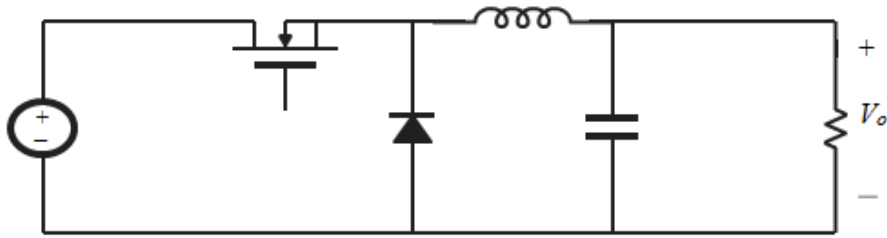


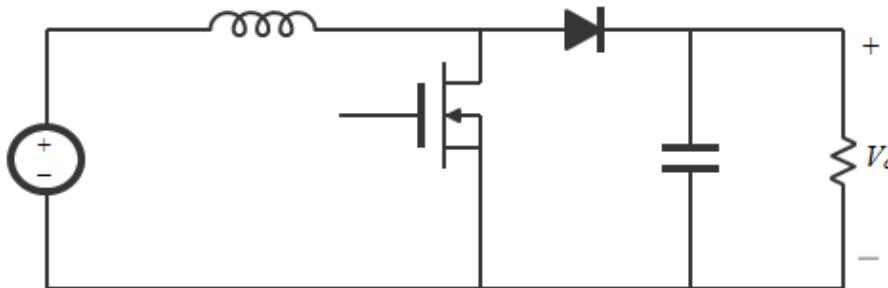
ELECTRONICĂ DE PUTERE

1. 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.

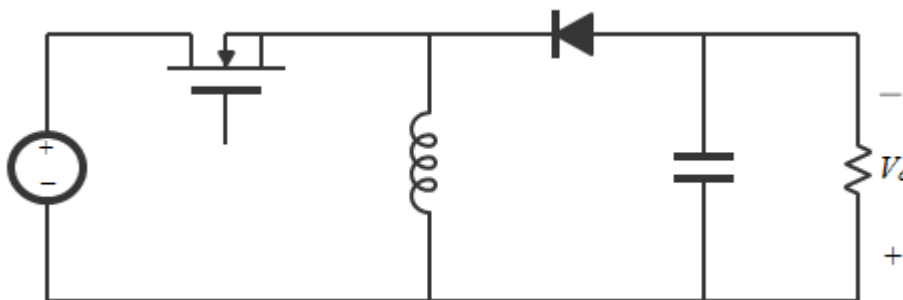
Soluție



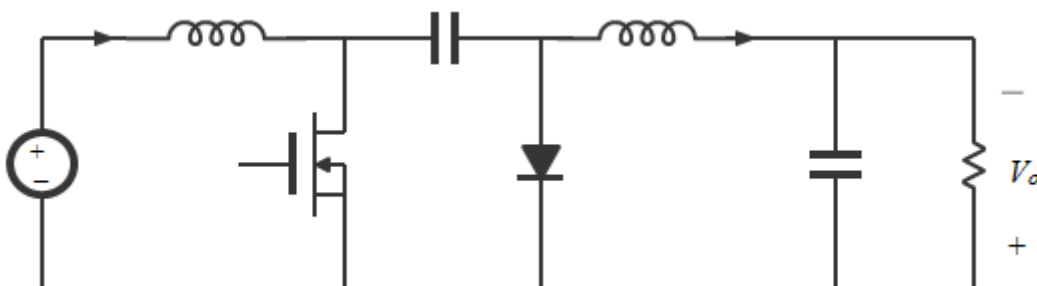
Convertorul Buck. $M(D)=D$.



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



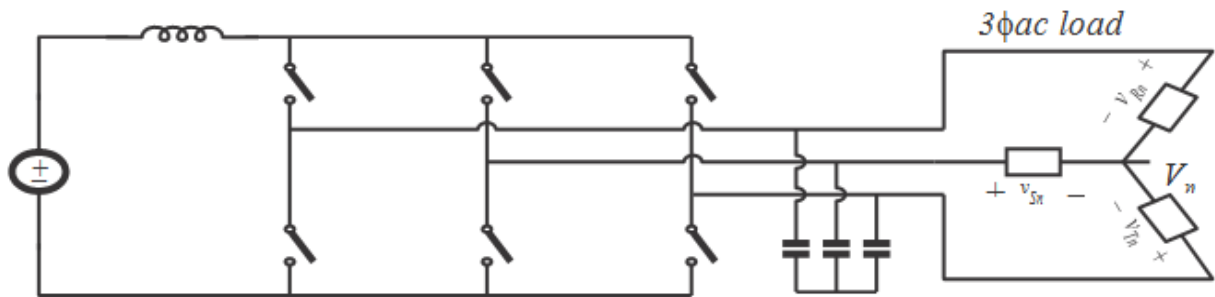
Convertorul Buck-Boost. $M(D) = \frac{D}{1-D}$



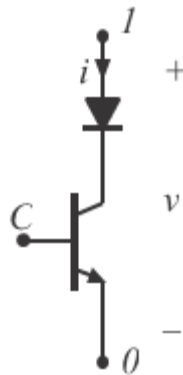
Convertorul Ćuk. $M(D) = \frac{D}{1-D}$

2. *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.



3. 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*.

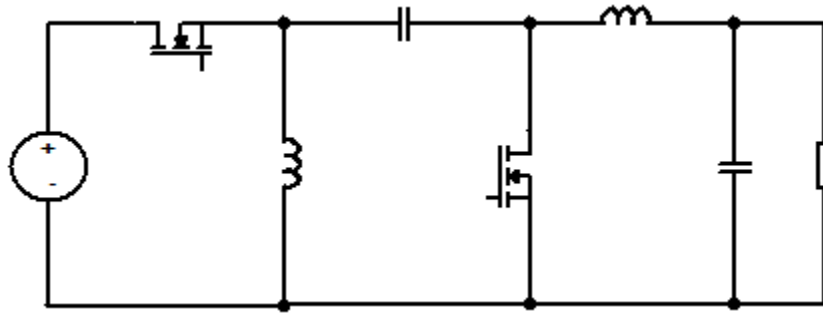
Soluție

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:

