măsurat pe cale numerică. Structura de principiu simplificată a unui astfel de convertor este redată în figura 3.3. Funcționarea convertorului comportă două faze: integrarea tensiunii de măsurat și, apoi, integrarea tensiunii de referință.

În prima fază, comutatorul K este pus în poziția 1 și la intrarea integratorului se aplică tensiunea de măsurat $-U_x$. Admitem, în continuare că U_x este pozitivă, deci $-U_x$ este negativă. Admitem, de asemenea, că amplificatorul operațional din integrator este ideal, în sensul că are amplificarea infinită, curent de intrare nul și tensiune de decalaj nulă. Ca urmare, punctul 0 poate fi considerat practic legat la masă, iar curentul prin rezistența R, în faza 1, are valoarea constantă dată de expresia

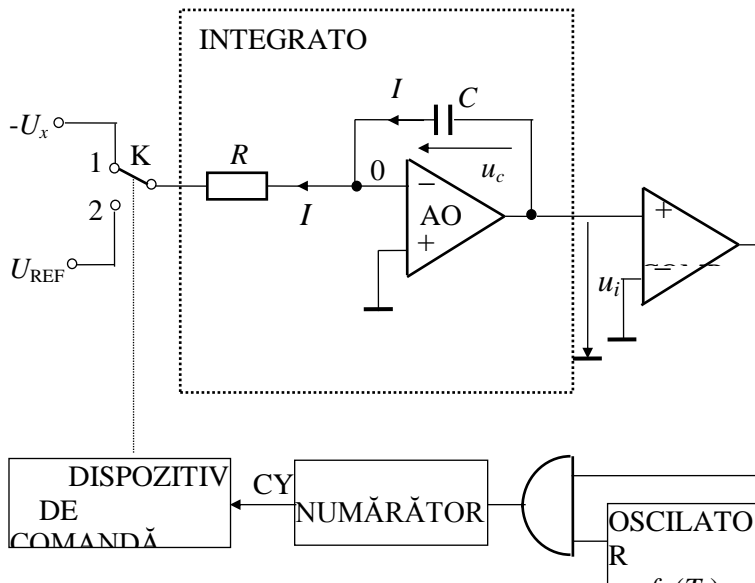


Fig. 3.3. Structura convertorului analog-numeric cu dublă integrare.

$$I = \frac{U_x}{R} \cdot \quad (3.3)$$

Același curent parcurge și condensatorul C și, în consecință, tensiunea pe condensator va avea expresia

$$u_c = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{C} \int \frac{U_x}{R} dt = \frac{U_x}{RC} \int dt = \frac{U_x t}{RC}, \quad (3.4)$$

adică, pe condensator tensiunea crește liniar în timp (figura 3.4).

Faza 1 are durată fixă T_1 . La sfârșitul acestei faze, tensiunea de la ieșirea integratorului, care este aceeași cu tensiunea de pe condensator, are valoarea $U_{i\max}$ dată de relația:

$$U_{i\max} = \frac{U_x}{RC} T_1 \cdot \quad (3.5)$$

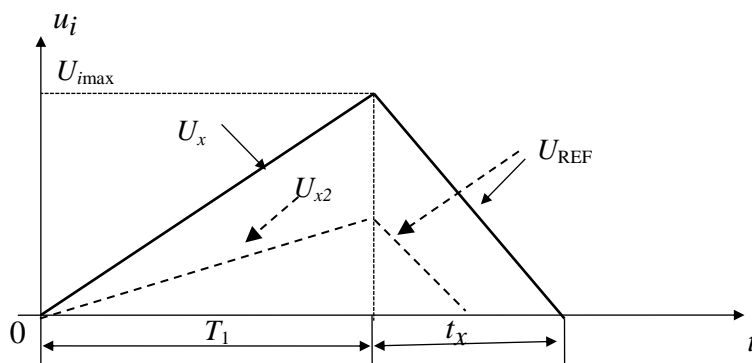


Fig. 3.4. Diagrama de timp aferentă funcționării CAN cu dublă integrare.

Faza a doua începe la $t = T_1$. Comutatorul K este trecut în poziția 2 și la intrarea integratorului se aplică tensiunea de referință U_{REF} , pozitivă (tensiunea de referință are polaritate opusă tensiunii de măsurat). Ca urmare, curentul prin R va avea valoarea constantă dată de relația:

$$I = \frac{U_{REF}}{R} \quad (3.6)$$

și sens opus celui din faza 1, reprezentat în figura 3.3. Aceasta conduce la o scădere liniară a tensiunii de pe condensator și, implicit, a tensiunii de la ieșirea integratorului, u_i . Faza a doua ia sfârșit în momentul în care tensiunea u_i atinge valoarea 0 (se anulează), moment sesizat de comparatorul COMP. Se notează cu t_x durata acestei faze. Se poate scrie:

$$U_{i\max} = \frac{U_{REF}}{RC} \cdot t_x \quad (3.7)$$

Combinând relațiile (3.5) și (3.7), se obține:

$$U_x \cdot T_1 = U_{REF} \cdot t_x \quad (3.8)$$

care exprimă faptul că intervalul t_x este direct proporțional cu tensiunea U_x , mărimile T_1 și U_{REF} fiind constante. Cu alte cuvinte, t_x este o măsură a lui U_x și măsurând pe t_x , se măsoară de fapt U_x .

Relația (3.8) arată și faptul că precizia de măsurare nu depinde de valorile componentelor R și C ale integratorului.

Măsurarea intervalului de timp t_x se realizează prin numărarea, pe durata t_x , a impulsurilor de perioadă cunoscută T_0 , furnizate de oscilator. Fie n numărul de impulsuri astfel numărate. Rezultă

$$t_x = n \cdot T_0 \quad (3.9)$$

Analizând relațiile (3.8) și (3.9), rezultă că precizia de măsurare depinde de precizia cu care se cunoaște T_0 . Pentru ca precizia de măsurare să nu depindă nici de valoarea lui T_0 , se face în așa fel încât și durata T_1 să fie determinată tot în funcție de T_0 . Pentru aceasta, durata T_1 se obține prin numărarea unui număr de N impulsuri de durată T_0 . Rezultă:

$$T_1 = N \cdot T_0 \quad (3.10)$$

și, în final:

$$U_x = \frac{n}{N} U_{REF} \quad (3.11)$$

În practică, numărul N este capacitatea numărătorului (numărul maxim pe care acesta îl poate număra), astfel încât după numărarea, în faza întâi, a N impulsuri, numărătorul se pune automat pe zero (adică este pregătit pentru faza a doua) și dă un impuls (de transport) la ieșirea CY. Acest impuls este preluat de dispozitivul de comandă, care pune comutatorul K în poziția 2, ceea ce inițiază faza a doua a măsurării. După cum se observă din cele expuse mai sus, în faza a doua panta tensiunii u_i este constantă (ea este determinată de U_{REF} , care este constantă). Ca urmare, pentru tensiuni de intrare diferite, U_{x1} , U_{x2} și U_{x3} , se obțin diagrame diferite.

6. Aplicație. Convertor analog numeric cu dubla integrare

Dorim să realizăm un voltmetru numeric de 4 ½ cifre, cu un CAN cu dublă integrare la care tensiunea de intrare este de max 2 V, tensiunea de la ieșirea integratorului de max 10 V, iar durata T_1 de integrare a tensiunii de măsurat este de 20 ms. Se cere: (10p)

1. Schema bloc a CAN cu dublă integrare.
2. Dimensionați elementele R și C ale integratorului.
3. Cât este frecvența generatorului de tact din cadrul convertorului?
4. Știind că se utilizează o tensiune de referință de 10 volți, care este numărul maxim de măsurări într-o secundă cu acest voltmetru.

Indicații soluție: 1.din fig. 3.3.

2. Din relația 3.5 rezultă $RC=4 \cdot 10^{-3}$. Alegem $C=1\mu F$; rezulta $R=4k\Omega$.
3. Din relația 3.10 unde $N=20.000$ (deoarece voltmetrul are $4 \frac{1}{2}$ cifre) rezulta $T_0= 1\mu s$, de unde $f_0= 1MHz$.
4. Analog cu punctul 2 rezulta T_2 (maxim)=4ms. $T_1+T_2= 24ms$. Rezulta 41,66 masurari pe secunda

7. Conversoare curent continuu – curent alternativ de pentru valori medii (schema de principiu, functionare, erori la masurarea valorii efective).

Indicații soluție: paragraf § 3.3.3. Conversoare curent alternativ-curent continuu de valoare medie

Valoarea medie redresată a unei tensiuni alternative este valoarea medie în timp a modulului tensiunii

$$U_{med} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} |u(t)| dt \quad (3.28)$$

Conversoarele c.a.-c.c. de valoare medie se realizează practic întotdeauna prin redresarea tensiunii alternative (figura 3.15.a), b). Circuitul din figura 3.15.a) funcționează ca un redresor monoalternanță și folosește un amplificator operațional pentru a corecta neliniaritatea diodelor. În semialternanța negativă a tensiunii de intrare, D_1 este blocată, D_2 conduce, iar raportul dintre valorile instantanee u_2/u_1 este egal cu R_2/R_1 cu o precizie foarte bună. În semialternanța pozitivă a tensiunii de intrare D_1 conduce, amplificarea este mică, D_2 este blocată iar tensiunea de ieșire este practic nulă.

Schema din figura 3.15.b) realizează redresarea dublă alternanță, iar amplificatorul operațional corectează practic orice neliniaritate a diodelor (deoarece amplificarea cu reacție crește când rezistența diodelor este mare și scade în situația contrară). Schema poate fi folosită și ca redresor simplă alternanță dacă ieșirea se consideră între A sau B și masă.

Ambele scheme din figura 3.15. au banda de frecvență limitată în special datorită prezenței amplificatoarelor operaționale.

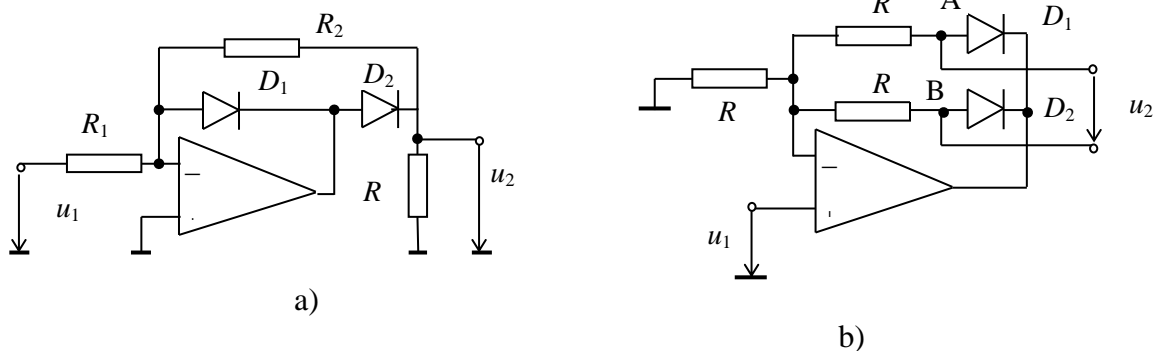
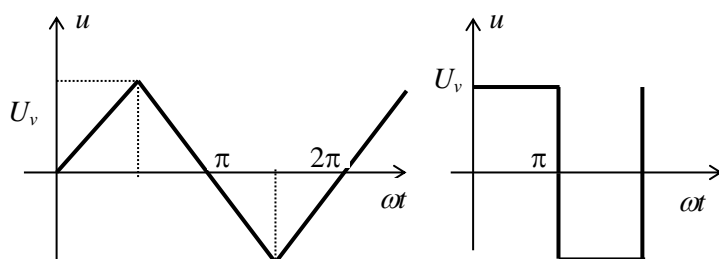


Fig.3.15. Scheme de conversoare c.a.-c.c. de valoare medie.

Pentru a netezi tensiunea pulsatorie rezultată din redresarea simplă sau dublă alternanță, conversoarele c.a.-c.c. de valoare medie au la ieșire un filtru trece jos și cum în tehnică interesează cel mai adesea valoarea efectivă, amplificarea globală a filtrului este 1,11. Ca urmare, un astfel de convertor c.a.-c.c. măsoară corect valoarea efectivă doar în cazul unei tensiuni sinusoidale la intrare (fără armonici și fără zgomot alb).

În cele ce urmează vom studia erorile ce apar între valoarea indicată de un voltmetru de valori efective echipat cu convertor c.a.-c.c. de valori medii și valoarea efectivă adevărată pentru câteva tipuri de formă de undă la intrare: o undă triunghiulară și o undă dreptunghiulară (figura 3.16.).



a) b)
 Fig. 3.16. Forma de undă triunghiulară și dreptunghiulară.

Calculăm valoarea medie în modul a unei tensiuni triunghiulare (figura 3.16.a), a cărei valoare de vârf este U_v :

$$U_{med} = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{2U_v}{\pi} t dt = \frac{U_v}{2} \quad (3.29)$$

Valoarea efectivă a aceleiași unde este:

$$U = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{4U_v^2}{\pi^2} t^2 dt} = \frac{U_v}{\sqrt{3}} \quad (3.30)$$

Putem calcula eroarea ce apare între valoarea indicată de un voltmetru de valori efective echipat cu un convertor c.a.-c.c. de valori medii și valoarea efectivă adevărată, eroare ce apare la măsurarea tensiunilor triunghiulare.

$$\varepsilon = \frac{1,11/2 - 1/\sqrt{3}}{1/\sqrt{3}} 100 = -3,81\%$$

Pentru cazul unei dreptunghiulare calculele sunt simple deoarece valoarea medie este egală cu valoarea efectivă. Deci, voltmetrul va indica cu 11% mai mult decât valoarea efectivă adevărată.

Totodată se observă că unda dreptunghiulară are, față de oricare altă formă de undă, cel mai mic raport dintre valoarea efectivă și valoarea medie. Se poate spune deci, că un voltmetru de valori efective, echipat cu convertor c.a.-c.c. de valori medii nu va indica niciodată cu mai mult de 11% față de valoarea efectivă adevărată a unei alternative periodice de la intrare.

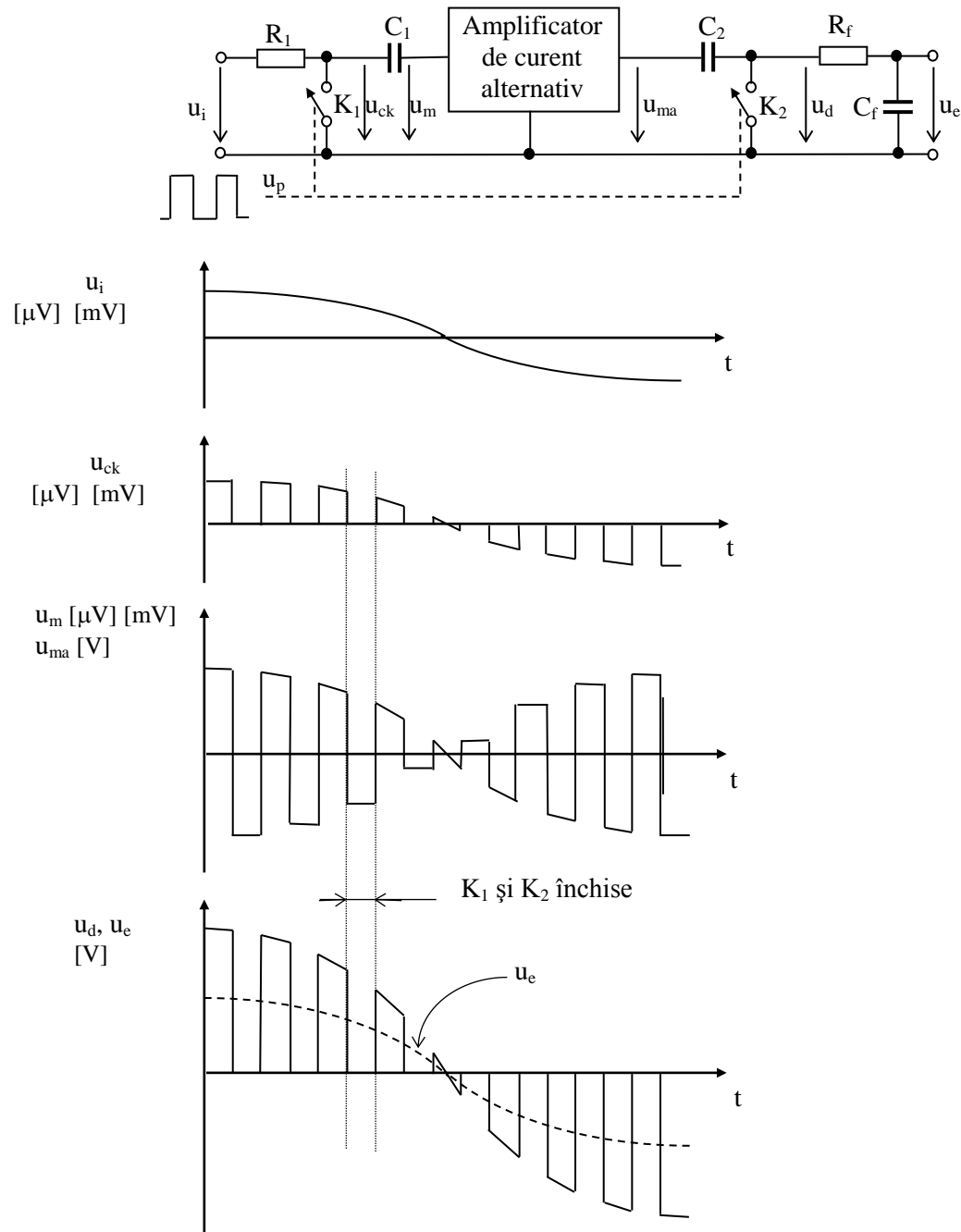
În concluzie, convertoarele c.a.-c.c. de valoare medie, fiind cele mai ușor de realizat, practic sunt și cele mai des întâlnite în construcția multimetrelor. Se utilizează uzual în gama de frecvență 10Hz - 100kHz dar cu circuite speciale (diode și amplificatoare de înaltă frecvență) gama poate fi extinsă la 10 MHz.

Precizia convertoarelor c.a.-c.c. de valoare medie este de obicei între 0,05% și 0,5%. Se poate obține un interval de măsurare relativ larg, limita superioară fiind dictată de saturarea amplificatorului operațional, iar limita inferioară de fluctuații și derivate. Totuși, în cazul măsurărilor de precizie, tendința este de a înlocui acest tip de convertor cu cele de valoare efectivă.

SISTEME DE ACHIZIȚII DE DATE - ANUL 3, SEMESTRUL 5

1. Amplificator cu modulare-demodulare cu chopper – utilizare, structura de principiu, explicarea funcționării pe bază de diagrame de timp.

Amplificatorul cu modulare-demodulare (AMD) este utilizat pentru amplificarea cu $60 \div 100$ dB a unor tensiuni de nivel foarte mic (microvolți sau milivolți) și de joasă frecvență.



2. Conversor numeric analogic – relație de calcul a cuantei, funcția de transfer (ieșire curent, ieșire tensiune), definiții pentru eroarea de decalaj (de zero) și eroarea de câștig.