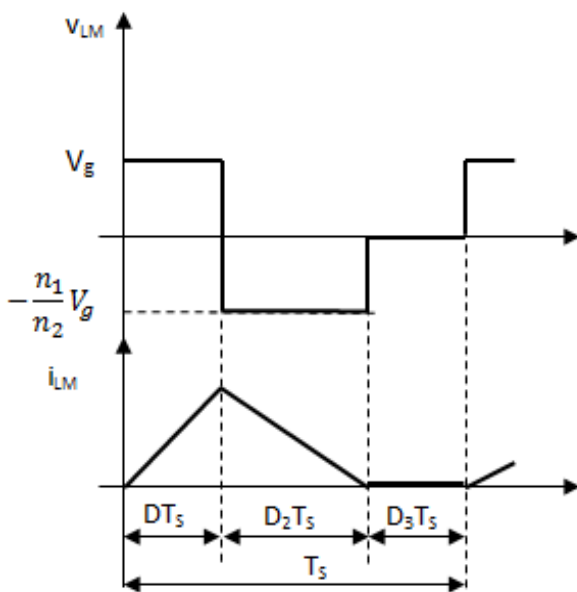
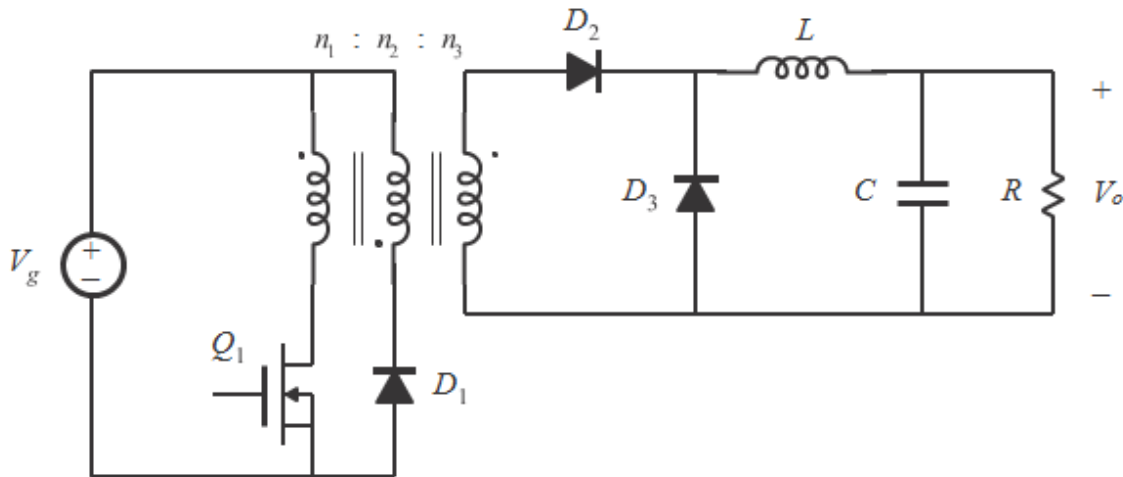
- *Randament ridicat* datorită pierderilor de conducție reduse.
- *Absența modului de conducție discontinuu*, deoarece diodele sunt cauza pentru care apare modul DCM și în redresorul sincron ele lipsesc.

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



4. 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

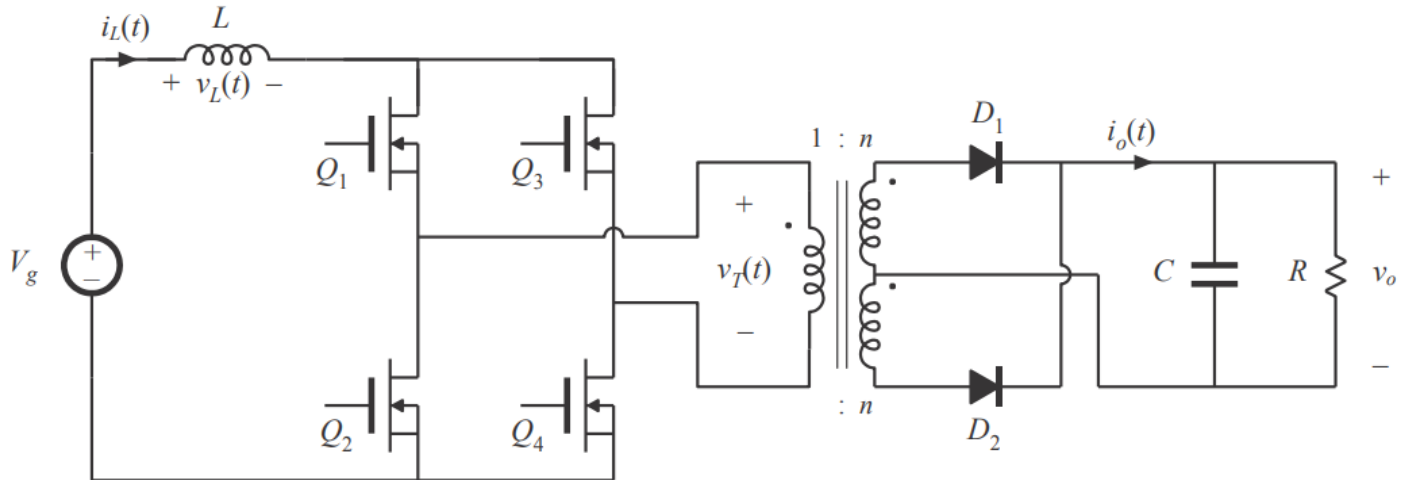
$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_2}{n_1}} \quad (5)$$

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.

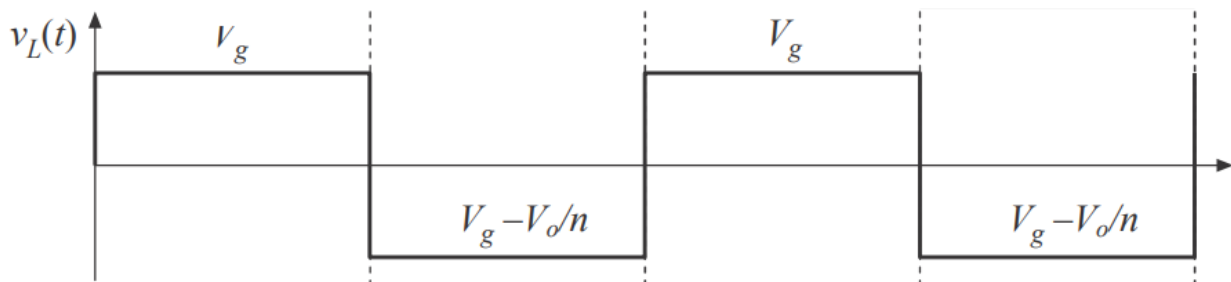
5. Convertor în punte de tip boost cu izolare galvanică: schema, modalitatea de comandă a tranzistoarelor, raportul static de conversie.

Soluție



Există patru stări topologice, tranzistoarele comandându-se astfel: în prima stare topologică, de durată DT_s toate tranzistoarele conduc. În a doua stare topologică, de durată $(1-D)T_s$, conduc doar tranzistoarele de pe o diagonală, de exemplu Q_1-Q_4 , în timp ce tranzistoarele din cealaltă diagonală, Q_2-Q_3 , sunt blocate. În a treia stare topologică, de durată DT_s , din nou conduc toate tranzistoarele, în timp ce în a patra, de durată $(1-D)T_s$, conduc cele din diagonală blocată în a doua stare topologică, deci Q_2-Q_3 , în timp ce Q_1-Q_4 sunt blocate.

Valoarea medie a tensiunii de ieșire rezultă din forma tensiunii pe bobina de la intrare reprezentată mai jos.



Deși funcționarea este cu patru stări topologice, dacă tranzistoarele comută identic și secundarele transformatorului sunt identice, atunci frecvența tensiunii pe bobina L este dublul frecvenței de comutație a unui tranzistor și sunt suficiente primele două stări topologice pentru a scrie echilibrul tensiunilor pe bobină, în forma:

$$D \cdot V_g + (1 - D) \cdot \left(V_g - \frac{V_o}{n} \right) = 0$$

Rezultă

$$V_o = \frac{n}{1-D} \cdot V_g$$

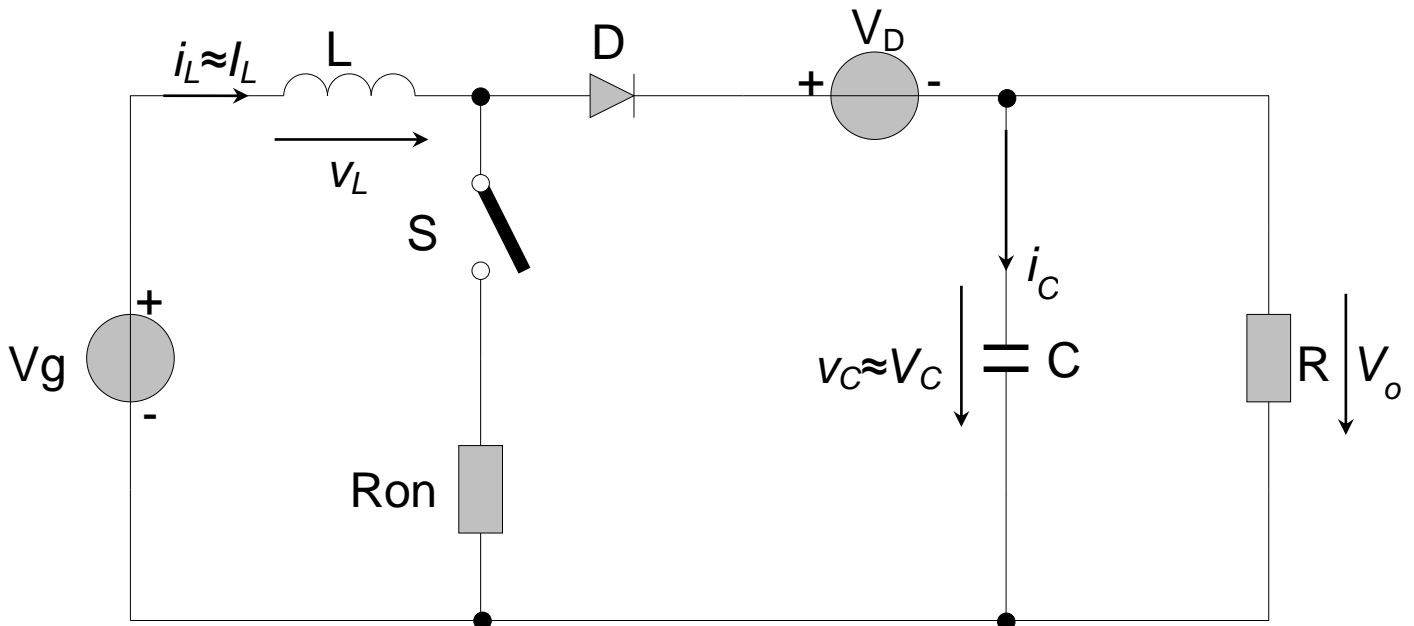
de unde raportul static de conversie $M = \frac{V_o}{V_g}$ este:

$$M = \frac{n}{1-D}$$

6. Într-un convertor *boost* CCM *neideal* alimentat de la 5 V și având o sarcină de 10 Ω tranzistorul are rezistența $R_{on}=20$ mΩ, iar dioda prezintă o cădere de tensiune în conducție $V_D=0,5$ V. Restul elementelor se consideră ideale. Convertorul se comandă cu un factor de umplere $D=0,475$. Calculați valoarea medie a tensiunii de ieșire și randamentul conversiei.

Soluție

Schema echivalentă cu elementele de pierderi modelate este prezentată în figură. În această schemă întrerupătorul S și dioda D sunt ideale. În calculul valorilor medii variabilele de stare i_L și v_C se admit constante, deci egale cu componentele lor continue. În plus, observăm că $v_o=v_C$. În aceste condiții, scriind că tensiunea medie pe bobină și curentul mediu prin capacitate sunt nule se obține:



$$D \cdot (V_g - I_L \cdot R_{on}) + (1-D) \cdot (V_g - V_C - V_D) = 0 \quad (1)$$

$$D \cdot \left(-\frac{V_C}{R}\right) + (1-D) \cdot \left(I_L - \frac{V_C}{R}\right) = 0 \quad (2)$$

Relațiile (1) și (2) constituie un sistem linear cu necunoscutele V_C și I_L . Rezolvându-l se obține:

$$V_o = V_C = \frac{\frac{V_g - V_D}{1-D} - \frac{R_{on}}{R}}{1 + \frac{D \cdot R_{on}}{(1-D)^2 \cdot R}} = 9V \quad (3)$$

$$I_L = \frac{V_C}{R(1-D)} = \frac{\frac{V_g - V_D}{1-D} - \frac{R_{on}}{R}}{1 + \frac{D \cdot R_{on}}{(1-D)^2 \cdot R}} \cdot \frac{1}{R(1-D)} = 1,71A \quad (4)$$

Randamentul conversiei este

$$\eta = \frac{P_o}{P_g} = \frac{\frac{V_o^2}{R}}{V_g \cdot I_L} = 0,9442 \text{ sau } \eta = 94,42\% \quad (5)$$

7. 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.

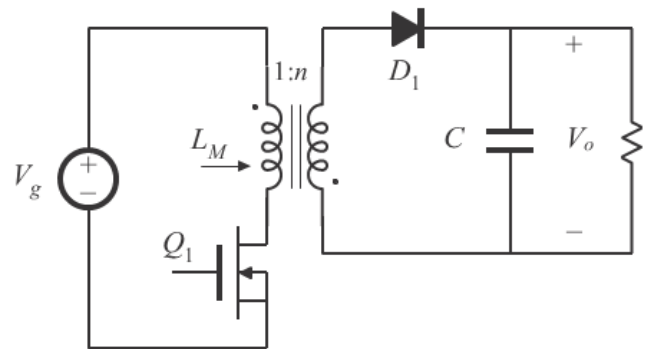
Soluție

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 $V_D = V_o + n \cdot V_g = 5 + \frac{1}{40} \cdot 300 = 12,5V$

APARATE ELECTRONICE DE MĂSURAT

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

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 osciloscopul 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 osciloscop 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 sincro-nizare: 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. Blocul de alimentare asigură alimentarea tuturor circuitelor osciloscopului, precum și polarizarea adecvată a electrozilor tubului catodic.

2. Care este rolul calibratorului intern al unui osciloscop (Fig. 1.1)?

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).