Calculul cuantei $q = 1LSB = \frac{FSR}{2^N} = \frac{FSR}{D_{max} + 1} = \frac{FR}{D_{max}}$, FSR – capăt de scală, FR – domeniul maxim al ieșirii, N – numărul de biți.

Funcție de transfer ieșire curent $I_e = \frac{U_r}{2^N \cdot R} \cdot D_{CBN}$, ieșire tensiune $U_e = \frac{R_1 \cdot U_r}{2^N \cdot R} \cdot D_{CBN}$ unde U_r – tensiune de referință, R – rezistență de referință, R_1 – rezistență din reacția negativă a AO, D_{CBN} – valoarea în zecimal a numărului de la intrare scris în CBN.

Eroare de zero (Δ_0) (eroare absolută) reprezintă valoarea mărimii de ieșire dacă la intrare s-a aplicat codul numeric pentru ieșire zero.

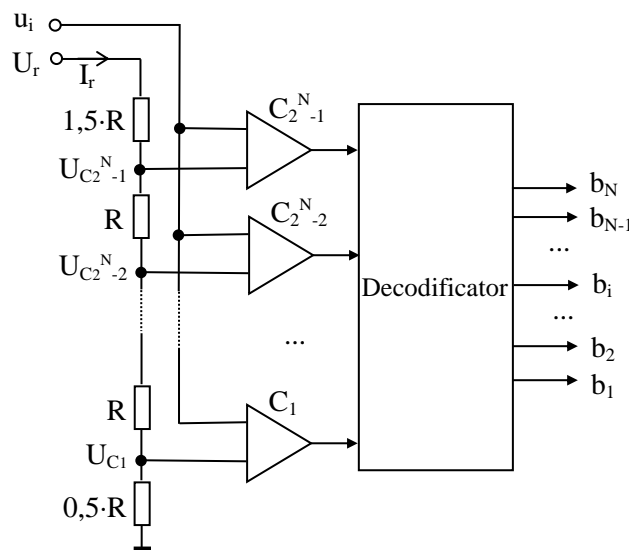
Eroare de câștig (Δ_{FR}) reprezintă eroarea absolută a domeniului maxim al ieșirii. Dacă eroarea de zero nu este zero trebuie ținut cont de ea la calculul erorii de câștig.

3. Convertor analog numeric cu comparare de tip paralel – cuanta, structura de principiu, calculul tensiunilor de comparare.

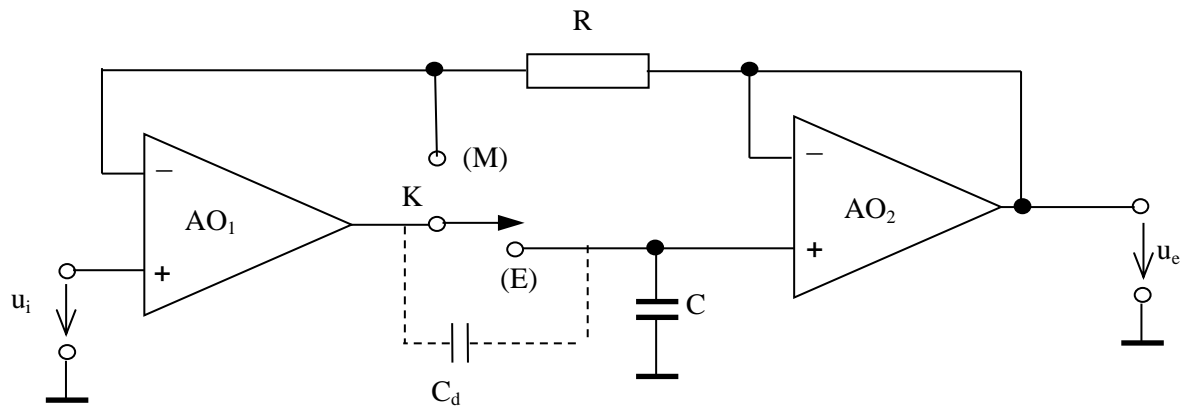
Cuanta unui CAN se calculează cu relația $q = 1LSB = \frac{FSR}{2^N}$, unde FSR este intervalul de variație a semnalului de intrare. Pentru un CAN unipolar $1LSB = \frac{FSR}{2^N} = \frac{U_r}{2^N}$.

Tensiunile de comparare utilizate în procesul de conversie pentru un CAN de tip paralel vor avea valorile: $U_{Ci} = (i - 0,5) \frac{U_r}{2^N}$, $i = 1, 2, \dots, 2^N - 1$, unde N este numărul de biți.

Tensiunile de comparare utilizate în procesul de conversie pentru un CAN de tip paralel vor avea valorile: $U_{Ci} = (i - 0,5) \frac{U_r}{2^N}$, $i = 1, 2, \dots, 2^N - 1$, unde N este numărul de biți.



4. Circuit de eșantionare și memorare – structura de principiu a unui CEM cu buclă de reacție globală (un comutator), rolul reacției globale, caracteristici ale AO de intrare și de ieșire.

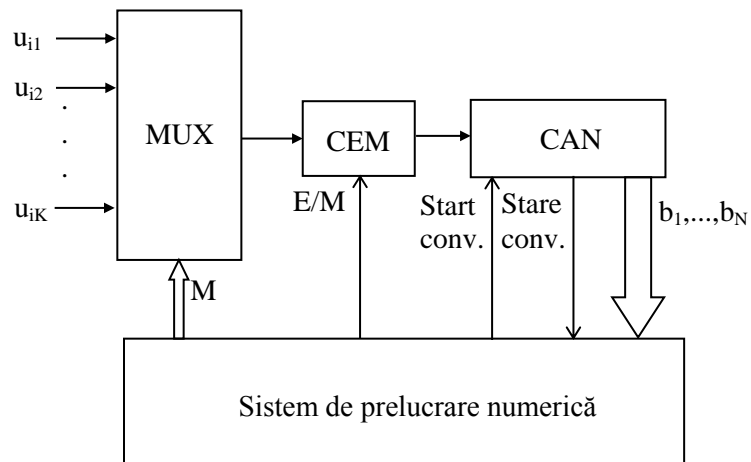


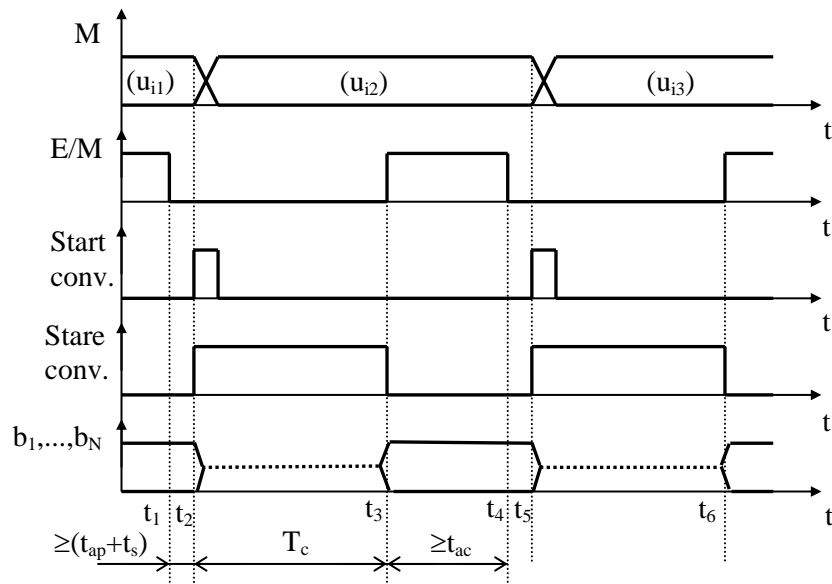
Reacția globală asigură eliminarea erorilor de decalaj corespunzătoare amplificatorului operațional de la ieșire AO2. În cazul structurii de principiu din figură, erorile de decalaj ale CEM sunt date de AO1, care trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj.

Amplificatorul operațional AO1 din circuitul de intrare al CEM trebuie să asigure o impedanță mare de intrare pentru a nu se perturba circuitul din care se prelevează tensiunea u_i . De asemenea, trebuie să aibe o impedanță mică de ieșire pentru a putea încărca sau descărca rapid condensatorul C astfel încât timpul de achiziție să fie cât mai mic.

Amplificatorul operațional AO2 de la ieșirea CEM trebuie să fie ales astfel încât curenții de polarizare a intrărilor să fie foarte mici pentru ca, în starea de memorare, descărcarea condensatorului C să fie foarte lentă. Din acest motiv se utilizează amplificatoare operaționale ce au în circuitul de intrare tranzistoare cu efect de câmp.

5. Sistem de achiziție de date cu multiplexarea semnalelor analogice de intrare – structura de principiu, explicarea funcționării pe bază de diagrame de timp ale semnalelor de comandă și control.





6. Pentru un CNA unipolar în CBN cu $N = 8$ biți, fără erori de decalaj și câștig să se calculeze cuanta 1LSB_i și curentul maxim de la ieșire $I_{0\text{max}}$ dacă se știe că I_{ref} se obține cu ajutorul unei tensiuni $U_{\text{ref}} = 5,12 \text{ V}$ și a unei rezistențe $R_{\text{ref}} = 1 \text{ k}\Omega$. Să se calculeze erorile de neliniaritate pentru punctele de pe caracteristică date de secvențele $D_{1\text{H}} = \text{ABh}$ și $D_{2\text{H}} = \text{ACh}$ pentru care la ieșirea CNA se obțin valorile $I_{01\text{m}} = 3,425 \text{ mA}$ și respectiv $I_{02\text{m}} = 3,435 \text{ mA}$. Să se calculeze 1LSB_u , $U_{0\text{min}}$ și $U_{0\text{max}}$ dacă se consideră că CNA unipolar de mai sus se utilizează pentru obținerea unui CNA bipolar cu ieșire tensiune în CBD și că rezistența R_1 din reacția negativă a AO adăugat are valoarea de $1 \text{ k}\Omega$.

$$I_{\text{ref}} = U_{\text{ref}} / R_{\text{ref}} = 5,12 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 5,12 \text{ mA}$$

$$1\text{LSB}_i = \text{FSR} / 2^N = I_{\text{ref}} / 2^N = 5,12 \text{ mA} / 2^8 = 512 * 10^{-2} \text{ mA} / 256 = 2 * 10^{-2} \text{ mA} = 20 \mu\text{A}$$

$$D_{1\text{H}} = \text{ABh} \Rightarrow D_1 = 10 * 16 + 11 = 160 + 11 = 171$$

$$D_{2\text{H}} = \text{ACh} \Rightarrow D_2 = 10 * 16 + 12 = 160 + 12 = 172$$

$$I_{01\text{t}} = \Delta_0 + D_1 * 1\text{LSB}_i = 0 + 171 * 20 \mu\text{A} = 3420 \mu\text{A} = 3,420 \text{ mA}$$

$$I_{02\text{t}} = \Delta_0 + D_2 * 1\text{LSB}_i = 0 + 172 * 20 \mu\text{A} = 3440 \mu\text{A} = 3,440 \text{ mA}$$

$$\text{INL}_1 = I_{01\text{m}} - I_{01\text{t}} = 3,425 - 3,420 = 0,005 \text{ mA} = 5 \mu\text{A}$$

$$\text{INL}_2 = I_{02\text{m}} - I_{02\text{t}} = 3,435 - 3,440 = -0,005 \text{ mA} = -5 \mu\text{A}$$

$$\text{DNL}_{12} = I_{02\text{m}} - I_{01\text{m}} - 1\text{LSB}_i = 3,435 - 3,425 - 0,02 = 0,01 - 0,02 = -0,01 \text{ mA} = -10 \mu\text{A}$$

Dacă prin R_1 circulă curentul 1LSB_i pe R_1 vom avea tensiunea $1\text{LSB}_u \Rightarrow$

$$1\text{LSB}_u = R_1 * 1\text{LSB}_i = 1 \text{ k}\Omega * 20 \mu\text{A} = 20 \text{ mV}$$

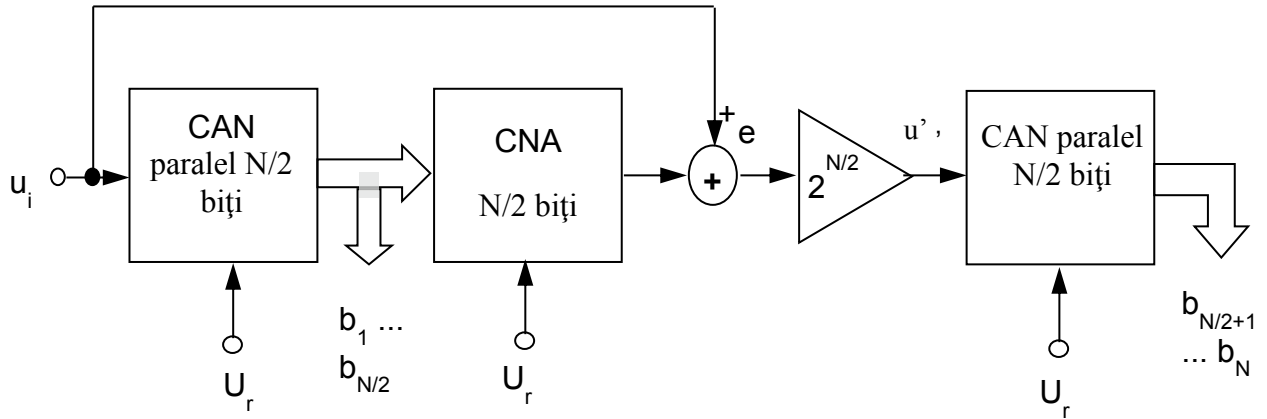
Domeniul de valori ce pot fi codificate în CBD pe N biți este: $-2^{N-1} \div 2^{N-1} - 1 \Rightarrow$ pentru $N = 8$ avem

$$D_{\text{CBDmin}} = -128; D_{\text{CBDmax}} = 127$$

$$U_{0\text{min}} = D_{\text{CBDmin}} * 1\text{LSB}_u = -128 * 20 \text{ mV} = -2560 \text{ mV} = -2,56 \text{ V}$$

$$U_{0\text{max}} = D_{\text{CBDmax}} * 1\text{LSB}_u = 127 * 20 \text{ mV} = 2540 \text{ mV} = 2,54 \text{ V}$$

7. Se consideră un CAN cu comparare de tip serie paralel ($P = Q = N / 2$) de $N = 8$ biți, $FSR = 5,12$ V, unipolar. Să se deseneze structura de principiu a acestui CAN. Să se determine rezultatul în hexazecimal pentru conversia analog numerică a unei tensiuni $u_i = 2,16$ V. Se vor preciza rezultatele generate de cele 2 CAN de tip paralel de $N / 2$ biți, tensiunea eroare de conversie a primului CAN de tip paralel, tensiunea de la intrarea celui de-al doilea CAN paralel.



$$1\text{LSB}_{N/2} = \text{FSR} / 2^{N/2} = 5,12 \text{ V} / 2^4 = 512 \cdot 10^{-2} \text{ V} / 2^4 = 2^9 \cdot 10^{-2} \text{ V} / 2^4 = 2^5 \cdot 10^{-2} \text{ V} = 0,32 \text{ V}$$

$$u_i = 2,16 \text{ V} \Rightarrow D_1 = u_i / 1\text{LSB}_{N/2} = 2,16 / 0,32 = 216 / 32 = 6,7 \dots \text{se păstrează partea întregă} \Rightarrow D_1 = 6$$

D_1 – rezultatul de la ieșirea primului CAN paralel.

$$\text{Tensiunea de la iesirea CNA } U_{\text{CNA}} \text{ va fi: } U_{\text{CNA}} = D_1 \cdot 1\text{LSB}_{N/2} = 6 \cdot 0,32 \text{ V} = 1,92 \text{ V}$$

$$\text{Eroarea de conversie pentru primul CAN este: } e = u_i - U_{\text{CNA}} = 2,16 - 1,92 = 0,24 \text{ V}$$

Tensiunea de la intrarea celui de-al doilea CAN este:

$$u' = e \cdot 2^4 = 0,24 \cdot 16 = 3,84 \text{ V}$$

$$D_2 = u' / 1\text{LSB}_{N/2} = 3,84 / 0,32 = 384 / 32 = 12$$

D_2 – rezultatul de la ieșirea celui de-al doilea CAN paralel.

$$\text{Rezultat final: } D_H = D_{1b} : D_{2b} = 0110 \ 1100 \text{ b} = 6\text{Ch}$$

$$\text{Verificare: pentru } N = 8 \Rightarrow 1\text{LSB} = \text{FSR} / 2_N = 5,12 \text{ V} / 256 = 0,02 \text{ V}$$

$$D = u_i / 1\text{LSB} = 2,16 / 0,02 = 216 / 2 = 108 = 64 + 32 + 8 + 4 \Rightarrow 0110 \ 1100 \text{ b} = 6\text{Ch}$$

Bibliografie

[1] Liviu Toma – Sisteme de achiziție și prelucrare numerică a semnalelor, Editura de Vest, Timișoara, 1997

[2] <https://intranet.etc.upt.ro/> An 3, Sisteme de achiziții de date, Curs

[3] <https://intranet.etc.upt.ro/> An 3, Sisteme de achiziții de date, Laborator

BSFI 1. Schema bloc a părții electrice a unui robot

În fig.2.1. se arată o variantă ce descrie sistemul robot, reprezentând mai multe detalii din structura un echipament de conducere uzual.

Elementul central din schema informațională din fig.nr.1.2 este denumit în schema din fig.2.1 **calculator** pentru că are toate caracteristicile calculatorului obișnuit compatibil IBM PC. În realitate există anumite deosebiri față de o structură clasică da calculator:

- uneori sistemul de conducere al robotului are mai multe calculatoare;
- blocul calculator conține și circuite (de interfață) specifice aplicațiilor de robotică;
- sistem de vedere artificială (care e un alt calculator extern dotat cu cameră de luat vederi, capabil să culeagă informații din mediu, să le analizeze, să le înțeleagă și să le transfere calculatorului central).

Calculatorul central comandă unul sau mai multe microprocesoare/ microcontrolere care, la rândul lor, comandă sistemul de acționare.

Sistemul de acționare se compune din **sisteme de conducere locale** (S.C.L.) realizate la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare în jurul câte unui motor de acționare. S.C.L.-urile sunt realizate cu o structură de **sistem de reglare automată** (S.R.A.).

Observație :S.C.L.-urile asigură conducerea nemijlocită a axelor unui robot.

Terminologia **conducere nemijlocită** are semnificația de conducere directă, propriu-zisă, fără intermediar.

În schema bloc din figura 1.2, un S.C.L. (cu structură de S.R.A.) s-a reprezentat prin grupurile: comandă elementul de acționare, elemente de acționare, interfață, traductor; elementul de acționare se compune din motor, transmisie și frâne.

Observație : În utimul timp se utilizează termenul de **actuator**,care provine de la verbul *to actuate* din limba engleză.Traducerea acestuia in limba română este a

potrivii,a ajusta.Prin actuator,în funcție de context, se înțelege motorul cu cel puțin o

parte din transmisie și/sau frână. Uneori în actuator se subînțelege ca fiind inclusă și o parte electronică (de comandă sau senzor).

Toate aceste elemente lucrează în **buclă închisă** (există legături de reacție inversă - de feed-back) și se constituie într-un S.R.A.