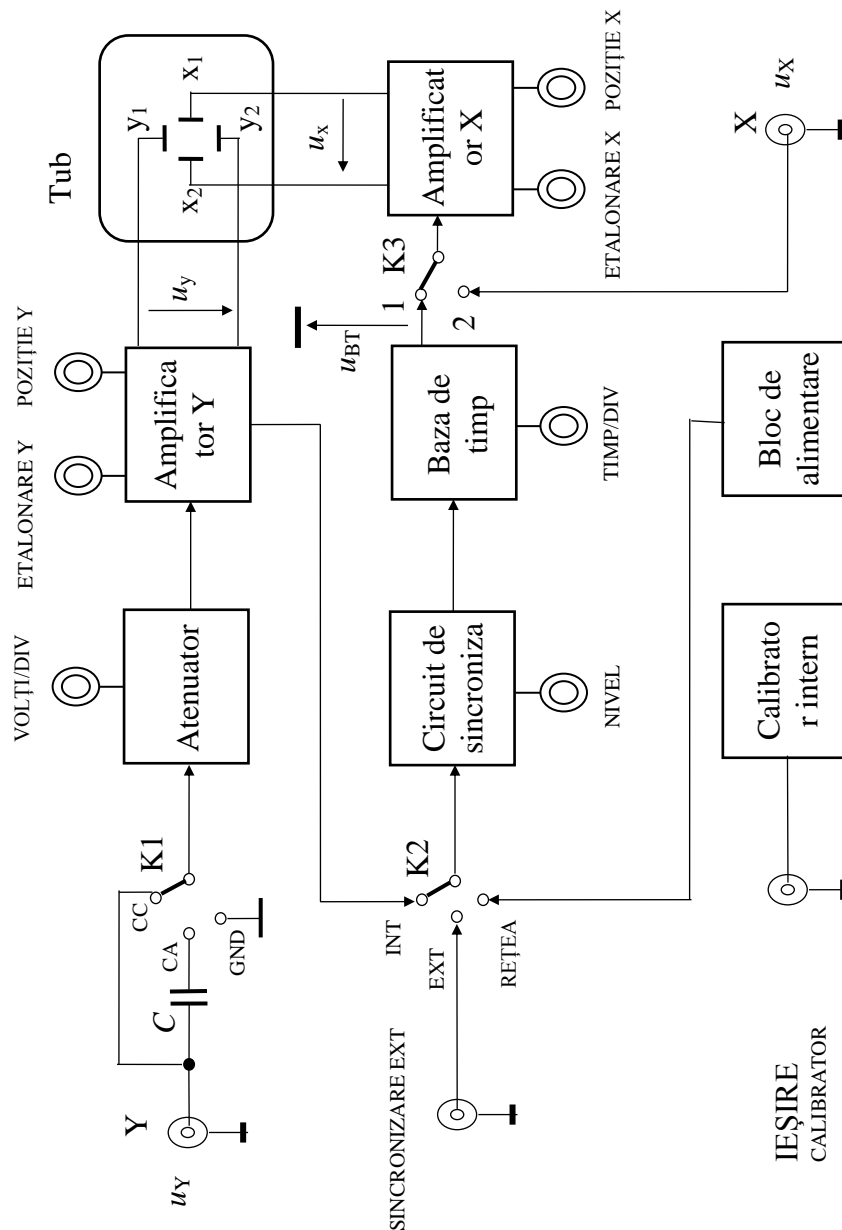


Fig. 1.1. Schema bloc a osciloscopului analogic de uz general.

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

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).

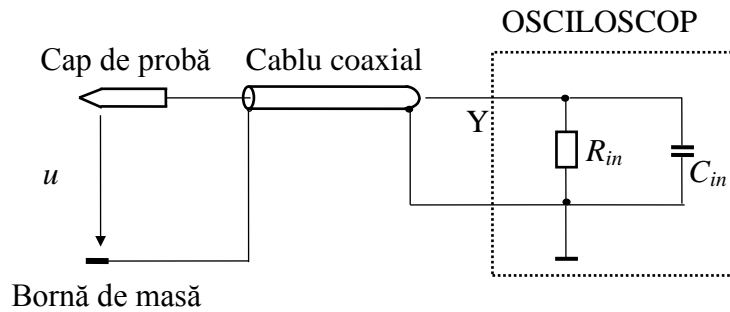


Fig. 1.4. Sonda osciloscopului.

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).

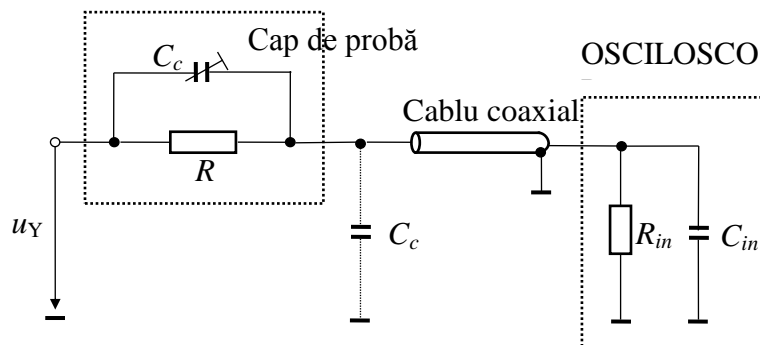


Fig. 1.5. Sondă cu atenuator în capul de probă.

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.

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

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 amplificare 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

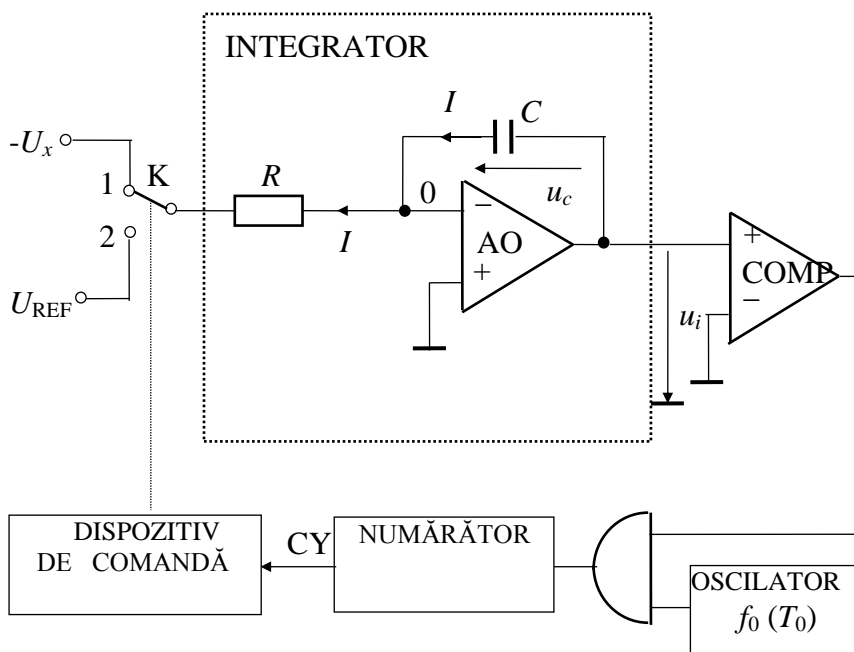


Fig. 3.3. Structura convertorului analog-numeric cu dublă integrare.

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

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

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

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

Faza 1 are durata 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:

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

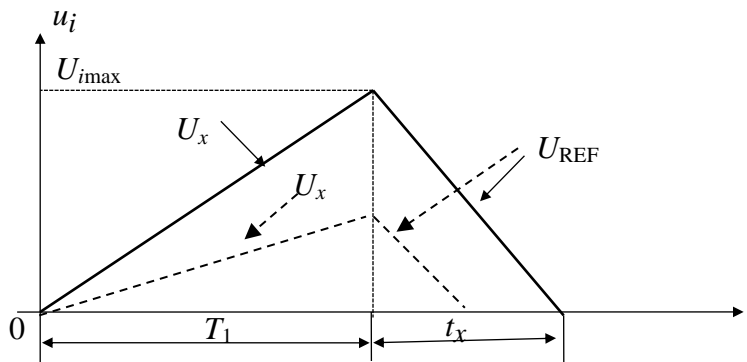


Fig. 3.4. Diagrama de timp aferentă funcționării CAN cu dublă integrare.