Pentru fiecare cuplă cinematică conducătoare este prevăzut câte un S.C.L. .

Cea de-a doua schemă reprezintă în detaliu partea electrică a unui robot.

Sistemul de conducere al unui robot este implementat fizic cu echipamente

electrice și electronice care, în majoritatea lor, sunt introduse într-un dulap denumit **dulap cu echipamente electrice și electronice**.

Nu toate echipamentele electrice se află în acest dulap:

- motoarele de acționare și tractoarele sunt amplasate pe sistemul mecanic;
- senzorii sunt amplasați în mediul de lucru al robotului;
- panoul de învățare este exterior dulapului;
- panoul operator se află pe ușa dulapului

Specific pentru un echipament de conducere a unui robot este **panoul de învățare**, pentru care în literatura de specialitate se folosesc mai multe denumiri: **panou de instruire, modul de instruire, teaching pendant**.

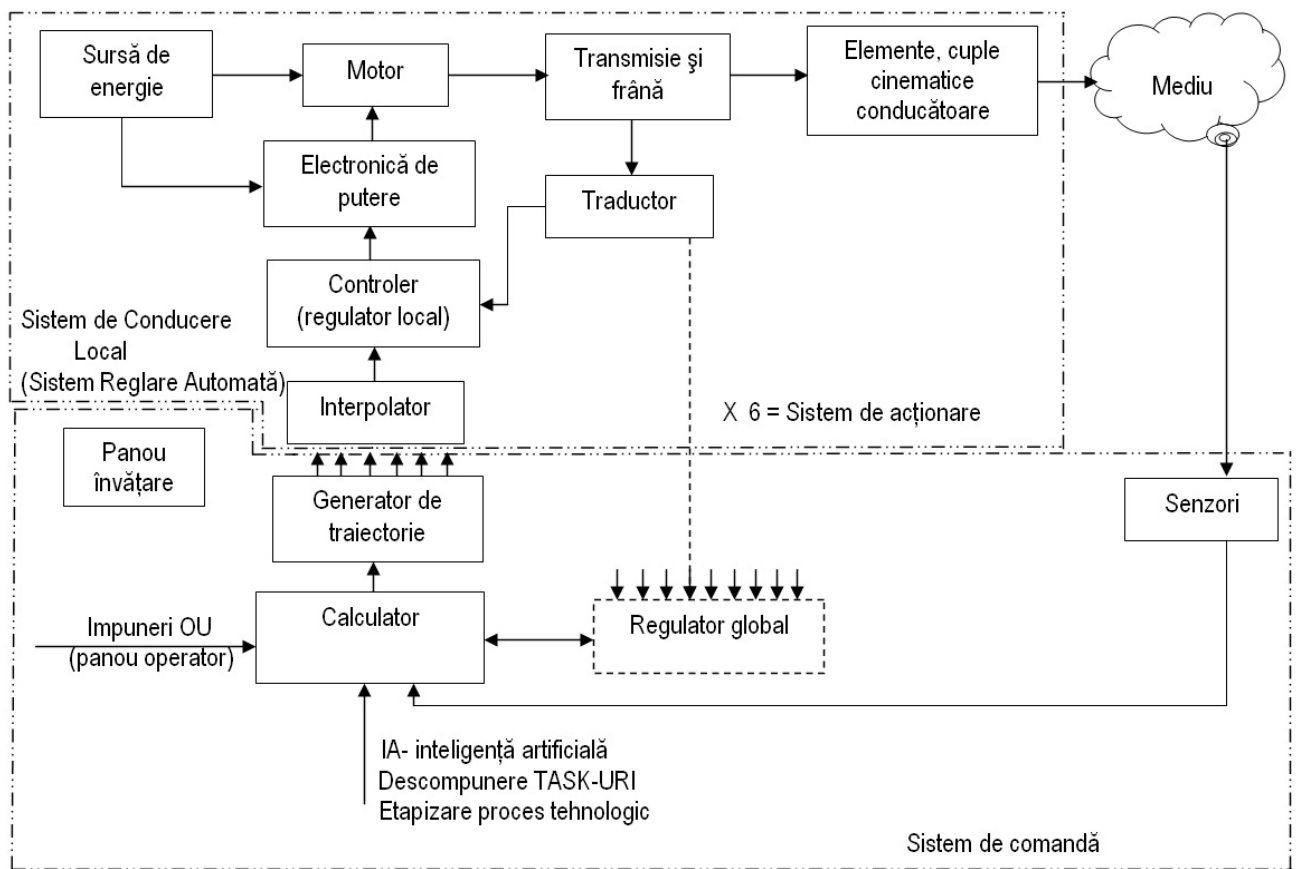


Fig.nr.2.1.Schema bloc detaliată a unui sistem robot

Cu ajutorul panoului de învățare operatorul uman (**O.U.**) poate conduce manual robotul spre **situările** convenabile executării operațiilor tehnologice.

Observație : prin **situare** se înțelege în robotică poziția și orientarea unui element mecanic sau unui obiect.

După ce a deplasat manual robotul, OU poate comanda depunerea în memoria calculatorului a coordonatelor țintă atinse de către elementele sistemului mecanic.

Panoul de învățare este prevăzut cu o tastatură **alfanumerică** (litere și cifre) și un afișaj alfanumeric. De regulă este dotat și cu un joystick cu care se pot comanda mișcările sistemului

mecanic. Este folosit în faza de programare a robotului când operatorul uman învață robotul ce are de făcut și întocmește programul înscriind instrucțiune după instrucțiune.

Panoul operator (P.O.) este amplasat pe ușa dulapului și este compus din butoane pentru comenzi și becuri de semnalizare. Exemple de butoane:

- pornire rețea cu cheie;
- ciupercă de avarie;
- butoane pentru stabilirea regimului manual / automat.

În dulap se află calculatorul central pentru care există display, tastatură și unitate de disc. Dacă robotul este unul evoluat, atunci el are un calculator capabil să lucreze cu elemente de inteligență artificială. Lucrează cu programe elaborate la **nivel task**, fiind capabil să își autogenereze programul direct executabil.

Exemplu: un robot inteligent “înțelege” o instrucțiune de tipul “du-te și apucă bolțul”, pe când unul mai puțin inteligent va înțelege numai o succesiune de instrucțiuni de forma:

1. determină unde se află bolțul;
2. deplasează-te până în dreptul bolțului;
3. apropie efectorul final de bolț;
4. condu efectorul final spre o situație optimă pentru apucarea bolțului;
5. apucă bolțul.

Observație: cuvântul *task* din limba engleză se traduce, în acest context, cu treabă de făcut, sarcină.

Pentru roboții obișnuiți calculatorul trebuie să realizeze modelarea mediului și generarea traiectoriei (modelarea mediului înseamnă reprezentarea prin ecuații matematice a evenimentelor și obiectelor din proces).

Blocul generator de traiectorie transmite semnale de comandă (**mărimi de prescriere**): poziții, viteze, accelerații către sistemul de acționare.

Senzorii fac parte din sistemul de percepție și sunt amplasați în mediul în care lucrează robotul.

Exemple: există senzori de proximitate, de gabarit, de contact și/sau forță/moment, senzori optici, etc.

Sistemul de acționare

La nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare este amplasat câte un motor de acționare. Motorul poate fi electric, hidraulic sau pneumatic.

Observație: după tipul de motoare cu care este dotat și robotul primește denumirea de robot acționat electric, hidraulic, pneumatic sau mixt.

Motorul generează mișcarea elementelor mecanice. Mișcarea este transmisă (prin blocul **transmisie**) la elementele cuplelor cinematice conducătoare acționate.

Motorul este comandat de un circuit electronic și primește energie de la o sursă de alimentare.

Întregul ansamblu, compus din motor și circuitele electronice care îl comandă, constituie un **sistem de conducere local** (S.C.L.). Într-un robot există atâtea S.C.L.-uri câte cuple cinematice conducătoare trebuie comandate. S.C.L.-urile sunt realizate cu o structură de **sistem de reglare automată** (S.R.A).

Observație: S.R.A. este un sistem în care reglarea se face automat, adică fără intervenție din exterior, spre scopul final urmărit.

Sistemul de acționare se compune din mai multe S.C.L.-uri în funcție de numărul de grade de mobilitate ale sistemului mecanic.

Observație: În fig.3 s-a reprezentat un singur S.C.L. (S.R.A.) și s-a indicat cu „6×6” faptul că în sistemul de acționare există 6 astfel de S.C.L.-uri deoarece s-a presupus că robotul are 6 axe.

Întregul S.C.L. este condus de către un **controler** realizat cu microprocesor sau microcontroler. Acesta realizează funcția de regulator:

1. preia **mărimea de prescriere** (poziție, viteză, accelerație) de la generatorul de traiectorie;
2. preia informația cu privire la mișcarea executată în realitate de elementele mecanice (care este **mărimea de reacție**), de la traductorul aferent;
3. calculează **abaterea** (eroarea) dintre mărimea de prescriere și cea de reacție;
4. calculează **mărimea de comandă** cu care se corectează abaterea; calculul se efectuează cu o formulă numită **algoritm de reglare** (proiectat de inginerii automatiști) utilizând valoarea curentă a abaterii;
5. transmite mărimea de comandă electronicii de putere și prin aceasta motorului, pentru a imprimă elementelor cuplelor cinematice conducătoare o mișcare în sensul anulării abaterii.

Observații:

1. cele cinci puncte menționate anterior se constituie în **problema conducerii nemijlocite** a elementelor unei cuple cinematice conducătoare (**conducere nemijlocită** însemnând conducere directă, fără intermediar);
2. în unele cazuri intervine și blocul interpolator care generează puncte prescrise suplimentar;
3. o parte din transmisie și frână (electromecanică) se consideră incluse în sistemul de acționare. Astfel, prima roată dințată, prima față a unui ambreiaj, fulia conducătoare a unei curele, etc., după caz, se consideră că fac parte din sistemul de acționare (de aceea s-a făcut și delimitarea respectivă pe fig.2.1).

Ideal ar fi ca un robot să poată fi condus folosind un **regulator global** care să controleze simultan toate mișcărilor de pe toate axele. Acest mod de conducere nu se implementează deocamdată deoarece:

- a). tractoarele carteziane care pot urmări mișcarea punctului caracteristic în spațiu sunt extrem de scumpe la preciziile pretinse de aplicațiile din robotică;
- b). legăturile dintre mișcărilor pe diferite axe se exprimă prin ecuații complicate (profund neliniare).

c). volumul de calcule necesar pentru realizarea unei reglări globale este foarte mare și nu se poate realiza în timp real cu nici un calculator convenabil ca și cost, la momentul actual.

Din aceste motive, indiferent de modul în care se realizează conducerea robotului, mișcarea propriu-zisă a sistemului mecanic se conduce cu S.C.L.-uri dispuse la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare. Este utilizată **metoda de conducere distribuită** a mișcărilor pe axe. Blocuri, de tip S.C.L., construite anume pentru conducerea unei singure axe mecanice sunt astăzi bine puse la punct. Sisteme de acest fel precum și senzorii/ traductoarele aferente se produc la prețuri accesibile.

BSFI 2. Reprezentarea rotațiilor cu cuaternioni

În mod obișnuit, modelarea translațiilor și rotațiilor în spațiul tridimensional se face folosind transformări omogene. O altă alternativă de abordare a modelării în robotică este aceea de a utiliza perechi cuaternion-vector.

Teoria cuaternionilor a fost introdusă pentru prima dată în matematică în anul 1853 de Hamilton. Motivele pentru care cuaternionii au fost definiți sunt :

- pentru a găsi o modalitate de a defini împărțirea vectorilor;
- pentru a se defini un tip de produs vectorial.

Hamilton a demonstrat că un câmp al doi vectori nu se poate reprezenta printr-un vector descris cu numai trei parametri reali. Este necesar să se adauge un al patrulea parametru real. Deci, trebuie utilizate entități cadruple, pe care Hamilton le-a numit cuaternioni. În 1979 Taylor a remarcat pentru prima dată că dacă la un robot se reprezintă rotațiile cu cuaternioni calculul este mai eficient, iar mișcarea sistemului mecanic este mai lină. Metoda prezentată a fost denumită “Controlul traiectoriei carteziene”, utilizează metoda de conducere cunoscută (R.P.Paul) dar folosește cuaternioni la reprezentarea rotațiilor.

Un cuaternion poate fi definit ca :

- un cadruplu de numere reale;
- un “vector” cu patru dimensiuni;
- o entitate hipercomplexă.

Modul cel mai simplu de reprezentare al unui cuaternion este ca un cadruplu de numere reale. Dacă \mathbf{p} și \mathbf{q} sunt doi cuaternioni :

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= (\mathbf{p}_0, \mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3) & \mathbf{p}_i &\in \mathfrak{R}, i = 0 \div 3 \\ \mathbf{q} &= (\mathbf{q}_0, \mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3) & \mathbf{q}_i &\in \mathfrak{R}, i = 0 \div 3 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Notând i, j, k cu $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$, unitățile $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$ ale bazei câmpului cuaternionilor pot fi interpretate ca trei vectori ai unei baze de axe carteziene. Cu acestea, un cuaternion \mathbf{q} poate fi scris ca având o parte scalară s și o parte vectorială \mathbf{v} :

$$\mathbf{q} = (s, a, b, c) = s \cdot \mathbf{1} + a \cdot \mathbf{i} + b \cdot \mathbf{j} + c \cdot \mathbf{k} = s + \mathbf{v} \quad (3.14)$$

sau :

$$\mathbf{q} = [s, \mathbf{v}], \text{ unde } s \in \mathfrak{R}, \mathbf{v} \in \mathfrak{R}^3 \quad (3.15)$$

Astfel, un cuaternion poate fi definit ca un vector cu patru dimensiuni, obținut prin combinarea unui scalar cu un vector (tridimensional) real.

Proprietățile de bază din algebra cuaternionilor sunt :

Partea scalară a lui \mathbf{q} s

Partea vectorială a lui \mathbf{q} $a\mathbf{i} + b\mathbf{j} + c\mathbf{k}$

Conjugata lui \mathbf{q} $s - (a\mathbf{i} + b\mathbf{j} + c\mathbf{k})$

(3.16)

Norma lui \mathbf{q} $s^2 - (a^2 + b^2 + c^2)$

Reciproca lui \mathbf{q} $\frac{s - (a\mathbf{i} + b\mathbf{j} + c\mathbf{k})}{s^2 + (a^2 + b^2 + c^2)}$

Cuaternionul unitate $s + a\mathbf{i} + b\mathbf{j} + c\mathbf{k}$, unde $s^2 + a^2 + b^2 + c^2 = 1$

Observație : Cuaternionii includ și numerele reale ($s, 0, 0, 0$), cu o singură unitate 1, numerele complexe ($s, a, 0, 0$) cu două unități 1 și \mathbf{i} și vectorii din spațiul tridimensional ($0, a, b, c$). Acesta din urmă având $s=0$ a fost denumit **vector-cuaternion** sau **ternion** și reprezintă imaginea unui vector real în spațiul cuadridimensional de bază ($1, \mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$).

Fie un *cuaternion unitate* de forma :

$$\begin{aligned} \mathbf{q} &= \cos \theta + l \sin \theta \cdot \mathbf{i} + m \sin \theta \cdot \mathbf{j} + n \sin \theta \cdot \mathbf{k} = \\ &= \cos \theta + \sin \theta \cdot \mathbf{u} \end{aligned} \quad (3.31)$$

unde $\mathbf{u} = [l, m, n]^T$ este un *vector unitate* (versor), adică :

$$l^2 + m^2 + n^2 = 1 \quad (3.32)$$

Înmulțind acest vector unitate cu un vector oarecare \mathbf{r} , perpendicular pe un altul \mathbf{u} , se obține :

$$\begin{aligned} \mathbf{q}\mathbf{r} &= (\cos \theta + \sin \theta \cdot \mathbf{u})(x \cdot \mathbf{i} + y \cdot \mathbf{j} + z \cdot \mathbf{k}) = \\ &= \sin \theta \cdot (\mathbf{u} \times \mathbf{r}) + \cos \theta \cdot \mathbf{r} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Acest rezultat este un vector situat într-un plan perpendicular pe un plan ce-l conține pe \mathbf{u} și formează unghiul θ cu \mathbf{r} .

Observație : Utilizarea produsului \mathbf{qr} la reprezentarea rotațiilor se limitează doar la cazurile în care \mathbf{u} și \mathbf{r} sunt ortogonali.

Expresia reciprocei cuaternionului unitate \mathbf{q} considerat este :

$$\begin{aligned}\mathbf{q}^{-1} &= \frac{\cos \theta - (l \sin \theta \mathbf{i} + m \sin \theta \mathbf{j} + n \sin \theta \mathbf{k})}{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta (l^2 + m^2 + n^2)} = \\ &= \cos \theta - \sin \theta \mathbf{u}\end{aligned}\quad (3.34)$$

Reciproca lui \mathbf{q} este egală cu conjugata sa, întrucât \mathbf{u} este un vector unitate și $\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$.

Să considerăm acum un alt cuaternion unitate \mathbf{q} : $\mathbf{q} = s + \mathbf{v}$. Reciproca sa este : $\mathbf{q}^{-1} = s - \mathbf{v}$

Fie un și un vector-cuaternion arbitrar $\mathbf{r} = [0, \mathbf{r}]$ și, cu acesta, calculăm produsul cuaternional :

$$\mathbf{qrq}^{-1} = (\mathbf{qr})\mathbf{q}^{-1}\quad (3.35)$$

Se poate demonstra acum că, dacă \mathbf{q} este un cuaternion unitate de forma :

$$\begin{aligned}\mathbf{q} &= \cos \theta + l \sin \theta \cdot \mathbf{i} + m \sin \theta \cdot \mathbf{j} + n \sin \theta \cdot \mathbf{k} = \\ &= \cos \theta + \sin \theta \cdot \mathbf{u}\end{aligned}\quad (3.43)$$

cu $\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$, relația (3.42) exprimă rotația unui vector \mathbf{r} fără nici o alungire.

Pentru aceasta, se consideră un cuaternion cu forma anume aleasă :

$$\mathbf{q} = \cos \frac{\theta}{2} + \sin \frac{\theta}{2} \mathbf{u}\quad (3.44)$$

unde : $\mathbf{u} = l\mathbf{i} + m\mathbf{j} + n\mathbf{k}$ este un vector unitate, adică $l^2 + m^2 + n^2 = 1$

Utilizând acest cuaternion, relația :

$$\mathbf{qrq}^{-1}\quad (3.45)$$

exprimă rotația cu un unghi θ a oricărui vector \mathbf{r} în jurul axei de versor \mathbf{u} .

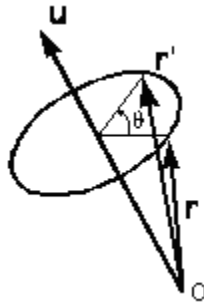


Fig. 3.18. Rotirea vectorului \mathbf{r} în jurul axei \mathbf{u}

Observație : Prin utilizarea cuaternionului de forma particulară $\mathbf{q} = \cos \frac{\theta}{2} + \sin \frac{\theta}{2} \mathbf{u}$ și a produsului \mathbf{qrq}^{-1} , au fost eliminate atât condiția de ortogonalitate dintre \mathbf{r} și \mathbf{u} cât și alungirea ce se producea inițial.