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:

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

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.

5. Convertoare curenți continuu – curenți alternativ de pentru valori medii (schema de principiu, funcționare, erori la măsurarea valorii efective).

Indicații soluție: paragraf § 3.3.3. Convertoare curenți alternativ-curenți continuu de valoare medie

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

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

Convertoarele 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.

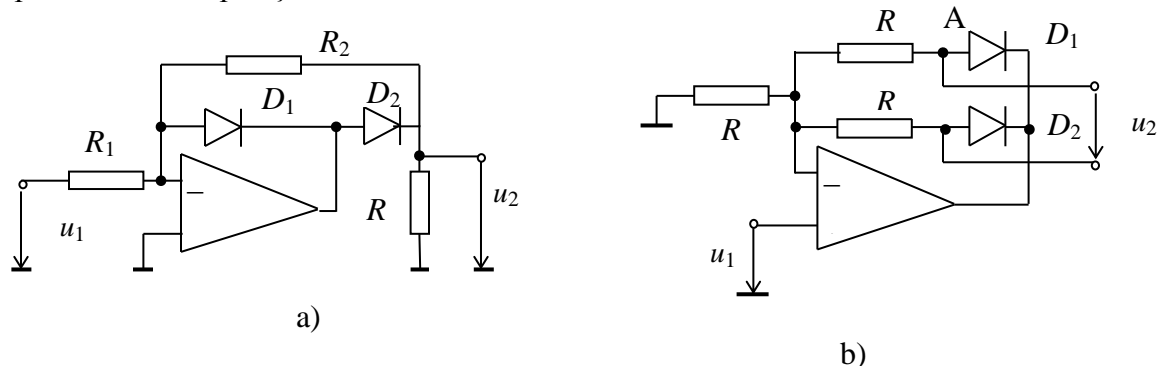


Fig.3.15. Scheme de convertoare c.a.-c.c. de valoare medie.

Pentru a netezi tensiunea pulsatorie rezultată din redresarea simplă sau dublă alternanță, convertoarele 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).

6. La intrarea unui osciloscop analogic se aplică un semnal dreptunghiular caracterizat prin nivelele -2 V și 4 V, perioadă 4 ms și factor de umplere 25%. Să se determine valorile medie și efectivă ale semnalului vizualizat de osciloscop în modul DC.

Rezolvare: a = 4 V, b = -2 V, k = 25%

Valoarea medie a semnalului este: $X_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = ak + b(1 - k) = -0,5 V$

Valoarea efectivă a semnalului este: $X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} = \sqrt{a^2k + b^2(1 - k)} = \sqrt{7} = 2,65 V$

7. Un osciloscop are $R_{in} = 1 M\Omega$ și $C_{in} = 30 pF$. Cablul coaxial utilizat pentru sondă are o capacitate parazită de 70 pF/m. Se cer :

- a) să se calculeze elementele impedanței de intrare a osciloscopului în cazul unei sonde fără și cu atenuator 10 : 1, la o lungime $l = 1,5 m$ a cablului coaxial; atenuatorul se află în capul de probă;
- b) să se calculeze modulul impedanței de intrare în cele două cazuri pentru frecvența $f = 10 MHz$.

Rezolvare: a)

- Sonda fără atenuator (Fig. 1(a))

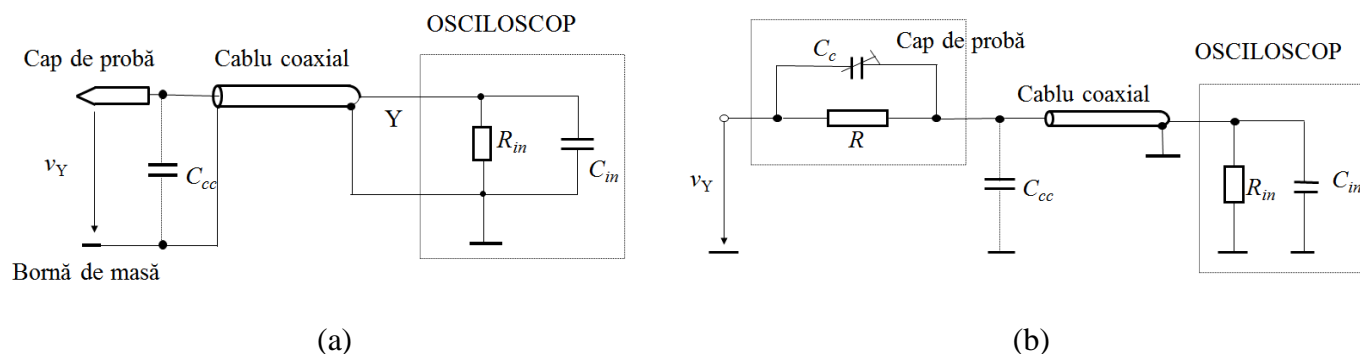


Fig. 1. Sonda: (a) fără atenuator, (b) cu atenuator în capul de probă.

Rezistența de intrare : $R_i = R_{in} = 1 \text{ M}\Omega$

Capacitatea de intrare: $C_i = C_{cc} + C_{in} = 70 \cdot l + 30 = 135 \text{ pF}$

• Sonda cu atenuator (Fig. 1(b))

Rezistența de intrare: $R_i = R + R_{in}$

$$k_d = 1 + \frac{R}{R_{in}} \Rightarrow R = (k_d - 1)R_{in} = 9 \text{ M}\Omega$$

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

Capacitatea de intrare: $C_i = \frac{C_c(C_{cc} + C_{in})}{C_c + C_{cc} + C_{in}}$

Condiția de compensare: $RC_c = R_{in}(C_{cc} + C_{in}) \Rightarrow C_c = \frac{R_{in}}{R} (C_{cc} + C_{in}) = 15 \text{ pF}$

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

b)

• Sonda fără atenuator

Reactanța capacitivă este: $Z_{C_i} = \frac{1}{2\pi f C_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^7 \cdot 135 \cdot 10^{-12}} \cong 120 \Omega \ll R_i \Rightarrow |Z_i| \cong Z_{C_i}$. Deci, impedanța de intrare are un caracter capacitiv.

• Sonda cu atenuator

Reactanța capacitivă este: $Z_{C_i} = \frac{1}{2\pi f C_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^7 \cdot 13,5 \cdot 10^{-12}} \cong 1,2 \text{ k}\Omega \ll R_i \Rightarrow |Z_i| \cong Z_{C_i}$. Deci, impedanța de intrare are tot un caracter capacitiv.

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

a) schema bloc a CAN cu dublă integrare;

b) să se determine elementele R și C ale integratorului ;

c) valoarea frecvenței generatorului de tact din cadrul convertorului ;

d) știind că se utilizează o tensiune de referință de 10 V să se determine care este numărul maxim de măsurări într-o secundă efectuate cu acest voltmetru.