BSFI 3. Exemplu de rotație cu 90° în jurul axei carteziene \mathbf{k} , urmată de o rotație cu 90° în jurul axei \mathbf{j} cu produs cuaternional - problemă

Această rotație se poate reprezenta cu produsul cuaternional :

$$\mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 = (\cos 45^\circ + \mathbf{j} \sin 45^\circ) \cdot (\cos 45^\circ + \mathbf{k} \sin 45^\circ)$$

Aplicând regula (3.17) de înmulțire a cuaternionilor :

$$\mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 = s_1 s_2 - \mathbf{v}_1 \cdot \mathbf{v}_2 + s_2 \mathbf{v}_1 + s_1 \mathbf{v}_2 + \mathbf{v}_1 \times \mathbf{v}_2$$

se obține :

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 &= \cos 45^\circ \cdot \cos 45^\circ - 0 + \cos 45^\circ \cdot \sin 45^\circ \mathbf{j} + \\ &+ \cos 45^\circ \cdot \sin 45^\circ \mathbf{k} + \sin^2 45^\circ \cdot \mathbf{i} = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} - 0 + \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \mathbf{j} + \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \mathbf{k} + \frac{1}{2} \mathbf{i} = \\ &= \frac{1}{2} + \frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{2} = \frac{1}{2} + \frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \\ &= \cos 60^\circ + \frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{\sqrt{3}} \sin 60^\circ \rightarrow \mathbf{Rot} \left(\frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{\sqrt{3}}, 120^\circ \right) \end{aligned}$$

Rezultă, astfel, o rotație cu 120° în jurul unei axe egal înclinată cu câte $54^\circ 44' 8''$ în raport cu fiecare dintre axele $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$.

BSFI 4. Problema conducerii unui robot

Conducerea unui robot presupune două aspecte aparent distincte dar aflate, în realitate, într-o interdependență numai principial divizibilă.

I). Parcurgerea etapelor unui proces tehnologic presupune deplasarea

dispozitivului de ghidare, în raport cu obiectele din mediu, astfel încât punctul caracteristic să ocupe, în fiecare etapă, situații impuse sau determinate (acesta este **scopul** conducerii unui robot).

În fiecare etapă a procesului tehnologic punctul caracteristic trece prin anumite puncte din spațiul cartezian. Cele mai multe dintre aceste puncte sunt impuse de procesul tehnologic și reprezintă **puncte țintă (goal points)**. La trecerea punctului caracteristic printr-un punct țintă sistemul de coordonate atașat acestuia are anumite poziții și orientări care se exprimă matricial (de exemplu cu matricea T_6).

Observație: la trecerea printr-un punct din spațiul cartezian contează numai

atingerea punctului respectiv, ci și orientarea în spațiu a efectorului final. Contează **unde și cum** „pune mâna” robotul.

Orientările și pozițiile punctului caracteristic (exprimate cu T_6) pot fi **calculate**

(în blocul pentru modelarea mediului) sau pot fi **învățate**, înainte de efectuarea deplasării. Așadar punctele țintă sunt fie învățate, fie calculate.

În deplasarea punctului caracteristic de la un punct țintă la altul, el trece prin **puncte via** (puncte de trecere). Dintre aceste puncte via unele sunt **puncte via propriu-zise (through via points)**, prin care trecerea este obligatorie, iar altele sunt **puncte pseudovia**, la care trecerea se face numai prin vecinătatea lor.

Observație: de obicei, în punctele țintă este obligatorie și oprirea, iar prin

punctele via, de regulă, trecerea se face fără oprire, cu o anumită viteză impusă. Există însă și cazuri în care și în punctele via este obligatorie și oprirea.

Deoarece punctele definite mai sus se află în spațiul de lucru al robotului

(impunându-se trecerea prin ele), este natural ca punctele țintă și via să fie exprimate în **coordonate operaționale** (coordonatele în care operează efectorul final al robotului). De cele mai multe ori se folosește exprimarea în coordonate carteziane.

Pornind de la coordonatele operaționale (carteziane) care corespund trecerii

punctului caracteristic printr-un punct țintă sau via, cu analiza cinematică inversă se determină un set de **coordonate poziționale relative ale elementelor cuplelor cinematice conducătoare** sau, pe scurt, **coordonate c.c.c.** numite și **coordonate articulare** sau **coordonate robot**.

Acestea pot fi unghiuri θ - pentru cuplele de rotație – dau distanțe d – pentru

cuple cinematice de translație. Setul de valori obținut (cu analiza cinematică inversă) este tot un set de puncte țintă sau via, dar exprimate în coordonate c.c.c.(coordonate articulare, robot).

Conducerea unui robot poate fi realizată în coordonate operaționale (cartezie-

ne), când punctele țintă și via sunt exprimate cu valori numerice concrete pentru elementele matricii T_6 , sau în coordonate c.c.c., când punctele țintă și via sunt

exprimate prin seturi de valori θ_i sau/și d_i de la nivelul c.c.c. Se utilizează curent terminologia “conducerea unui robot în coordonate operaționale” (carteziene), respectiv “conducerea unui robot în coordonate c.c.c.” (coordonate articulare).

II). În afară de trecerea prin punctele țintă și via, în conducerea unui robot

interesează și evoluția în timp a mișcării acestuia. În desfășurarea unui proces tehnologic este necesar ca dispozitivul de ghidare să aibă o mișcare lină, fără smucituri, fără frânări și/sau accelerări bruște.

Acest deziderat este impus, de cele mai multe ori, de însuși procesul

tehnologic (de exemplu paletizare, montaj, etc.). Pe de altă parte, o mișcare fără smucituri este impusă și de necesitatea de a reduce la minimum uzurile din structura sistemului mecanic.

Evoluția lină în timp se asigură dacă pentru coordonata generalizată q se alege o variație în timp

$$q = f(t)$$

unde f este o funcție lină, adică pentru q se alege o lege de mișcare lină.

O funcție se numește **lină** dacă funcția și cel puțin primele sale două derivate sunt continue în timp (uneori se cere ca și derivata a 3-a să fie continuă).

Notă : q este coordonata generalizată utilizată în conducere - poate fi operațională (carteziană) sau c.c.c.

Concluzie: problema conducerii unui robot constă din două aspecte între care există o strânsă legătură : impunerea trecerii prin punctele țintă sau via

(exprimate în coordonate c.c.c. sau în coordonate operaționale) în condițiile asigurării unei evoluții line (în timp) a mișcării.

Observație : Această problemă este întâlnită și în viața cotidiană la conducerea automobilelor :

În primul rând interesează deplasarea automobilului pe drumul impus, cu evitarea obstacolelor. Pe de altă parte, interesează ca automobilul să aibă o evoluție lină, fără accelerări și/sau frânări bruște. Deosebirea între un șofer experimentat și unul începător se manifestă, mai ales, prin modul în care cei doi asigură evoluția în timp a automobilului.

BSFI 5. Utilizarea unei funcții polinomiale de ordinul 3 ca funcție conducere între două puncte via.- problemă

Datele problemei:

Se cunosc două puncte via pentru elementele unei axe(două poziții relative impuse elementelor articulației).

Se cunoaște că mișcarea începe la momentul $t = 0$ și se termină la $t = t_f$.

Se cunoaște și viteza de trecere prin punctele impuse.

Se cer :

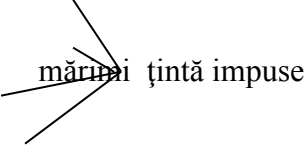
Să se găsească coeficienții funcțiilor polinomiale de gradul 3 care să asigure o conducere

lină între cele două puncte via impuse pentru elementele cuplei cinematice respective.

Rezolvare:

Se alege o funcție polinomială: $q(t) = a_0 + a_1t + a_2t^2 + a_3t^3$

Se cunosc:

$$\begin{aligned} q(0) &= a_0 \\ q(t_f) &= q_f \\ \dot{q}(0) &= a_1 \\ \dot{q}(t_f) &= a_1 + 2a_2t_f + 3a_3t_f^2 \end{aligned}$$


Se formează sistemul:

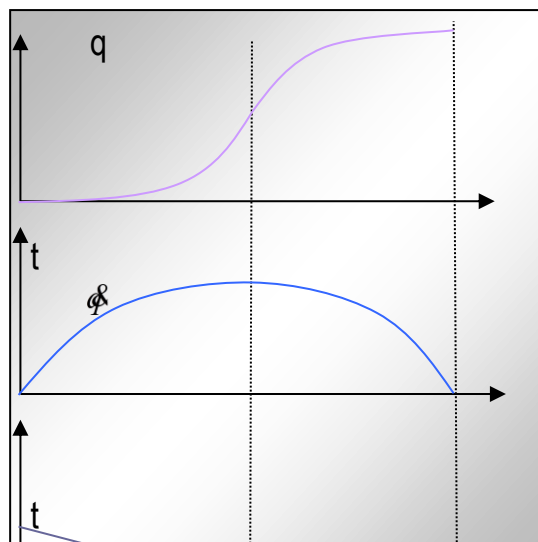
$$\begin{aligned} q(0) &= a_0 \\ q(t_f) &= a_0 + a_1t_f + a_2t_f^2 + a_3t_f^3 = q_f \\ \dot{q}(0) &= a_1 \\ \dot{q}(t_f) &= a_1 + 2a_2t_f + 3a_3t_f^2 \end{aligned}$$

Se rezolvă sistemul și se obțin soluțiile :

$$\begin{aligned} a_0 &= q_0 \\ a_1 &= \dot{q}(0) \\ a_2 &= \frac{3}{t_f^2} [q_f - q_0] - \frac{2}{t_f} \dot{q}(0) - \frac{1}{t_f} \dot{q}(t_f) \\ a_3 &= \frac{2}{t_f^3} [q_f - q_0] - \frac{1}{t_f^2} [\dot{q}(t_f) - \dot{q}(0)] \end{aligned}$$

Observație: Cel mai frecvent acest set de calcule se execută off - line, adică înainte de începerea desfășurării mișcării propriu-zise între cele două puncte. Acest mod de lucru se poate utiliza dacă procesul este bine stabilit de la început și nu suferă modificări. Există și cazuri când calculul coeficienților polinomialei trebuie efectuat online (din mers), dacă procesul este extrem de flexibil și desfășurarea etapelor sale depinde de evenimente produse în etapele anterioare.

În figură se arată un exemplu de alură pentru o polinomială de ordinul 3, ca lege de mișcare începută din repaos și oprită în punctul final ($t_0=t_f=0$).



Exemplu de alură pentru o polinomială de ordinul 3

BSFI6. Conducerea unui robot în coordonate carteziane

În cazul conducerii în acest mod, punctului caracteristic i se impune o traiectorie continuă în spațiul cartezian. Se alege și se proiectează (se calculează) legea de mișcare a punctului caracteristic pe o traiectorie spațială impusă

de procesul tehnologic. Uneori se determină și vitezele, accelerațiile cu care punctul caracteristic trebuie să se deplaseze..

Cu analiza cinematică inversă și cu Jacobianul se calculează pozițiile, vitezele și accelerațiile de la nivelul cuplelor cinematice conducătoare, iar aceste valori se transmit ca valori prescrise sistemelor de conducere locale care acționează fiecare articulație.

Generarea mișcării în coordonate carteziane

Și în acest caz generarea punctelor de pe traiectorie se face cu blocul generator de traiectorie. Principial, în cadrul GT generarea punctelor se face rulând un algoritm(program) de tipul :

$t=t_0$;

buclă: așteaptă pentru noul interval de interpolare

$t = t + \Delta t$; {incrementează timpul}

$H(t), \dot{H}(t), \ddot{H}(t)$ {valorile situației vitezei și accelerației punctului caracteristic la momentul t (expresii matriciale)}

$Q(t), J(t), J^{-1}[H(t)]$ {calculul soluțiilor în coordonate c.c.c. obținute cu analiza cinematică inversă, respectiv cu inversul Jacobianului}

dacă $t = t_f$ then părăsește buclă;

dacă $t < t_f$ continuă buclă;

end.

În acest caz funcția conducere se exprimă matriceal, $H(t)$ este o matrice cu elemente variabile în timp ce exprimă evoluția situației punctului caracteristic de-a lungul traiectoriei.

La fiecare parcurgere a algoritmului se calculează elementele matricilor $H(t), \dot{H}(t), \ddot{H}(t)$ (situație + viteză + accelerație) și se efectuează calculul de conversie din coordonate operaționale (carteziane) în coordonate c.c.c. (articulare).

Observație : este necesar un volum de calcule mult mai mare decât în cazul conducerii în coordonate c.c.c. În literatura de specialitate se arată că volumul de calcule necesar aferent conducerii în coordonate c.c.c. reprezintă 1 - 7 % din volumul de calcule necesar în cazul conducerii în coordonate carteziane.

Specificarea mișcării în cazul conducerii în coordonate carteziane

Înainte de a se trece la generarea propriu-zisă a traiectoriei (cu execuția unui algoritm de genul celui anterior prezentat) trebuie parcurse două etape preliminare:

Etapa de determinare a punctelor de definire a traiectoriei carteziane

Această etapă presupune deosebirea a două situații diferite :

a) *când se cunoaște expresia analitică a traiectoriei*. În acest caz, se calculează,

din expresia cunoscută, diferite puncte care trebuie atinse în diferite momente de timp. Modul de alegere a punctelor poate fi arbitrar sau impus de anumite conde-

rente specifice procesului.

b) *când traiectoria este complicată și exprimarea analitică pe ansamblul ei nu se poate face*. De această dată, se procedează la aproximarea traiectoriei pe porțiuni, cu segmente de curbe simple (dreaptă, cerc, sinusoidă, ș.a.), adică se procedează la o interpolare pe porțiuni a traiectoriei. Apoi se calculează, cu expresiile curbelor utilizate la interpolare, diferite puncte de trecere impuse.

Etapa de alegere a funcției (funcțiilor) conducere și de calcul al coeficienților acestora.

Observație: cu valorile succesive ale funcției (funcțiilor) conducere se realizează apoi, GT , generarea traiectoriei.

Etapa a doua se poate realiza în două moduri diferite:

a) **metoda de conducere a unui robot în spațiul cartezian, orientată în spațiul cartezian. (COCM – Cartezian Oriented Cartezian Motion).**

Este metoda cea mai mare consumatoare de timp de calcul dintre metodele de conducere a roboților. Majoritatea calculelor și optimizărilor se efectuează în spațiul cartezian.

Controlul acurateții execuției traiectoriei se efectuează la nivelul punctului caracteristic (reglajele și corecțiile se efectuează în coordonate carteziane).

În acest caz se alege o singură funcție conducere, definită matricial, cu care se generează succesiv situații prescise în spațiul cartezian. Aceste situații sunt convertite apoi, cu analiza cinematică inversă, în puncte prescise în coordonate articulare și se transmit sistemelor de conducere locală de la nivelul axelor, spre execuție.

Erorile de poziție și orientare se determină între situarea carteziană impusă și situarea carteziană reală (curentă) a punctului caracteristic. Situarea reală se determină cu analiza cinematică directă utilizând în calcul valorile coordonatelor relative ale elementelor aferente fiecărei articulații, citite de la traductoarele amplasate la acest nivel.

Observație : de regulă, trebuie efectuate calcule cu analiza cinematică inversă și analiza cinematică directă de mai multe ori, pentru fiecare punct în parte, până se ajunge la o eroare acceptabilă.

b). Metoda de conducere a roboților în spațiul cartezian cu orientare în coordonate c.c.c. (articulare) (JOCM – Joint Oriented Cartesian Motion).

În cazul acestei metode, la specificarea mișcării se calculează întâi puncte ce definesc traiectoria carteziană impusă/dorită. Din aceste puncte, cu analiza cinemati-

că inversă, se calculează seturi de valori aferente pentru coordonatele c.c.c.

Se alege apoi câte o funcție conducere pentru elementele fiecărei articulații, procedându-se ca și în cazul conducerii în coordonate c.c.c. (vezi paragraful 4.9.2).

Cu aceste funcții generatorul de traiectorie calculează, ulterior, punctele de prescriere pentru mișcare.

Funcțiile conducere sunt, de regulă, polinomiale de grad mic. Conducerea se efectuează urmărind mișcarea numai la nivelul cuplelor cinematice conducătoare.

Această metodă se deosebește, totuși, de cea de conducere în coordonate c.c.c. prin aceea că sunt luate ca repere obligatorii mult mai multe puncte de pe traiectoria carteziană impusă. Este frecvent utilizată întrucât necesită un volum de calcule mult mai scăzut decât COCM.

BSFI 7. Conducerea unui robot în coordonate c.c.c.

Această metodă de conducere este frecvent utilizată în conducerea unui robot. Mișcarea elementelor mecanice este urmărită numai la nivel articular, adică la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare individuale. Denumirile utilizate de diferiți autori pentru această metodă sunt : **conducerea în coordonate c.c.c.** , **coducerea în coordonate robot**, respectiv **conducerea în coordonate articulare**.

În literatura de limbă engleză terminologia folosită este **joint motion** (joint înseamnă articulație).

Și în acest caz punctul caracteristic, în mișcarea respectivă, descrie o traiectorie. Aceasta este însă obținută ca rezultat al mișcării simultane pe toate axele (uneori nu pe toate axele). De cele mai multe ori traiectoria rezultată este complicată, greu de urmărit vizual și are o expresie analitică sofisticată.

Specificarea mișcării în coordonate c.c.c.

În cazul acestei metode specificarea mișcării presupune parcurgerea mai multor etape:

a). Determinarea punctelor țintă și via în coordonate c.c.c.

- în cazul în care robotul a fost învățat prin instruire (programat prin învățare), cazul roboților simpli, punctele țintă și via sunt memorate direct în coordonate c.c.c. De aceea această etapă, în acest caz, nu presupune decât preluarea din memorie a punctelor învățate;
- pentru roboții evoluți, la care modelarea mediului se face prin calcul, se calculează matricile T_6 pentru fiecare etapă a procesului tehnologic și, cu analiza cinematică inversă, se determină punctele țintă în coordonate c.c.c. care sunt memorate.

b). Determinarea timpilor de deplasare

După ce punctele țintă pentru elementele cuplelor cinematice conducătoare

se cunosc, se observă că vitezele maxime realizabile la nivelul fiecărei axe sunt , de asemenea, cunoscute: masele care trebuie mișcate și rezistențele ce trebuiesc învinse se știu, iar puterea P se cunoaște pentru fiecare motor. ($P = \Sigma F \times v$)

Într-o primă etapă, se consideră că elementele fiecărei articulații se deplasează cu viteza maxim posibilă. Cu aceste viteze se calculează timpul minim pentru deplasare:

$$t_i = \frac{q_{fi} - q_{0i}}{v_i}, \quad \text{unde } i = 1, \dots, 6 \quad (4.25)$$

și :

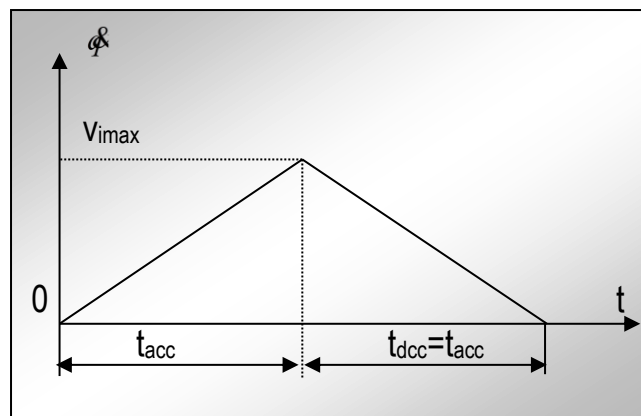
- q_{0i} este punctul inițial;
- q_{fi} este punctul țintă final;
- v_i este viteza maxim realizabilă;
- i este cupla cinematică numărul i .

Pentru elementele fiecărei axe se cunosc și accelerațiile maxim obținabile și deci se pot calcula timpii t_{acci} de accelerare de la 0 la v_i , respectiv de decelerare de la v_i la 0 (luați egali).

Observație: în cazul mișcării după un profil trapezoidal de viteză cazul limită este cel din figura nr. 4.13.

Fig.nr.4.13.

Cazul limită la mișcarea după un profil trapezoidal de viteză



În acest caz mișcarea este numai cu accelerare și decelerare (lipsește palierul ce indică deplasarea cu viteză constantă). Pentru a se realiza productivitatea maximă trebuie însă, ca și în acest caz, să se ajungă la viteza maximă.

Ținând cont de cele două situații descrise mai sus se alege ca durată a mișcării între două puncte țintă:

$$T = \max \{ t_i, 2t_{acci} \} \quad (4.26)$$

adică cel mai lung timp dintre timpii de deplasare calculați la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare.

Acest mod de alegere este necesar pentru a asigura execuția completă a mișcărilor la nivelul fiecărei axe mecanice. Adică, se renunță la deplasarea cu viteza maximă a elementelor unora dintre axe, dacă altele nu se pot mișca decât mai lent. În acest fel, este sigur că mișcările se efectuează complet pe fiecare dintre axe.

Alegerea funcțiilor conducere.

Se alege câte o funcție conducere $q(t)$ pentru elementele fiecărei articulații în parte. Proprietățile impuse pentru funcțiile conducere (legile de mișcare) sunt :

- să fie funcții continue și să aibă cel puțin primele două derivate continue (adică să fie funcții line);
- valorile momentane să se poată calcula prin înlocuirea directă a valorilor pentru variabila t în expresiile lor și să nu fie necesare iterații de calcul ;
- valorile momentane calculate să aibă corespondent fizic bine determinat, adică poziția, viteza și accelerația calculate pe baza lor, pentru fiecare valoare a lui t , să se poată și executa fizic;
- să se evite realizarea de mișcări neutile (“hoinare”).

În general, aceste condiții sunt îndeplinite dacă funcțiile $q(t)$ sunt polinomiale.

Funcția conducere polinomială

Pentru fiecare axă se alege, ca lege de mișcare relativă a elementelor mecanice (lege de evoluție în timp) o expresie de forma:

$$q(t) = c_0 + c_1t + c_2t^2 + \dots + c_{n-1}t^{n-1} + c_n t^n \quad (4.27)$$

Cel mai frecvent se utilizează polinoamele de gradul 1, 2 sau 3, dar există și cazul utilizării unor polinoame de grad superior (5, 6 sau 7).

Observație : legile de mișcare de ordinul 1 și 2 sunt mișcările „clasice” , cu viteza, respectiv, accelerația constante.

Coefficienții C_i , $i = 1, \dots, 6$ se determină în etapa de specificare a mișcării din condițiile impuse trecerii prin anumite puncte țintă sau via.

Generarea mișcării în coordonate c.c.c.

După etapa de specificare a mișcării s-au ales timpii de parcurgere și funcțiile conducere și s-au calculat coeficienții variabilei timp din expresiile funcțiilor conducere. Aceste date sunt transferate generatorului de traiectorie. Rolul GT este acela de a calcula valorile numerice ale funcțiilor conducere și derivatele lor la diferite intervale de timp. Cu o frecvență cuprinsă între 20 Hz și 200 Hz (în funcție de viteza de calcul a calculatorului) se calculează valorile $q(t)$, $\dot{q}(t)$ și $\ddot{q}(t)$, parametrii cinematici ai mișcărilor (valori ce trebuiesc atinse în mișcare la diferite momente). Sunt generate astfel puncte ale traiectoriei descrise de elementele mecanice și vitezele/accelerațiile aferente.

Aceste valori calculate de GT sunt mărimi de prescriere pentru reglatoarele din structura fiecărui sistem de conducere local de la nivelul articular , cu care asigură conducerea nemijlocită a fiecărei axe (toate sistemele de conducere locale, împreună, constituie sistemul de acționare al robotului).

Generatorul de traiectorie lucrează după un program care urmărește, în principiu, un algoritm de tipul:

$t = t_0$;

buclă: așteaptă după noul interval de interpolare

$$t = t + \Delta t ;$$

$q(t), \dot{q}(t), \ddot{q}(t)$ {valorile coordonatelor q și ale derivatelor lor în
momentul t }

dacă $t = t_f$ părăsește bucla ;

dacă $t < t_f$ continuă bucla ;

end.

Observație: Principalul calcul pe care-l efectuează generatorul de traiectorie în parcurgerea algoritmului este acela al calculului valorilor momentane pentru funcțiile conducere și derivatele lor. Rezultatul acestor calcule reprezintă (în fiecare moment Δt) mărimile de prescriere pentru regulatoarele din structura sistemelor de conducere locale de la nivelul cuplelor cinematice conducătoare.

Concluzie: GT generează puncte prin care trebuie să treacă elementele fiecărei articulații între t_0 și t_f , specificând și vitezele și accelerațiile aferente. Elementele mecanice descriu și ele câte o traiectorie: arc de cerc, linie dreaptă, (după tipul cuplelor cinematice - de rotație sau de translație).

Concluzii cu privire la mișcarea în coordonate c.c.c.

Acest mod de conducere al unui robot este considerat cel mai simplu și cel mai mic consumator de timp de calcul. Conducerea se efectuează la nivelul la care și mișcarea este produsă (nivelul articulațiilor). Se pornește de la procesul tehnologic și se determină punctele țintă și via în coordonate operaționale (de multe ori carteziene). Cu analiza cinematică inversă, aplicată o singură dată, se determină punctele țintă și via în coordonate c.c.c. (coordonate articulare, coordonate robot). La nivelul fiecărei axe a robotului se alege (se specifică) câte o lege de mișcare și, în continuare, mișcările sunt urmărite numai la nivel articular.

Folosind funcții conducere polinomiale mișcările la nivelul fiecărei axe sunt line, rezultând implicit și o mișcare lină pe ansamblul întregului robot (se poate demonstra și matematic).

Desfășurarea mișcării se urmărește numai la nivelul cuplelor cinematice conducătoare, controlerul aferent corectând, pentru fiecare axă, eventualele erori locale. De aici rezultă o acuratețe mai scăzută în ceea ce privește situațiile din spațiul operațional al robotului.

Observație : În etapa de generare a mișcării GT, în care s-au memorat legile de mișcare stabilite pentru fiecare axă, incrementează variabila t de la 0 la t_f . Pentru fiecare valoare a lui t se calculează câte o valoare $q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i$, $i = 1 - n$ pentru funcțiile conducere și derivatele lor. Aceste valori sunt mărimi de prescriere care se transmit controlerului de ax de la nivelul fiecărei articulații în parte, spre a fi executate.

Deși scopul final urmărit este acela ca punctul caracteristic să treacă prin toate punctele țintă și via impuse de procesul tehnologic, mișcarea nu este condusă și controlată la nivelul punctului caracteristic (pentru care oricum nu avem traductor), ci la nivelul fiecărei axe unde, de fapt, mișcarea este executată.

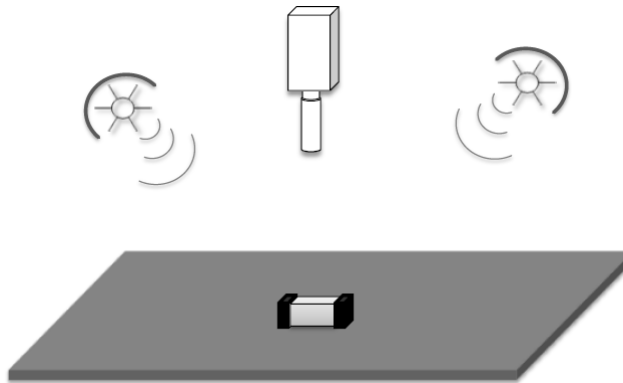
Între mișcările elementelor ce constituie o cuplă cinematică și elementele celorlalte articulații nu există de fapt decât o singură legătură: de regulă, încep și se termină simultan. Mișcările tuturor

elementelor se desfășoară concomitent, dar sunt și cazuri în care unele elemente se află în repaos când altele se deplasează.

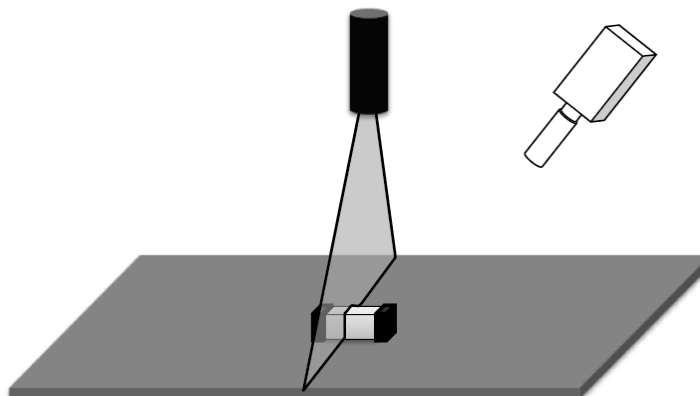
ST1. Tehnici de inspecție optică automată: enumerare, scurtă caracterizare

Cursul 5 paginile 8-10, https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/

- **Metoda referinței (Template Matching):**
 - Prin compararea cu o imagine de referință se decide dacă produsul inspectat corespunde sau nu specificațiilor.
 - Imaginea de referință poate fi obținută fie în urma unei reprezentări CAD fie prin memorarea imaginii unei plăci de referință care în mod cert este conformă specificațiilor (Golden Board).
 - Principalul dezavantaj: admite o toleranță redusă a procesului tehnologic, abateri minore de la referință, ce nu au impact asupra calității sau fiabilității sistemului inspectat, declanșând adeseori alarme false.
- **Metoda comparației statistice (Statistical Pattern Matching):**
 - reprezintă o îmbunătățire a metodei referinței în scopul de a atribui mai multă flexibilitate în luarea automată a deciziei CONFORM/NECONFORM.
 - se utilizează mai multe imagini de referință obținute în urma inspecției unor produse atât conforme cât și neconforme. Decizia se ia pe criterii statistice în urma analizei similarității sistemului inspectat cu cele două categorii de referință.
- **Măsurarea bidimensională (2D Measurement):**



- utilizează una sau mai multe camere montate perpendicular pe planul de inspecție care este iluminat din multiple unghiuri.
 - Imaginea obținută permite efectuarea de măsurători pe direcțiile X și Y, în urma unui proces de calibrare.
 - Metoda se folosește pentru inspecția plăcilor neechipate în scopul detecției întreruperilor și scurtcircuitelor, pentru a verifica poziționarea componentelor și alinierea pastei de lipire pe padurile SMD.
- **Măsurarea tridimensională (3D Measurement):**

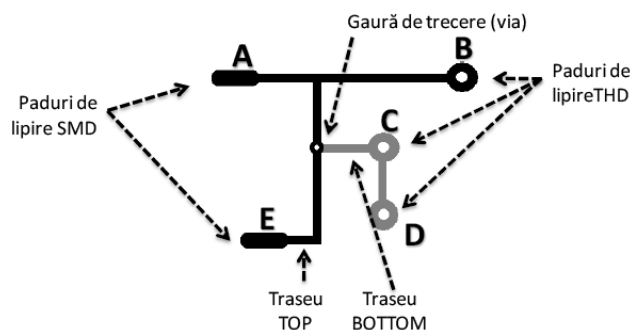


- Utilizează o sursă de lumină structurată, de exemplu o diodă laser, pentru a proiecta un șablon, cel mai frecvent o linie orizontală, pe suprafața suprapusă inspecției. Lumina structurată proiectată pe sistemul testat urmărește secțiunea acestuia într-un plan perpendicular pe planul inspecției.
- Camera este poziționată oblic față de planul inspecției și captează conturul luminii structurate, a cărui analiză permite efectuarea de măsurători tridimensionale.
- Tehnica se folosește în principal pentru a determina volumul pastei de lipire depus pe padurile componentelor SMD.

ST2. Testarea continuității

Cursul 5 paginile 24-26, https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/

- Testele de continuitate au ca scop detecția defectelor de tip întrerupere și se aplică între extremitățile rețelelor conductoare ale circuitului imprimat.
- O **rețea conductoare** (*net*) reprezintă o structură metalică continuă formată din trasee și găuri de trecere (*via*), care asigură o cale de circulație a curentului între mai multe paduri de lipire a componentelor sau paduri de test.



- Testarea continuității unei rețele se realizează prin măsurarea rezistenței dintre un punct de extremitate al acesteia și toate celelalte și compararea acesteia cu un prag.
- Standardul IPC-ET-652 solicită utilizarea unui prag de continuitate de 50Ω pentru echipamentele electronice de uz general și 20Ω pentru echipamentele de mare fiabilitate, cele de uz medical sau aeronautic.

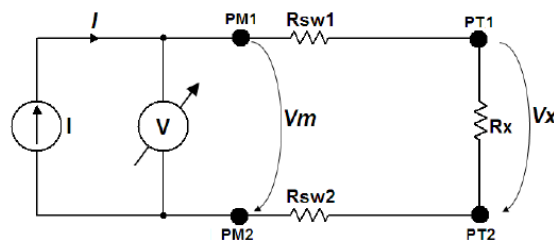
Tehnici pentru măsurarea rezistențelor dintre punctele de test situate la extremitățile unei rețele conductoare:

A. Măsurarea în două puncte

Este tehnica uzuală de măsurare a rezistenței utilizând o sursă de curent și un voltmetru.

Sursa de curent injectează curentul I între punctele de test PT1 și PT2 iar un voltmetru măsoară căderea de tensiune pe rezistența R_x dintre acestea. Prin compararea acestei tensiuni cu un prag se ia decizia de conformitate sau neconformitate.

Datorită rezistențelor comutatoarelor situate între punctele de măsură și punctele de test, notate în figura de mai sus cu R_{sw1} și R_{sw2} , tensiunea măsurată va fi:



$$V_m = I \cdot (R_x + R_{sw1} + R_{sw2}) = V_x + V_{err}$$

adică tensiunea măsurată V_m conține atât tensiunea de interes V_x cât și o tensiune de eroare V_{err} .

Rezistența măsurată R_m se obține prin raportarea V_m la I :

$$R_m = R_x + R_{sw1} + R_{sw2}$$

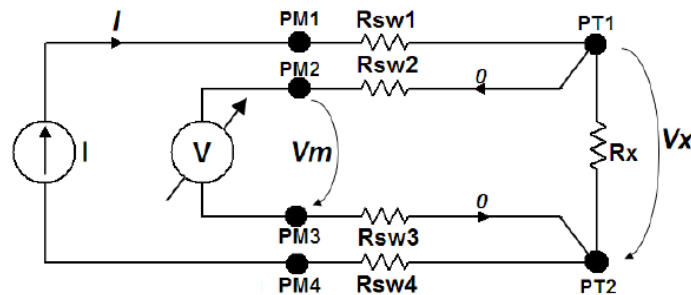
, ceea ce conduce la o eroare relativă de măsurare a rezistenței:

$$\varepsilon_{R_x} = \frac{R_m - R_x}{R_x} = \frac{R_{sw1} + R_{sw2}}{R_x}$$

Având în vedere că la testarea continuității rezistența R_x are valori de ordinul ohmilor chiar dacă se utilizează comutatoare cu rezistența în conducție mică eroarea de măsurare tot poate depăși cu ușurință pragul de 100%.

B. Măsurarea în patru puncte: utilizează o punte Kelvin formată din rezistențele în conducție ale comutatoarelor pentru a măsura rezistența de valoare mică dintre cele două puncte de test.

- Sursa de curent este conectată la punctele de test prin două puncte de măsură iar voltmetru prin alte două puncte de măsură.
- Se poate neglija curentul prin voltmetru pentru că impedanță de intrare a acestuia mult mai mare decât valorile de ordinul ohmilor pe care dorim să le măsurăm.
- Tensiunea măsurată este: $V_m = I \cdot R_x$
- Eroarea de măsură devine nulă indiferent de rezistențele comutatoarelor.
- Configurația de măsură elimină necesitatea calibrării și a compensării software însă utilizează de două ori mai multe puncte de măsură decât varianta prezentată anterior.



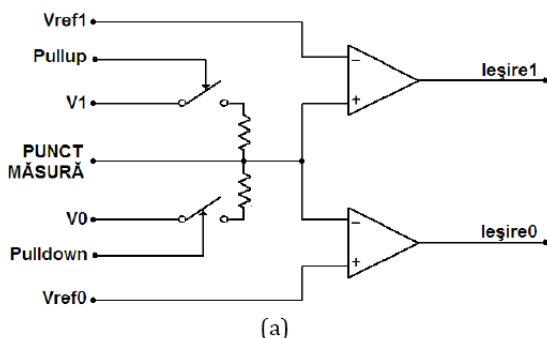
ST3. Resurse de testare digitală – Sensorul și Driverul: Scheme, funcționare

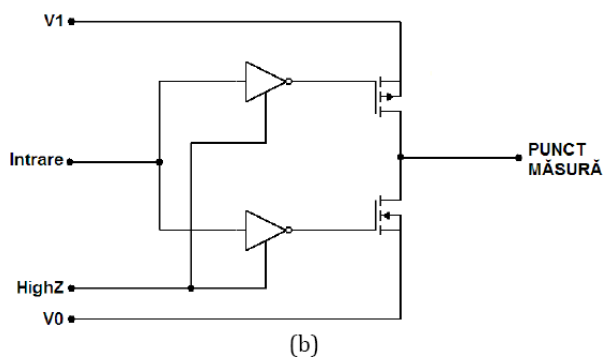
Cursul 6 paginile 16-17

https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/

Pentru testarea digitală se utilizează două tipuri de circuite: driver și senzor.

- **Driverul** (DD = *Digital Driver*) este un circuit care generează un stimul de test digital.
- **Senzorul** (DS = *Digital Sensor*) este un circuit care măsoară un semnal digital.
- Prin combinarea celor două se obține un circuit de test bidirecțional denumit **driver/senzor** (DDS = *Digital Driver /Sensor*).
- **Senzorul (a)** este un comparator dublu căruii îi sunt furnizate două praguri de referință independente, V_{ref1} și V_{ref0} , și care furnizează două ieșiri independente, una care semnalează starea logică „1” ($I_{esire1} = 1$) și una care semnalează starea logică „0” ($I_{esire0} = 1$).
- Configurația permite nu doar detecția nivelurilor logice ci și detecția stării interzise, în care tensiunea de la intrare se află între cele două praguri de referință ($I_{esire1} = 0$, $I_{esire0} = 0$).