Rezolvare:

a) Schema bloc este prezentată în Fig. 3.3.

$$b) V_{imax} = \frac{V_x}{RC} T_1 \Rightarrow RC = \frac{V_x}{V_{imax}} T_1 = 4 \text{ ms}$$

Se alege: $C = 1 \mu\text{F} \Rightarrow R = 4 \text{ k}\Omega$.

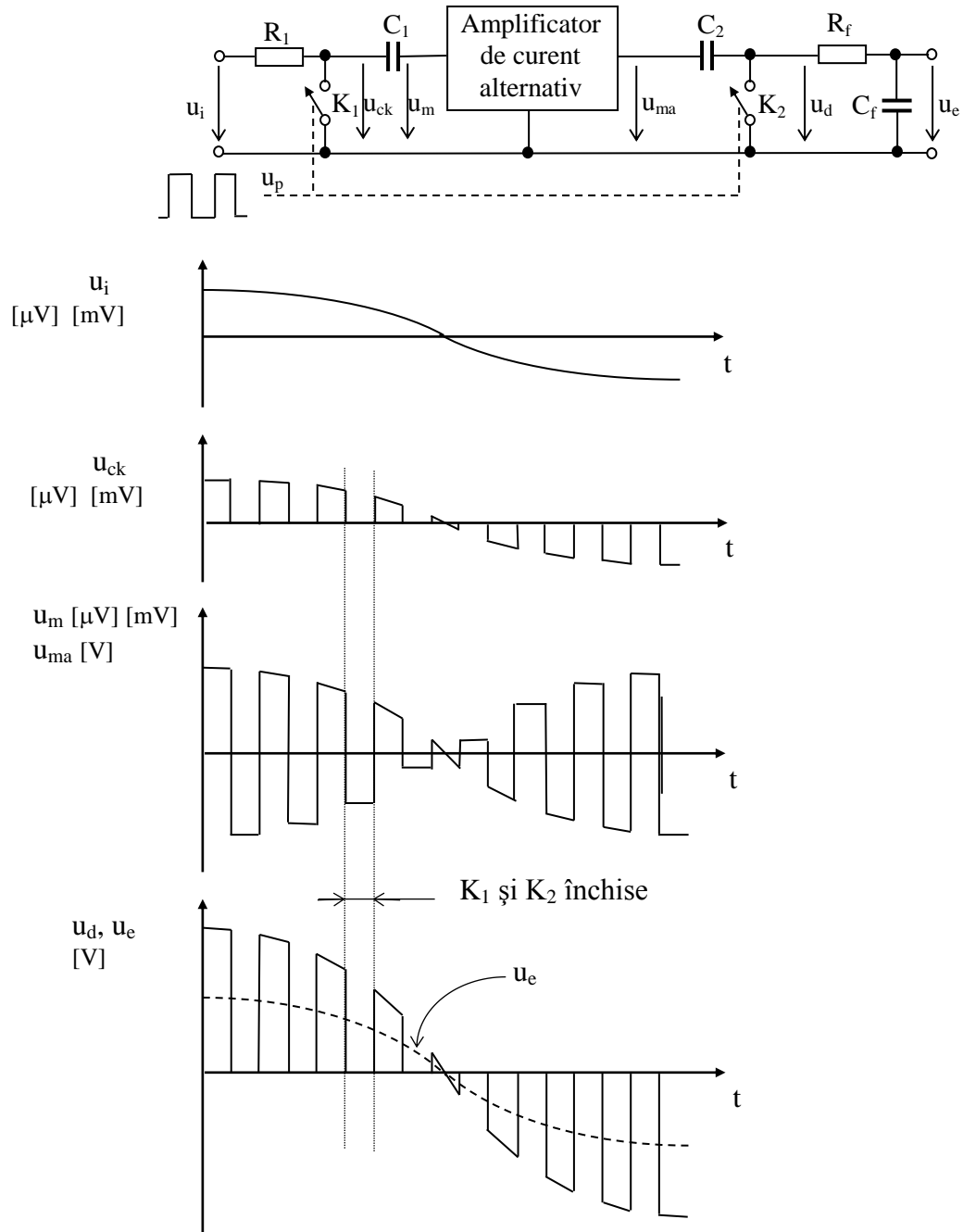
$$c) T_1 = N_1 T_0 \Rightarrow f_0 = \frac{N_1}{T_1} = \frac{20000}{20} = 1 \text{ MHz}$$

$$d) V_x T_1 = V_{ref} T_x \Rightarrow T_x = \frac{V_x}{V_{ref}} T_1 = 4 \text{ ms} \Rightarrow T_1 + T_x = 24 \text{ ms} \Rightarrow \frac{1000}{24} = 41,66 \text{ măsurări/s}$$

SISTEME DE ACHIZIȚII DE DATE

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÷100 dB a unor tensiuni de nivel foarte mic (microvolți sau milivolți) și de joasă frecvență.



Semnalul purtător este dreptunghiular cu o frecvență mult mai mare decât cea a semnalului de amplificat.

2. Convertor 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 zecimală a numărului de la intrare scris în CBN. Dacă la intrare valoarea este indicată în cod fracționar, trebuie reformulate funcțiile de mai sus ținând cont de relația între D_{CF} și D_{CBN} : $D_{CBN} = D_{CF} \cdot 2^N$.

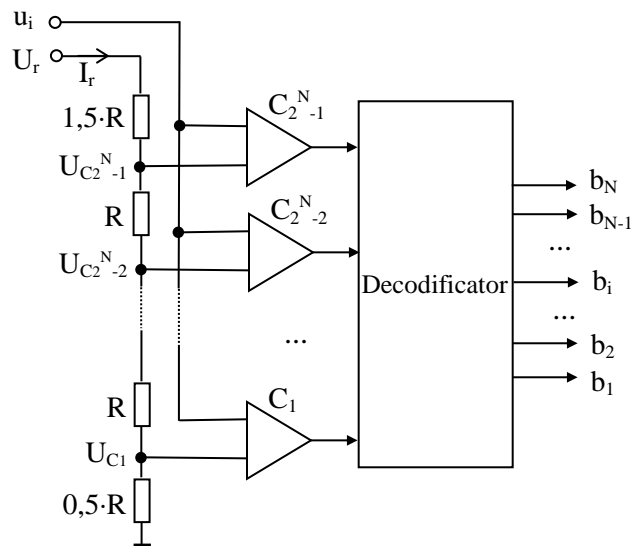
Eroare de zero (Δ_0) (eroare absolută) reprezintă valoarea mărimii de ieșire dacă la intrare s-a aplicat codul numeric pentru ieșire zero.

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.