- La punctul de măsură se pot conecta rezistențe de către tensiunea de alimentare corespunzătoare nivelului „1”, notată V1, sau tensiunea corespunzătoare nivelului „0”, notată V0.

- De obicei aceste două tensiuni sunt chiar tensiunile de alimentare ale circuitului supus testării, dar există și posibilitatea controlului prin software al acestora.

Driverul (b) dispune, pe lângă intrarea de date, de două intrări analogice V1 și V0 la care se stabilesc nivelurile de tensiune corespunzătoare nivelurilor logice „1”, respectiv „0”, precum și de o intrare de validare a comenzii tranzistoarelor finale, notată HighZ, prin intermediul căreia se poate aduce ieșirea în starea de înaltă impedanță.

Suplimentar, driverul poate avea circuite de monitorizare a curentului de ieșire și de protecție la scurtcircuit.

Driverul trebuie să aibă impedanță de ieșire redusă și să fie capabil să genereze un curent ridicat, uneori până la 500 mA, datorită fenomenului de **comandă inversă** (*backdriving*) inerent testării în circuit.

Pentru protecția circuitului supus testării împotriva efectelor distructive ale comenzii inverse, driverele performante sunt prevăzute cu circuite de control al timpului de creștere.

ST4. Testarea statică a CNA. Probleme. Masurarea indirectă

Cursul 12 paginile 7-9, https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/

Testarea convertoarelor numeric-analogice pentru evaluarea caracteristicilor statice poate părea de domeniul evidenței: *se măsoară valorile de ieșire pentru fiecare cod aplicat la intrare și se compară cu valoarea ideală*. Există totuși două probleme:

(i) **Precizia digitizorului:** *pentru testarea unui convertor pe n biți digitizorul trebuie să ofere o precizie de cel puțin LSB/10, ceea ce, ținând cont de zgomot și de erorile proprii digitizorului, solicită ca acesta să opereze pe cel puțin n+4 biți. Și atunci cum testăm un convertor pe 32 biți ?*

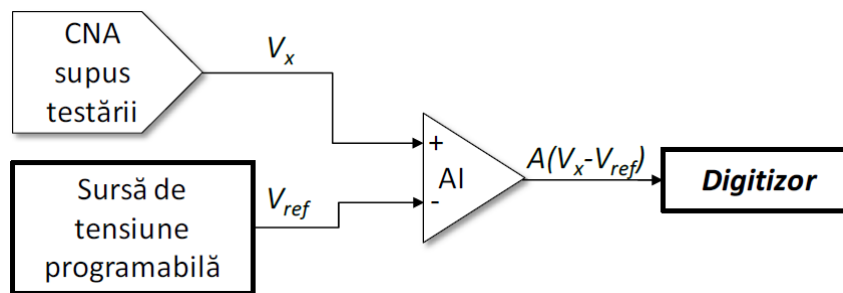
(ii) **Numărul mare de coduri:** *un convertor pe n biți necesită 2ⁿ măsurători, adică 65.536 pentru convertoarele pe 16 biți și 16.777.216 pentru convertoarele pe 24 biți, ceea ce crește considerabil timpul de testare.*

Soluția primei probleme este **măsurarea indirectă**, iar soluția celei de-a doua este **superpoziția erorilor**

Măsurarea indirectă se referă la evaluarea unei tensiuni prin măsurarea diferenței dintre aceasta și o tensiune cunoscută .

Programând sursa de tensiune pentru generarea unei valori **Vref** apropiate de valoarea ce se dorește a fi măsurată (determinată de codul aplicat la intrarea CNA), se măsoară o diferență de tensiuni amplificată de un amplificator de instrumentație (AI). **Pentru măsurarea unor valori absolute ale Vx este necesar ca Vref să aibă precizie ridicată, însă pentru măsurarea unor variații relative, cum e cazul neliniarității diferențiale, nu trebuie decât ca să fie stabilă în timp.**

Ex: măsurarea directă cu un digitizor ce operează pe 16 biți a tensiunii de la ieșirea unui convertor pe 12 biți, ambele având aceeași gamă de variație FSR. *Cuanta digitizorului va fi de 16 ori mai mică decât cuanta CNA, astfel încât, ignorând orice altă sursă de eroare, precizia de măsurare va fi $\pm 0.5 \cdot LSB_{digitizor} = 3,125\% LSB_{CNA}$.*



Să presupunem acum că se realizează măsurarea indirectă a erorilor de neliniaritate diferențială a CNA, iar gama de variație a digitizorului se stabilește la

$$FSR_{\text{digitizor}} = 4 \cdot LSB_{\text{CNA}}$$

Cuanta digitizorului va fi în acest caz de $2^{16}/4 = 16\ 384$ ori mai mică decât a CNA, astfel încât precizia de măsurare, considerând din nou doar eroarea de cuantizare a digitizorului, va fi de $0,003\% LSB_{\text{CNA}}$.

Pentru măsurarea DNL se vor face două măsurători consecutive:

$$V_{x1} - V_{ref} \text{ și } V_{x2} - V_{ref},$$

prin a căror diferențiere se obține rezultatul dorit fără a fi afectat de eroarea de programare a V_{ref} , cu singura condiție ca această tensiune să rămână constantă pe durata celor două măsurători.

ST5. Principiile testării sistemelor

Cursul 13 paginile 9-10, https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/

Principiul 1 - Testarea arată prezența defectelor

Testarea poate demonstra că defectele sunt prezente, dar nu poate dovedi că nu exista defecte. Testarea reduce probabilitatea ca defecte nedescoperite să rămână în software, dar, chiar și în cazul în care nu sunt găsite defecte, aceasta nu este o dovadă a corectitudinii programului.

Principiul 2 – Testarea exhaustivă nu este posibilă

Nu este posibil să se testeze totul (toate combinațiile între intrări și condiții), cu excepția cazurilor banale. În locul testării exhaustive, pentru a concentra eforturile de testare, ar trebui să fie folosite analiza riscurilor și a priorităților. Acest principiu are legătura cu întrebarea: “Cat de multa testare ar trebui sa facem?” Testarea completa – chiar daca clientii si managerii cer acest lucru – nu este ceva ce isi pot permite, deoarece ar mări foarte mult costul testării și efortul depus. In loc sa incercam sa testam tot, trebuie sa avem o strategie care ofera nivelul necesar de testare pentru proiect considerand si riscurile tehnice si de business legate de produs precum timpul si bugetul.

Principiul 3 - Testarea timpurie sau din fazele incipiente

Acest principiu se bazeaza pe conceptul de “cost al defectului”. Costul creste considerabil pe parcursul ciclului de dezvoltare – cu cat gasim defectul mai devreme cu atat mai usor va fi sa il rezolvam rapid si ieftin. Eficacitatea cea mai ridicată o reprezintă găsirea erorilor înaintea implementării. Defectele descoperite în faza de concept sunt corectate cu un efort minim. Pentru a găsi defectele cât mai devreme, activitățile de testare trebuie planificate și startate cât mai timpuriu posibil în ciclul de dezvoltare al produsului și trebuie orientate pe obiective bine definite.

Un alt avantaj important al testării timpurii este faptul ca reduce din timp. Indata ce specificatiile si cerintele sunt pregatite, testerul poate sa inceapa sa dezvolte cazurile de test iar in momentul in care prima versiune a produsului este gata pentru testare, le poate pune in practica.

Principiul 4 - Gruparea defectelor - Testarea clusterelor de defecte

Efortul de testare trebuie focalizat proportional in functie de densitatea defectelor din module. In general o parte mica de module contine majoritatea defectelor descoperite inainte de productie sau este responsabila de cele mai multe probleme ulterioare. Un fenomen observat de catre testeri este

ca defectele au tendința să formeze clustere. În momentul în care a fost găsit un defect, în apropierea lui sau în aria lui se vor mai găsi și alte defecte așa că este indicată verificarea amănunțită a modulului în care a fost găsit acel defect. Acest lucru se întâmplă pentru că o anumită parte din sistem este complexă sau pentru că modificarea software-ului tinde să cauzeze cele mai multe efecte negative. Testerii folosesc această informație la evaluarea de risc pentru planificarea testelor și se vor concentra pe aceste puncte fierbinti. Clusterelor pot fi identificate în primele etape de dezvoltare când are loc testarea statică. Când intervine și testarea dinamică, ne putem concentra pe ariile unde am găsit cele mai multe defecte în etapa de testare statică.

Principiul 5 – Paradoxul Pesticidelor

Acest principiu afirmă faptul că repetarea aceluiași teste este inefficientă. Dacă un test este executat în repetate rânduri în cele din urmă nu va mai identifica defecte. Pentru a contracara “paradoxul pesticidelor” – aplicarea unui pesticid asupra unui daunător/microb (bug) poate conduce în mod surprinzător la dezvoltarea de către acesta a unei rezistențe la acest factor de atac – testele ar trebui revizuite și îmbunătățite periodic prin adăugarea de noi elemente pentru a lărgi aria de testare cu scopul de a identifica noi potențiale defecte. Trebuie să fie concepute noi scenarii pentru a testa diferite părți ale sistemului în scopul de a găsi alte defecte potențiale

Principiul 6 - Testarea este dependentă de context

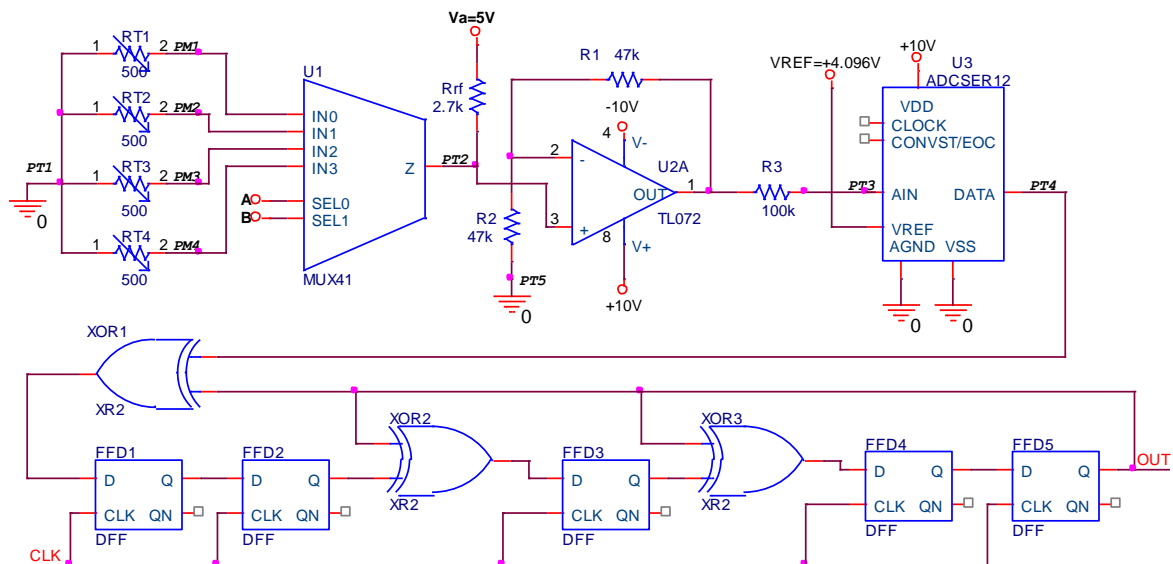
Testarea este realizată în moduri diferite și în diferite contexte. Produse diferite sunt testate în mod diferit. (Exemplu: controler-ul de motor al unei mașini este testat diferit față de o aplicație web.) Acest principiu ține de notiunea de risc. Riscul reprezintă de fapt o problemă potențială care are o probabilitate de a se întâmpla între 0% și 100% și un anumit impact. Diferite sisteme au diferite nivele de risc și impactul problemelor variază. Anumite probleme sunt triviale dar altele pot cauza costuri mari – timp, bani sau reputația afacerii – sau pot duce și la situații mai grave. Nivelul de risc influențează alegerea metodologiilor, tehnicilor și tipurilor de testare.

Principiul 7 – Absența erorilor nu este o garanție a calității produsului.

Găsirea și corectarea defectelor nu ajută foarte mult dacă sistemul construit este inutilizabil și nu îndeplinește nevoile și așteptările utilizatorilor. O testare de calitate găsește cele mai grave erori dar nu garantează găsirea tuturor erorilor și nu dovedește un nivel ridicat al calității produsului. Calitatea nu se poate testa în produs, ea trebuie creată și construită de la început. O parte din activitatea de testare trebuie să se concentreze pe verificare și validare. Verificarea ține de evaluarea sistemului pentru a vedea dacă îndeplinește cerințele. Validarea implică evaluarea sistemului pentru a determina dacă îndeplinește nevoile și așteptările utilizatorilor și dacă și-a îndeplinit scopul.

APLICAȚIA 1

Pentru măsurarea temperaturii în punctele PM1 – PM4 și transmiterea rezultatelor obținute în format numeric se folosește circuitul din figură. Senzorii de temperatură RT1 – RT4 sunt de tipul PT500 având 500Ω la 0°C și o constantă de temperatură de $5\Omega/^{\circ}\text{C}$. Convertorul analog numeric U3 este pe 12 biți, are ieșire serială și tensiunea de referință $V_{\text{REF}}=4,096\text{V}$. Datele se transmit secvențial funcție de senzorul selectat prin intermediul intrărilor de selecție B și A (B=MSB) ale multiplexorului U1. Pentru a asigura corectitudinea transmisiei, în punctul PT4, se conectează un analizor de semnătură având structura prezentată în circuit. Temperaturile în punctele în care sunt plasate senzorii PT1 – PT4 sunt: 35°C (în punctul PM1), 80°C (PM2), 90°C (PM3) și 95°C (PM4).



- a) Ce valoare are tensiunea masurata in punctul de test PT3 cand la intrarile de selectie se aplica combinatia BA = 01, daca terminalele rezistentei R1 sunt in scurtcircuit.
- b) Calculați semnatura obținută la măsurarea temperaturii cand codul de selectie este 01 (in functionare corecta).

Rezolvare:

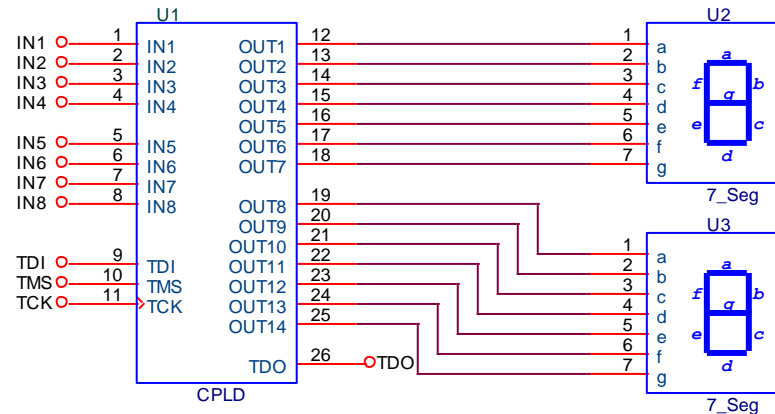
a) Pentru codul de selectie 01 este selectat senzorul RT2. La temperatura de 80°C (in punctul PM2) valoarea rezistentei senzorului va fi $RT2 = 500\Omega + 80^{\circ}\text{C} * 5\Omega/^{\circ}\text{C} = 900\Omega$.
 Valoarea tensiunii in punctul PT2 este data de divizorul alcatuit din RT2 si Rrf:
 $V_{PT2} = V_a * RT2 / (RT2 + R_{rf}) = 5V * 900\Omega / (900\Omega + 2700\Omega) = 1.25V$.
 In functionare normala U2A impreuna cu rezistentele R1 si R2 implementeaza un amplificator neinversor avand amplificarea $A = 1 + R1 / R2 = 1 + 47\text{k}\Omega / 47\text{k}\Omega = 2$.
 Prin urmare in functionare corecta tensiunea in punctul PT3 va fi $V_{PT3} = V_{PT2} * A = 2.5\text{V}$.
 Daca terminalele rezistentei R1 sunt in scurtcircuit atunci $R1 = 0\Omega$, iar amplificarea va fi $A_f = 1$.
 Ca urmare in prezenta erorii tensiunea in punctul PT3 va fi $V_{PT3} = V_{PT2} * A_f = 1.25\text{V}$.

b) Tensiunea la intrarea CAN-ului este $V_{PT3} = 2.5\text{V}$.
 Quanta convertorului este $q = V_{REF} / 2^N$. Pentru un convertor cu $N = 12$ biti rezulta $q = 1\text{mV}$.
 Numarul obtinut la iesirea convertorului va fi $D = V_{PT3} / q = 2500$.
 Secventa binara corespunzatoare este $D = 100111000100$.
 Bistabilele de tip D notate FFD1, FFD2, FFD3, FFD4 si FFD 5 impreuna cu portile SAU Exclusiv XOR1, XOR2 si XOR3 implementeaza un analizor de semnatura cu reactie interna pe 5 biti.
 Polinomul caracteristic asociat este: $P(x) = x^5 + x^3 + x^2 + 1$.
 Polinomul caracteristic reciproc este: $P^*(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^5$.
 Polinomul asociat secventei de date de la iesirea convertorului este:
 $D(x) = x^{11} + x^8 + x^7 + x^6 + x^2$.
 Semnatura generata este restul $R(x)$ impartirii polinomului $D(x)$ la polinomul $P^*(x)$.
 Se obtine $R(x) = x^3 + x^2 + x$. Semnatura va fi 01110 (lungime 5 biti).

APLICAȚIA 2:

Se considera schema din figură in care circuitul U1 este un circuit programabil prevazut cu celule de scanare pe frontiera, care implementeaza doua decodificatoare BCD – 7 segmente pentru afisarea informatiei de la intrarile IN1-IN8 pe digitii U2 si U3. (IN1-4 pentru digitul D1 afisat pe U2 ; IN5-8

pentru digitul D2 afisat pe U3). Digitii U2 si U3 acceptă niveluri logice la intrare (au rezistoarele de limitare incluse) iar LED-urile sunt conectate cu catodul comun.



- Precizati care este secventa de date care trebuie adusa la intrarea TDI pentru a verifica blocul logic implementat in U1 pentru D1=6 si D2 =2. Ce secventa de date se va obtine la iesirea TDO in acest caz? (se considera functionarea corecta)
- Care este secventa de date care trebuie inscrisa in celulele de scanare din U1 pentru a testa toate conexiunile dintre U1 si U2 respectiv U3 intr-un singur pas? Indicati o eroare care ar fi mascata in aceasta situatie si secventa de date care trebuie folosita pentru a detecta eroarea.
- Ce se afisaza pe U2 daca avem o eroare de tipul NFBF₀(OUT3, OUT4). Se vor considera situatiile cand se doreste afisarea cifrelor 0, 1, 2 si 3. Pentru care cifre se detecteaza eroarea?