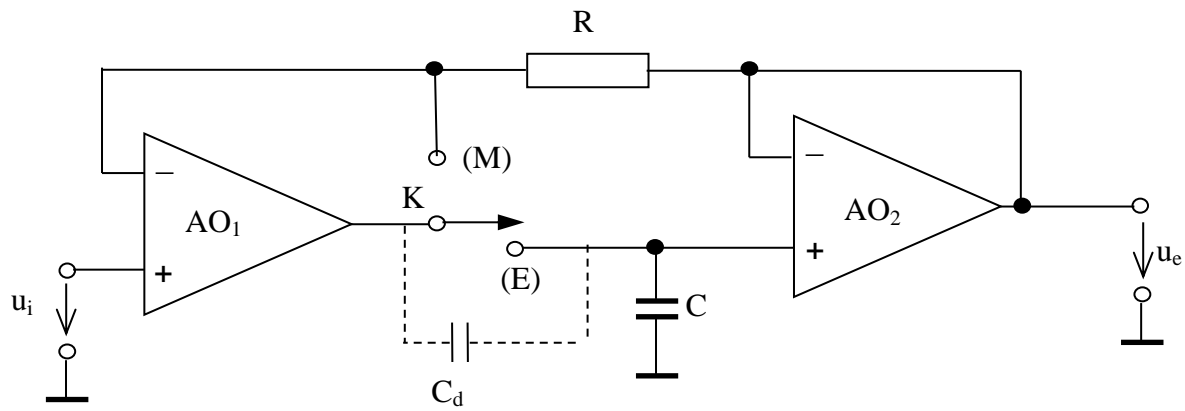
3. Convertor analog numeric cu comparare de tip paralel – cuanta, structura de principiu, calculul tensiunilor de comparare.

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.



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.

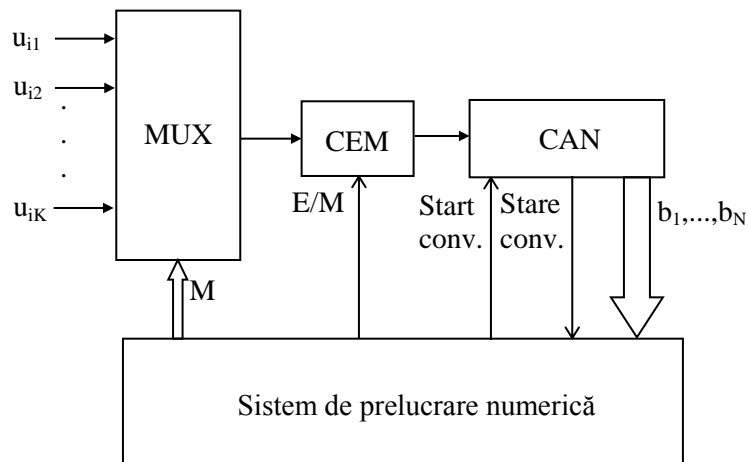


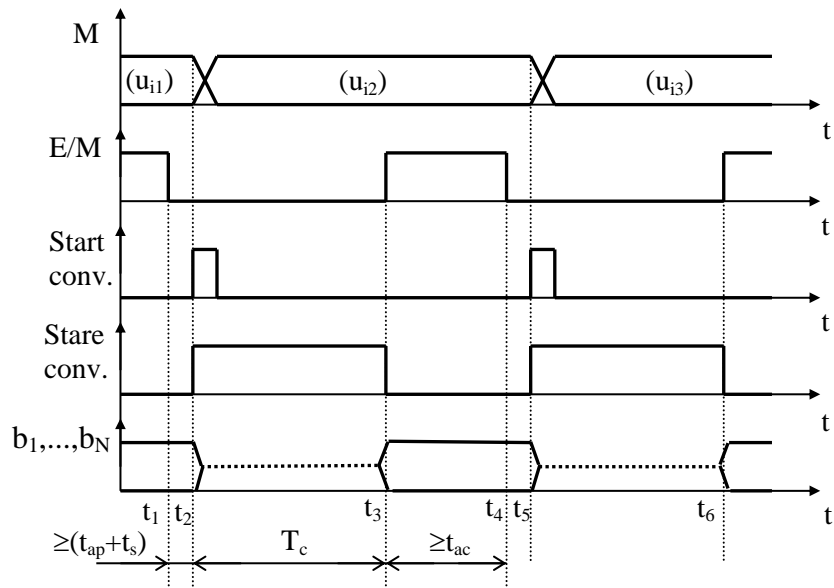
Reacția globală asigură eliminarea erorilor de decalaj corespunzătoare amplificatorului operațional de la ieșire AO2. În cazul structurii de principiu din figură, erorile de decalaj ale CEM sunt date de AO1, care trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj.

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 $1 \text{ k}\Omega$.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

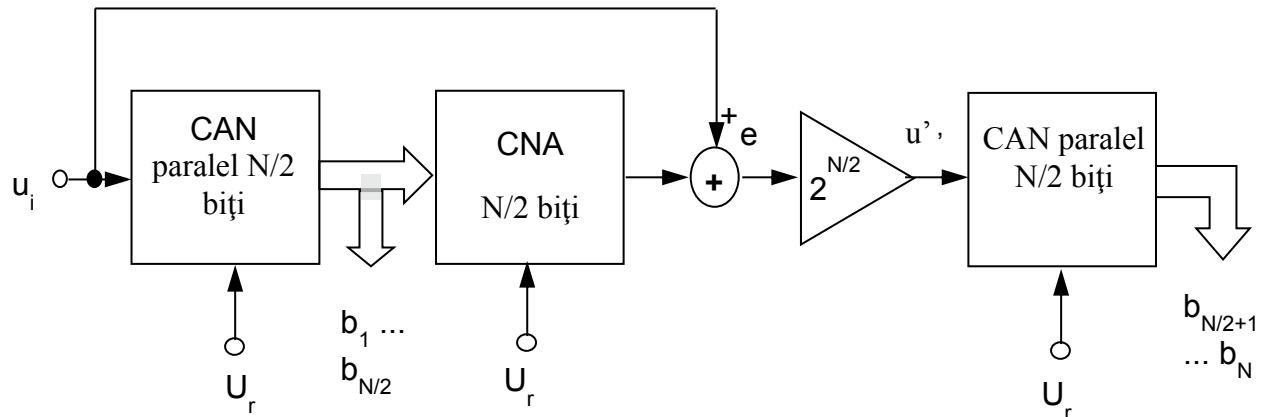
Domeniul de valori ce pot fi codificate în CBD pe N biți este: $-2^{N-1} \div 2^{N-1} - 1 \Rightarrow$ pentru $N = 8$ avem

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

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

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

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 calculeze numărul de comparatoare necesare pentru obținerea celor două CAN de tip paralel pe $N/2$ biți. 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.



Nr. comparatoare = $2^{N/2} - 1 + 2^{N/2} - 1 = 2^4 - 1 + 2^4 - 1 = 30$ comparatoare.

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

$u_i = 2,16 \text{ V} \Rightarrow D_1 = u_i / 1\text{LSB}_{N/2} = 2,16 / 0,32 = 216 / 32 = 6,7 \dots$ se păstrează partea întreagă $\Rightarrow D_1 = 6$
 D_1 – rezultatul de la ieșirea primului CAN paralel.

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

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:

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

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

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

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

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 achizitii de date, Curs
 [3] <https://intranet.etc.upt.ro/> An 3, Sisteme de achiziții de date, Laborator
 [4] Notițe de curs și laborator

BAZELE SISTEMELOR FLEXIBILE INTELIGENTE

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.