Rezolvare:

a) Registrul de scanare contine 22 de biti (intrarile si iesirile circuitului U1) – in secventa: OUT14 (MSB), OUT13, ... OUT1, IN1, ... IN8 (LSB).
 Pentru a testa blocul logic implementat in U1 pentru D1=6 si D2 =9 trebuie sa setam intrarile dupa cum urmeaza: IN1 = 0, IN2 = 1, IN3 = 1, IN4 = 0, respectiv IN5 = 1, IN6 = 0, IN7 = 0, IN8 = 1.
 Registrul de scanare pentru instructiunea PRELOAD va avea urmatorul continut:
 X X X X X X X X X X X X X X 0 1 1 0 1 0 0 1. (Valoarea bitilor corespunzatori iesirilor OUT1 – OUT14 nu conteaza in aceasta etapa)

Daca circuitul functioneaza corece dupa executia instructiunii INTEST la iesirile OUT1 – OUT7 si respectiv OUT8 – OUT14 va trebui sa avem codul corespunzator afisarii in format 7 segmante a cifrelor D1=6 si D2 =2.

OUT1 = 1, OUT2 = 0, OUT3 = 1, OUT4 = 1, OUT5 = 1, OUT6 = 1, OUT7 = 1.
 OUT8 = 1, OUT9 = 1, OUT10 = 0, OUT11 = 1, OUT12 = 1, OUT13 = 0, OUT14 = 1.

Registrul de scanare dupa instructiunea INTEST va avea urmatorul continut:
 1 0 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 X X X X X X X X. (Valorile bitilor IN1 – IN8 nu sunt relevante).

b) Pentru a testa toate conexiunile dintre U1 si U2 respectiv U3 intr-un singur pas trebuie sa aducem toate cele 14 iesiri in starea 1 printr-o instructie PRELOAD urmate de instructiunea EXTEST.
 Registrul de scanare pentru instructiunea PRELOAD va avea urmatorul continut:
 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 X X X X X X X X. (Valorile bitilor IN1 – IN8 nu sunt relevante pentru ca urmeaza o instructiune EXTEST).

Orice eroare de tipul OUT_x – sa – 1 este mascată. Secvența de date care detectează eroarea trebuie să aibe OUT_x = 0.

c)
 Eroarea NFBF₀(OUT3, OUT4) modeleaza un scurt intre traseele corespunzatoare semnalelor OUT3 si OUT4. Cand semnalele au valori diferite se impune valoarea 0 (punte SI).

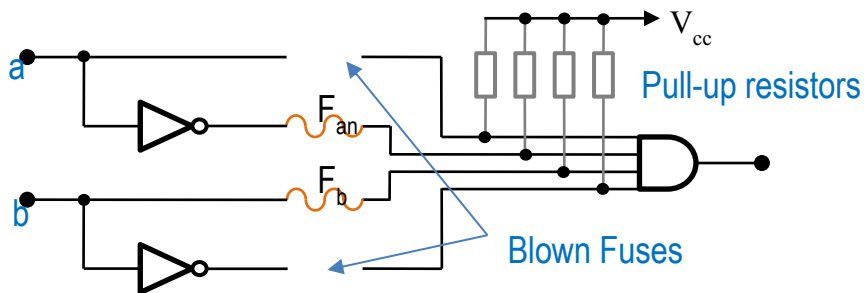
N	Valori pentru iesirile de la U1							Starea segmentelor digitului D1						
	OUT1	OUT2	OUT3	OUT4	OUT5	OUT6	OUT7	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
2	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1
3	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1

Eroarea se detecteaza pentru $N = 1$ si $N = 2$.

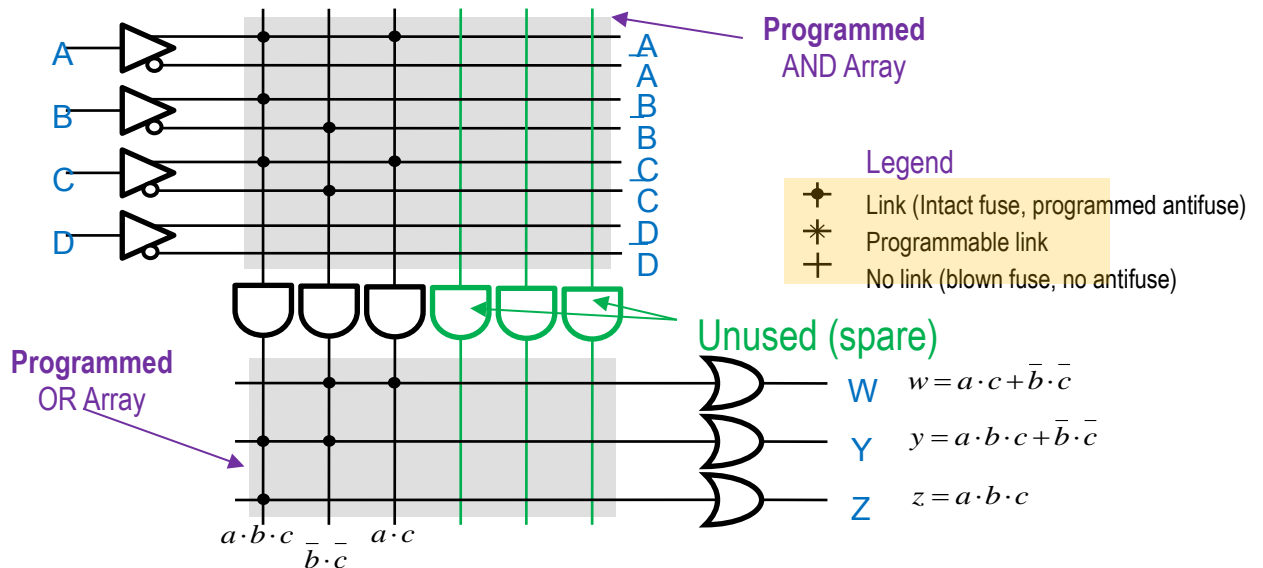
SISTEME CU LOGICĂ PROGRAMABILĂ

1. Implementarea unei funcții cu o structură programabilă (arhitectura ȘI-SAU)

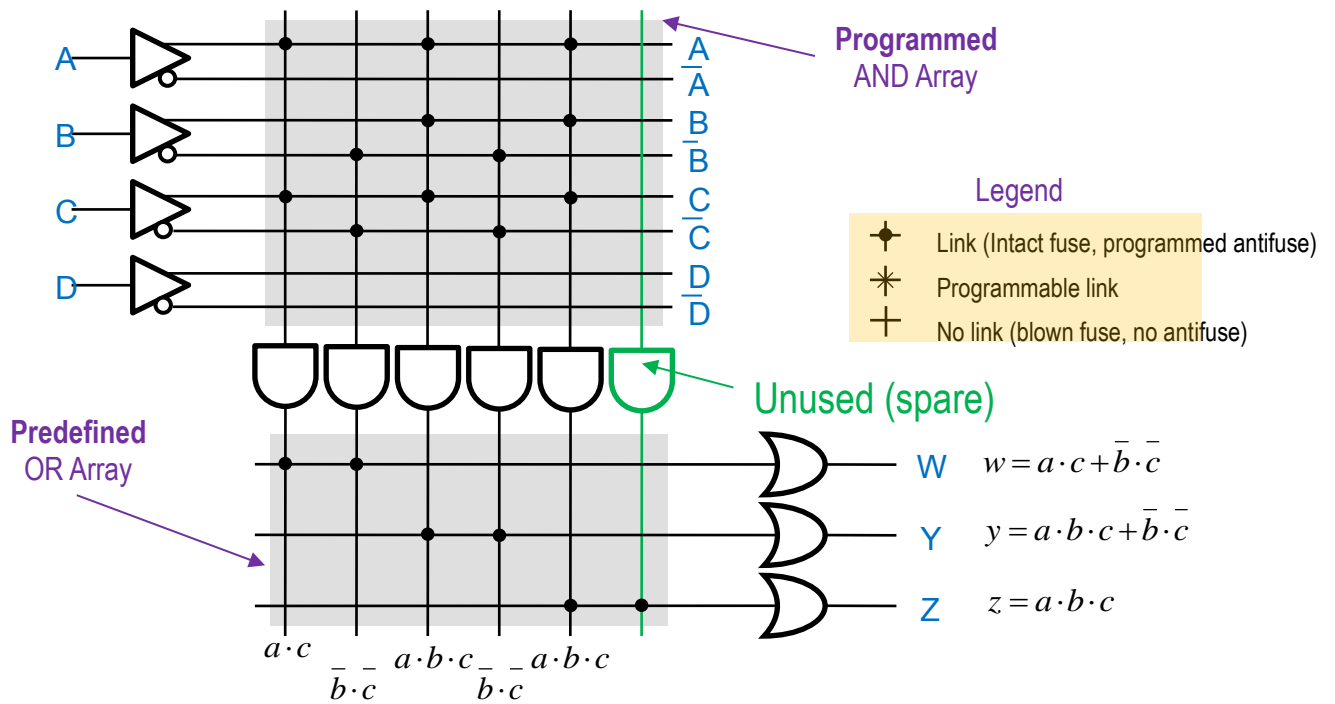
O structură logică programabilă are la bază o arhitectură de tip ȘI-SAU, ca în figură:



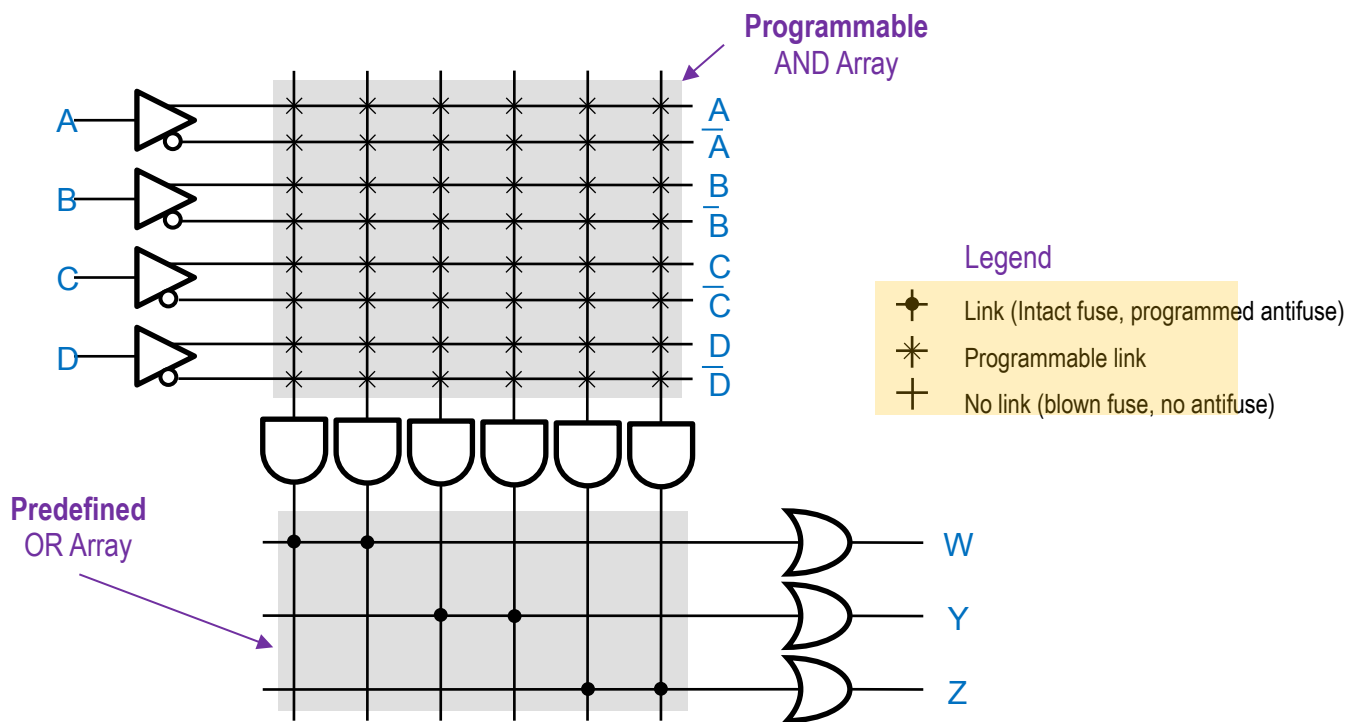
În cazul PLA, același termen se poate utiliza pentru mai multe funcții, făcând implementarea mai eficientă.



În cazul PAL, unde rețeaua de porți PAL este fixă, implementarea necesită o arie de siliciu mai mare



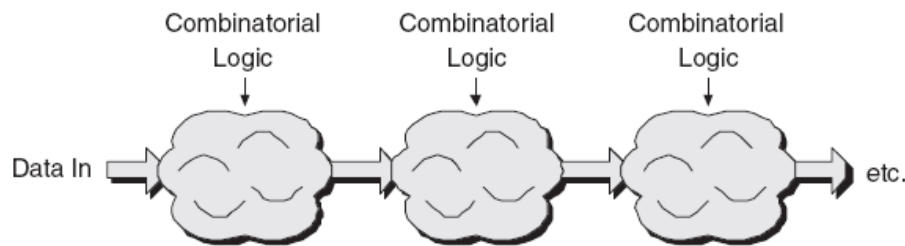
2. Arhitectura PAL și GAL: schemă, funcționare, avantaje și dezavantaje



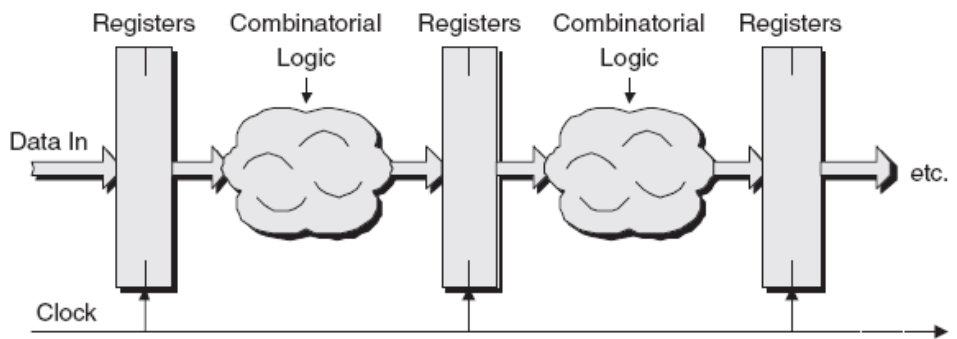
Structurile PAL și GAL au o arhitectură comună, formată dintr-o rețea de porți ȘI programabile și o rețea de porți SAU fixe. Avantajul principal este simplitatea arhitecturii, dezavantajul este ineficiența ei (un termen comun în două funcții se generează de două ori). Circuitele PAL se bazează pe tehnologia bipolară (nu se mai folosesc), iar cele GAL pe tehnologia CMOS (se mai folosesc uneori).

3. Explicarea arhitecturii pipeline

Un sistem numeric complet se compune dintr-o parte combinațională și una secvențială. În figura de mai jos este prezentată simplificat o secvență de operații (prelucrări) combinaționale.



Prin tehnica pipeline, pe traseul informațional sunt inserate bistabile acționate de un semnal de tact comun. Prin aceasta se asigură predictibilitatea prelucrării informaționale, dar mai ales este posibilă paralelizarea operațiilor prin multiplicarea lanțului de mai jos în mai multe asemenea module în paralel, toate comandate de un semnal de tact comun. De exemplu la execuția unei instrucțiuni în 4 faze, procesorul este la un moment dat angrenat în rularea a 4 instrucțiuni simultan, dar în faze diferite (*fetch, decode, execute, output*)



4. Elemente structurale ale unui cod VHDL (enumerare, descriere sumară)

Un program VHDL este format din următoarele secțiuni:

1. Declararea de biblioteci (**LIBRARY declarations**): cuprinde lista tuturor bibliotecilor utilizate în proiect, de exemplu: **ieee**, **std** (implicită), **work** (implicită), etc.
2. **ENTITY**: specifică porturile circuitului, materializate prin pini de intrare, ieșire, intrare-ieșire sau de tip buffer.
3. **ARCHITECTURE**: descrie modul în care circuitul se comportă. Pot exista mai multe arhitecturi (funcționale) pentru aceeași entitate.

5. Moduri de descriere în VHDL (structural, flux de date, comportamental) – scurtă descriere, avantaje, dezavantaje, aria de utilizare

Un sistem numeric se poate descrie în oricare din următoarele variante:

- **structural**: sistemul este compus din mai multe blocuri, descrise separat și conectate asemănător unei liste de legături dintr-o schemă electrică prin instrucțiuni specifice VHDL (component, port map). Este o variantă laborioasă, dar foarte utilă pentru proiectele ierarhice.
- **dataflow**: se scriu direct ecuațiile boolene care descriu funcționarea circuitului.
- **behavioral**: se descrie (de obicei prin algoritmi) funcționarea circuitului. Este cea mai puternică variantă, deoarece nu face referire la tehnologie sau furnizor. În plus dimensiunea unui circuit anume nu influențează codul (un numărator pe 10 biți are aceeași descriere ca unul pe 32 de biți).

Aplicații

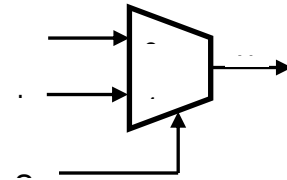
6. Multiplexor în VHDL, exemplu de cod

- Prima soluție (MUX 2:1, canalul de 1 bit)

```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

entity mux2to1 is
  port ( sel: in std_logic;
        a, b: in std_logic;
        y: out std_logic);
end mux2to1;

architecture bhv of mux2to1 is
begin
  y <= a when sel = '0' else b;
end bhv;
```

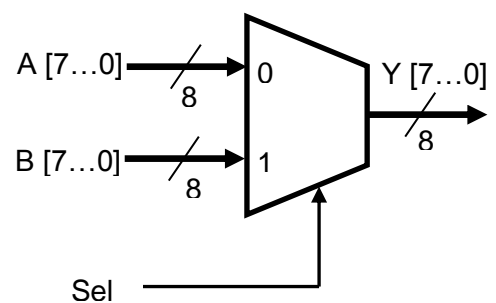


- A doua soluție (MUX 2:1, canalul de 8 biți)

```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

entity mux2to1_8bit is
  port (sel: in std_logic;
        A,B: in std_logic_vector (7 downto 0);
        Y: out std_logic_vector (7 downto 0));
end mux2to1;
```

```
architecture bhv of mux2to1_8bit is
begin
  Y <= A when sel = '0' else B;
end bhv;
```



Trebuie remarcată similitudinea celor 2 exemple de mai sus (diferă doar prin modul de declarare al semnalelor A și B).

- A treia soluție (MUX 4:1, canalul de 1 bit)

```
library ieee;
```

```

use ieee.std_logic_1164.all;

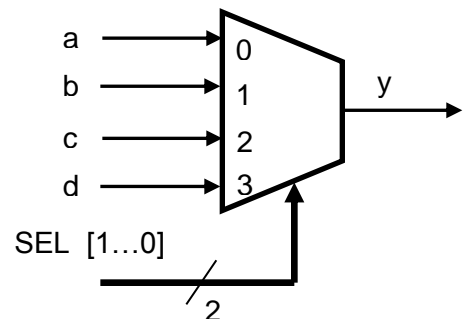
entity mux4to1 is
  port ( a, b, c, d: in std_logic;
        SEL: in std_logic_vector (1 downto 0);
        y: out std_logic);
end mux4to1;

```

```

architecture mux1 of mux4to1 is
begin
  y <= (a and not SEL(1) and not SEL(0)) or
       (b and not SEL(1) and SEL(0)) or
       (c and SEL(1) and not SEL(0)) or
       (d and SEL(1) and SEL(0));
end mux1;

```



Notă: În curs sunt prezentate zece variante distincte de definire pentru acest MUX 4:1. Oricare dintre ele este potrivită pentru o rezolvare corectă.

7. Numărător modulo- m în VHDL, exemplu de cod

Un numărător modulo- m parcurge ciclic un număr de stări egal cu modulul său (de obicei de la 0 la $m - 1$) după care reia acest ciclu. În VHDL este utilă crearea unui numărător *parametric* caracterizat de două constanbte generice:

- M , specifică modulul m și
- N , care specifică numărul de biți (și implicit de bistabile) pentru numărător

$$M = \lceil \log_2 M + 0.5 \rceil$$

Un secvență de cod mai avansat ar trebui să elimine redundanța dintre M și N , M fiind *unicul* parametru utilizat. Logica pentru starea următoare este realizată printr-o atribuire condițională. Atunci când numărătorul atinge valoarea $M - 1$, va fi reinițializat. În caz contrar este incrementat (cu o unitate).

```

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.numeric_std.all;

entity mod_m_counter is
  generic ( N: integer := 4;      -- number of bits
           M: integer := 10);    -- mod-M

  port ( clk, reset : in std_logic;
        max_tick : out std_logic;
        Q: out std_logic_vector (N-1 downto 0));
end mod_m_counter;

architecture arch of mod_m_counter is

```

```

    signal r_reg: unsigned (N-1 downto 0);
    signal r_next: unsigned (N-1 downto 0);
begin
    process (clk, reset)
    begin
        if (reset='1') then
            r_reg <= (others => '0');
        elsif (clk'event and clk = '1') then
            r_reg <= r_next;
        end if;
    end process;
    r_next <= (others => '0') when r_reg = (M-1) else
        r_reg + 1;
    Q <= std_logic_vector (r_reg);
    max_tick <= '1' when r_reg = (M-1) else '0';
end arch;

```

-- register

-- next-state logic

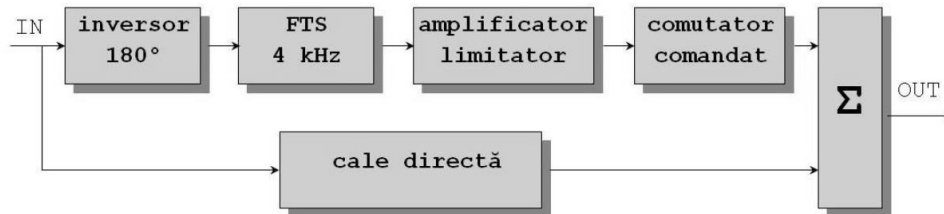
-- output logic

RADIOCOMUNICAȚII

T1. Definiți și comparați cele două principii de reducere a zgomotului: DNL și Dolby.

Zgomot = semnal de nivel scăzut și cu frecvență medie spre înaltă -> un astfel de semnal poate fi identificat și rejectat (poarta de zgomot)

Exemplu: limitatorul dinamic de zgomot de la Philips DNL (Dynamic Noise Limiter)



IN: semnal cu zgomot

OUT: semnal cu un RSZ îmbunătățit cu 8 dB

Avantaj: compatibil cu orice sistem de înregistrare pe orice sistem de redare

Analiza funcționării

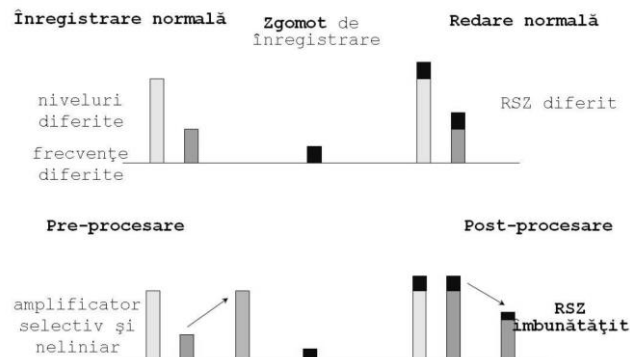
1. pauza între melodii
2. muzica înregistrată cu nivel mare
3. muzica înregistrată cu nivel mic

Dezavantaj: nu poate face diferența între zgomot și semnalul real

Sisteme de înregistrare – redare cu reducerea zgomotului la redare:

Sistemele realizează: prelucrarea semnalului înainte de înregistrare

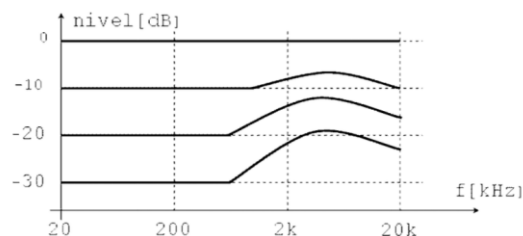
prelucrarea inversă după redare



Avantaj: semnalul real nu este alterat și este obținut cu un RSZ ridicat

Dezavantaj: funcționează doar pe același sistem (înregistrare și redare)

Sistemul Dolby

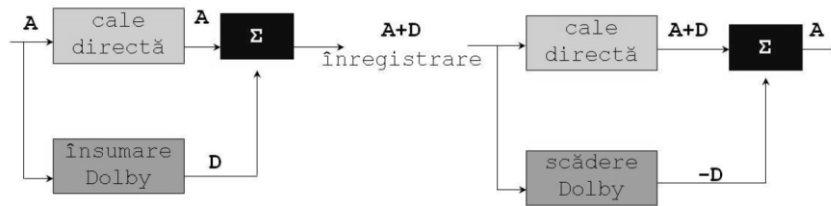


Zgomot:

- frecvență mare (1 ÷ 15 kHz)
- nivel scăzut (-20 ÷ -40 dB)

Circuite Dolby:

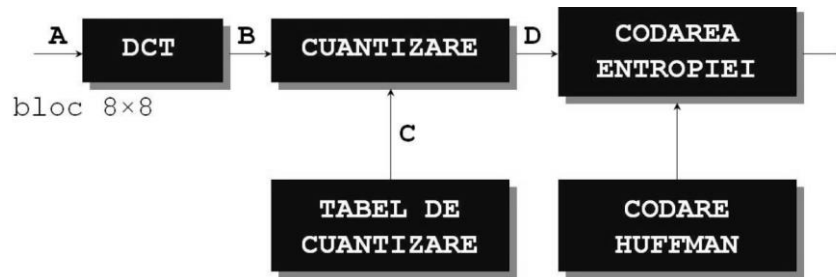
- în timpul înregistrării amplifică neliniar și selectiv
- realizează prelucrarea inversă la redarea semnalului
- mărește RSZ cu 9 dB



T2. Definiți și comparați tehnicile de cuantizare uniformă și neuniformă.

<p>Cuantizare uniformă:</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ niveluri de decizie – uniforme (intrare analogică) ■ niveluri de cuantizare – uniforme (ieșire digitală) ■ trepte de cuantizare (q) - constante <ul style="list-style-type: none"> □ pentru semnal de nivel mic □ pentru semnal de nivel mare ■ zgomot de cuantizare (eroare): $-q/2 \div q/2$ <p>Rezultat:</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ semnal mic cu eroare constantă → RSZ scăzut ■ semnal mare cu eroare constantă → RSZ ridicat <p>Concluzie: calitate (RSZ de ansamblu) → scăzută</p>	<p>Cuantizare neuniformă:</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ niveluri de decizie (intrare analogică) – neuniforme ■ niveluri de cuantizare (ieșire digitală) – neuniforme ■ trepte de cuantizare diferite <ul style="list-style-type: none"> □ mici pentru semnal de mic □ mari pentru semnal de mare ■ zgomot de cuantizare (eroare): variabil <p>Rezultat:</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ semnal mic cu eroare mică → RSZ mare ■ semnal mare cu eroare mare → RSZ mare <p>Concluzie: calitate (RSZ de ansamblu) → ridicată</p>

T3. Prezențați principiul compresiei JPEG (schema bloc și detalierea fiecărui bloc).



DCT: transforma blocul cu reprezentare în timp, A (multe puncte de date) în blocul cu reprezentare în frecvență, B (puține puncte de date – puține componente de frecvență)

CUANTIZAREA: reduce neuniform precizia coeficienților (D), conform cu tabelul de cuantizare C (în algoritmul JPEG sunt implementate 4 tabele):

- frecvență joasă cu precizie mare (pași mici, valori nenule)
- frecvență ridicată cu precizie mică (pași mari, majoritar valori nule)

CODAREA DE ENTROPIE

- este folosită pentru obținerea compresiei de date
- este utilizată o explorare în zig-zag pentru obținerea unor secvențe lungi de zerouri
 - codarea RLE (Run-Length Encoding) oferă o compresie excelentă
 - codarea Huffman este utilizată pentru a obține un factor de compresie mai mare

DCT (asemănător transformatei Fourier) convertește datele din domeniul timp

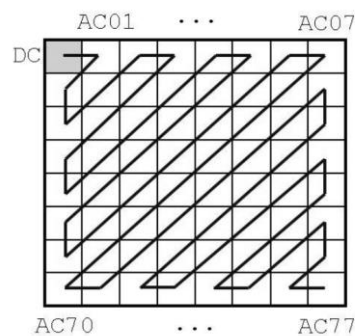
- un bloc de 8×8 (pixeli): linii 0 ÷ 7 și coloane 0 ÷ 7

în domeniul frecvență

- O matrice de 8×8 coeficienți
- locația 00: coeficient DC → componenta continuă a blocului 8×8
- locațiile 01 ÷ 77 → coeficienți AC frecvență joasă în colțul din stânga sus, frecvență ridicată în rest.

Explorarea în zig-zag

- începe cu coeficienții de frecvență joasă (nenuli)
- apoi cu coeficienții de frecvență ridicată (nuli)
- rezultă un șir lung de zerouri, după câteva valori semnificative, ușor de codat entropia (RLE, Huffman)



T4. Definiți tipurile de imagini din cadrul compresiei MPEG și explicați principiul compresiei.

- Înlăturarea redundanței spațiale
- Înlăturarea redundanței temporale
 - DCT
 - Compensarea miscării
 - Predicție bidirecțională (interpolare)

MPEG utilizează trei tipuri de imagini:

Imagine I:

- codare JPEG
- independent de succesiunea imaginilor în mișcare
- codare robustă
- independentă de erorile precedente
- factor de compresie scăzut

Imagine P:

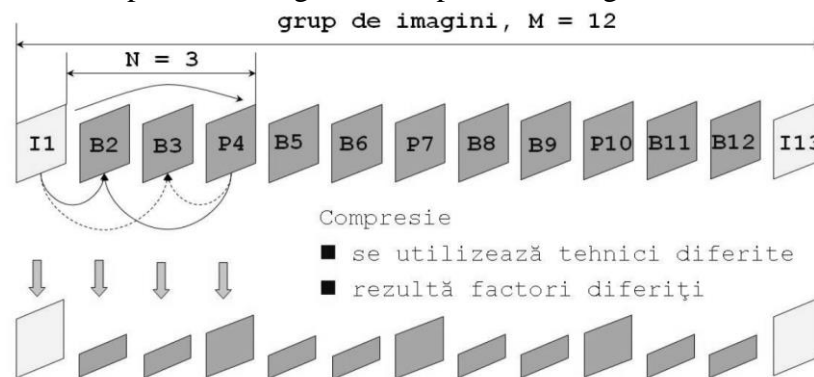
- este estimată o predicție a imaginii (compensarea mișcării)
- este codată diferența dintre imaginea actuală și cea obținută prin predicție
- succesiunea de predicții poate propaga eventuale erori
- factor de compresie mai mare

Imagine B:

- este calculată o imagine interpolată bidirecțional folosind imaginile I și P
- estimarea este foarte bună
- poate propaga erori
- cel mai bun factor de compresie

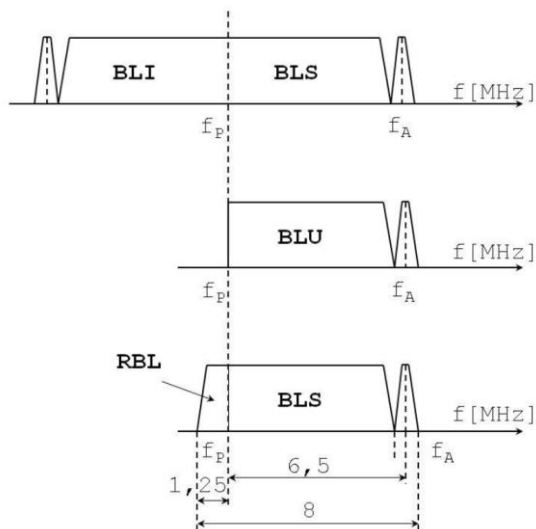
Raport de compresie: determinat de M și N;

uzual, $M = 12$ și $N = 3$; M - perioada imaginii I, N - perioada imaginii P



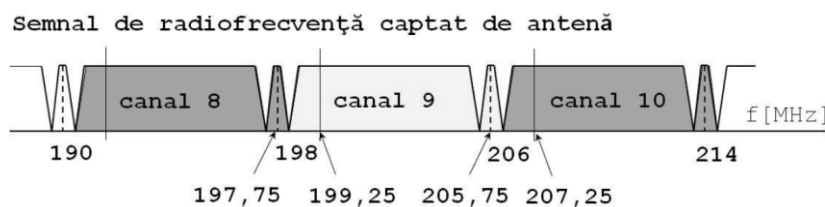
Rearanjarea succesiunii de imagini pentru transmisie: 1(I), 4(P), 2(B), 3(B), 7(P), 5(B), 6(B), 10(P), 8(B), 9(B), 13(I), 11(B), 12(B)

T5. Prezentăți structura și parametrii unui canal TV.

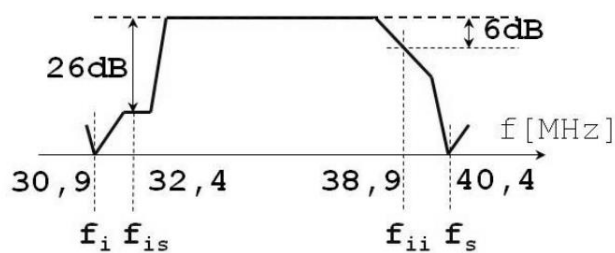


Modulație de amplitudine, MA -> eficiența scăzută
 MA cu banda laterală unică, MA-BLU -> imposibil de filtrat
 MA cu rest de bandă laterală, MA-RBL -> soluție standard

Prelucrarea la frecvența intermediară:



Un singur filtru pentru:
 extragere canal
 rejectarea canalului adiacent
 rejectarea RBL



P1. Calculați debitul pentru standardul de muzică stereo (hi-fi), cât și pentru standardul de voce (telefonie). Se consideră o melodie hi-fi cu durata de 4 minute și 30 de secunde. Care este capacitatea de memorie (în biți [b] și în octeți [B]) necesară stocării acestei melodii? Aceiași

melodie este comprimată în format MP3 cu un debit de 128kbps, calculați rata de compresie.

Standard muzica stereo (hi-fi), banda audio de 20kHz:

- 2 canale
 - frecvența de esantionare: 44,1kHz
 - $n=16$ biti per esantion
- ⇒ debit: $D = 2 * 44,1\text{kHz} * 16 = 1411200 \text{ bps}$

Standard voce (telefonie), banda audio de 3,4kHz:

- 1 canal
 - frecvența de esantionare: 8kHz
 - $n=8$ biti per esantion
- ⇒ debit: $D = 1 * 8\text{kHz} * 8 = 64 \text{ kbps} = 64000 \text{ bps}$

$$C = D * t$$

C = capacitatea de memorie; t = durata; D = debit

Hi-fi:

$$t = 4 * 60 + 30 = 270 \text{ s}$$

$$D = 1411200 \text{ bps} \Rightarrow C = 270 * 1411200 = 381,024 \text{ Mb} = 381,024/8 \text{ MB} = 47,628 \text{ MB}$$

Compresie MP3, D=128 kbps:

$$C = D * t = 128000 * 270 = 34,56 \text{ Mb} = 34,56/8 \text{ MB} = 4,32 \text{ MB}$$

$$\text{Rata de compresie} = C(\text{hi-fi})/C(\text{MP3}) = 47,628/4,32 = 11,025;$$

P2. Calculați debitul semnalului numeric de televiziune pentru formatul de baza (4:2:2) cât și pentru formatul 4:2:0. Calculați numărul de eşantioane ce se transmit pentru o linie în formatul 4:2:0.

Debit semnal numeric:

$$D = n * f_E; \quad n = \text{biti per esantion}; \quad f_E = \text{frecvența de esantionare}$$

Standard televiziune digitala:

$$n = 8$$

$$f_E = 13,5 \text{ MHz}$$

Debit semnal numeric de televiziune:

$$D = D(Y) + D(R-Y) + D(B-Y) = n(Y) \cdot f_E(Y) + n(R-Y) \cdot f_E(R-Y) + n(B-Y) \cdot f_E(B-Y)$$

$$n(Y) = n(R-Y) = n(B-Y) = 8; \leftarrow \text{acelasi numar de biti per esantion si in cazul luminantei cat si in cazul crominantei}$$

Luminanta se esantioneaza cu frecventa standard (luminanta este prelucrata pentru fiecare pixel) $\Rightarrow f_E(Y) = f_E = 13,5 \text{ MHz}$

Format 4:2:2:

Crominanta se esantioneaza cu jumate din frecventa standard (crominanta este prelucrata din 2 in 2 pixeli) $\Rightarrow f_E(R-Y) = f_E(B-Y) = f_E/2 = 13,5/2 \text{ MHz} = 6,75 \text{ MHz}$

$$\Rightarrow D(4:2:2) = 8 \cdot 13,5 + 8 \cdot 6,75 + 8 \cdot 6,75 \text{ [Mbps]} = 108 + 54 + 54 \text{ [Mbps]} = 216 \text{ Mbps}$$

Format 4:2:0:

- Alternativ pe linii: format 4:2:2 si format 4:0:0
 - Pentru linie format 4:2:2 calculul este ca si la cazul de mai sus
 - Pentru linie format 4:0:0: $D(4:0:0) = D(Y) = 108 \text{ Mbps}$
- $$\Rightarrow D(4:2:0) = (D(4:2:2) + D(4:0:0))/2 = (216 + 108)/2 = 162 \text{ Mbps (debit mediu)}$$

Numar esantioane transmise, format 4:2:0:

Linia in format 4:2:2:

$$N(4:2:2) = N(4:2:2, Y) + N(4:2:2, R-Y) + N(4:2:2, B-Y)$$

$$N(4:2:2, Y) = \text{durata linie} \cdot f_E(Y) = 64 \mu\text{s (standard)} \cdot 13,5 \text{ MHz} = 64 \cdot 13,5 = 864 \text{ esantioane}$$

$$N(4:2:2, R-Y) = N(4:2:2, B-Y) = \text{durata linie} \cdot f_E(R-Y/B-Y) = 64 \cdot 6,75 = 432 \text{ esantioane}$$

$$\Rightarrow N(4:2:2) = 864 + 432 + 432 = 1728 \text{ esantioane}$$

Linia in format 4:0:0:

$$N(4:2:2) = N(4:2:2, Y) = 864 \text{ esantioane}$$

$$N(4:2:0, \text{mediu}) = (1728 + 864)/2 = 1296 \text{ esantioane}$$