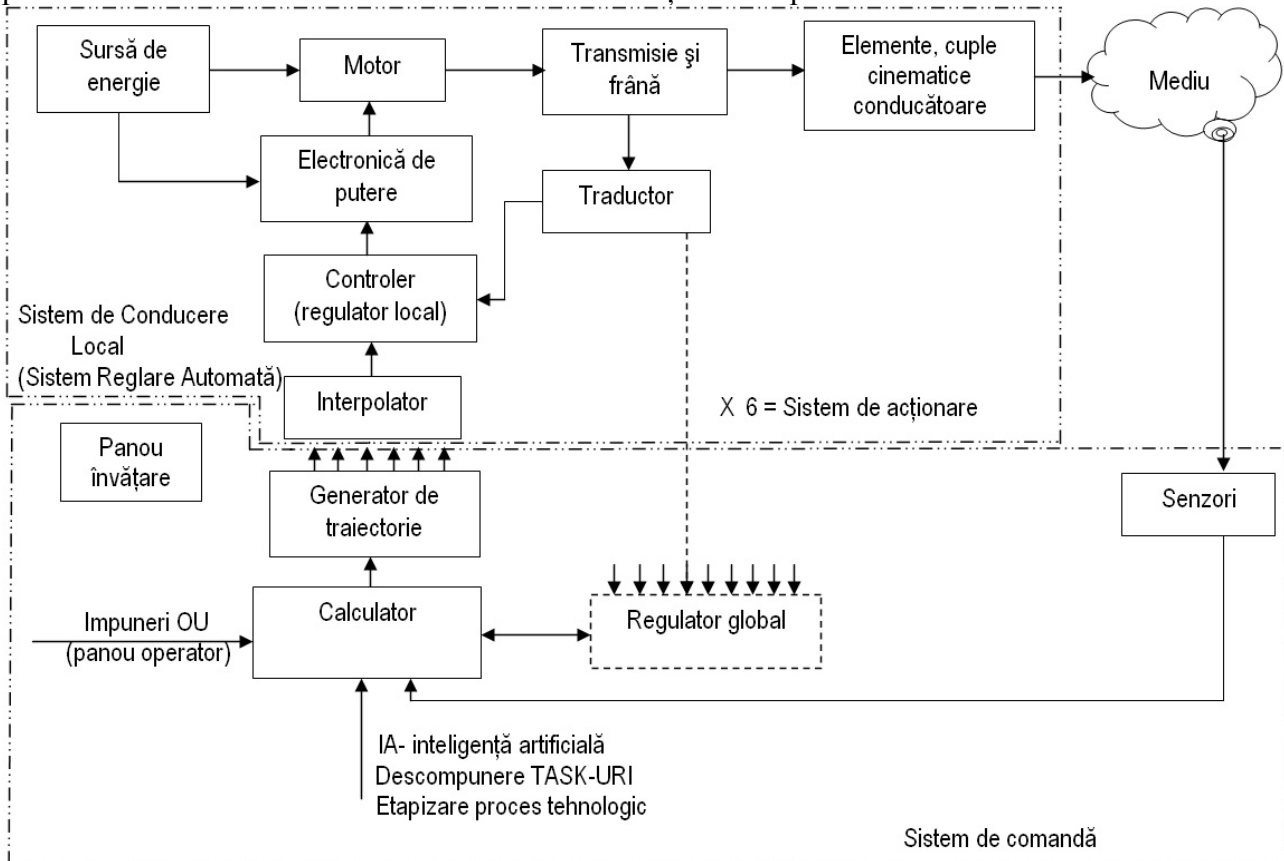


Fig.nr.2.1.Schema bloc detaliată a unui sistem robot

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

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.

Sistemul de acționare

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

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).

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.

Modul cel mai simplu de reprezentare al unui cuaternion este ca un cuadruplu de numere reale. Dacă **p** și **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 **i, j, k**, unitățile **i, j, k** ale bazei câmpului cuaternionilor pot fi interpretate ca trei vectori ai unei baze de axe carteziene. Cu acestea, un cuaternion **q** poate fi scris ca având o parte scalară s și o parte vectorială **v** :

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

sau :

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

Proprietățile de bază din algebra cuaternionilor sunt :

Partea scalară a lui q	s	
Partea vectorială a lui q	$a\mathbf{i} + b\mathbf{j} + c\mathbf{k}$	
Conjugata lui q	$s - (a\mathbf{i} + b\mathbf{j} + c\mathbf{k})$	(3.16)
Norma lui q	$s^2 - (a^2 + b^2 + c^2)$	
Reciproca lui 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 $s^2 + a^2 + b^2 + c^2 = 1$

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 **r** , perpendicular pe un altul **u** , se obține :

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

Expresia reciprocei cuaternionului unitate **q** considerat este :

$$\mathbf{q}^{-1} = \frac{\cos \theta - (l \sin \theta \mathbf{i} + m \sin \theta \mathbf{j} + n \sin \theta \mathbf{k})}{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta (l^2 + m^2 + n^2)} =$$

$$= \cos \theta - \sin \theta \mathbf{u} \quad (3.34)$$

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 :

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

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 principal 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).

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.

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 (carteziane), 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” (carteziane), 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

$$\mathbf{q} = \mathbf{f}(\mathbf{t})$$

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).

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 cere:

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:

$q(0) = a_0$	}	mărimi țintă impuse
$q(t_f) = q_f$		
$\dot{q}(0)$		
$\dot{q}(t_f)$		

Se formează sistemul:

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

Se rezolvă sistemul și se obțin soluțiile :

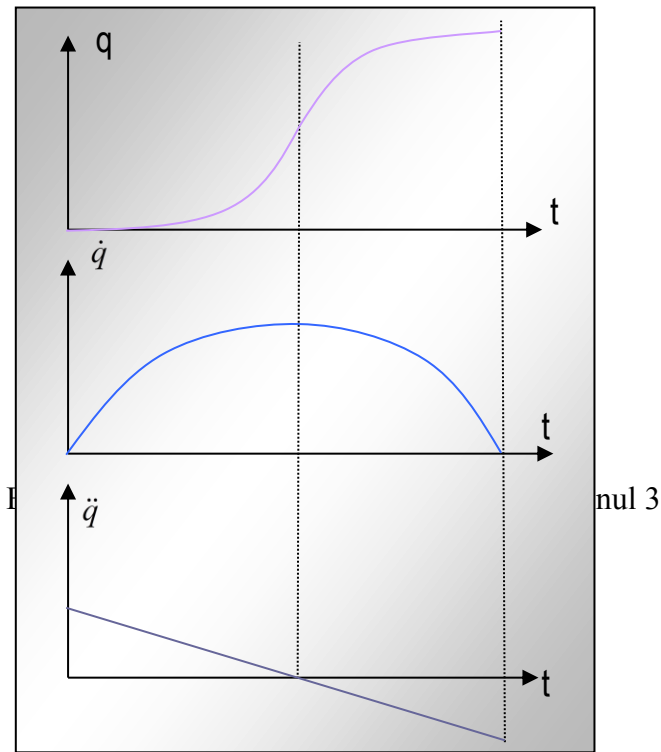
$$a_0 = q_0$$

$$a_1 = \dot{q}(0)$$

$$a_2 = \frac{3}{t_f^2} [q_f - q_0] - \frac{2}{t_f} \dot{q}(0) - \frac{1}{t_f} \dot{q}(t_f)$$

$$a_3 = \frac{2}{t_f^3} [q_f - q_0] - \frac{1}{t_f^2} [\dot{q}(t_f) - \dot{q}(0)]$$

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 ($t_0=t_f=0$).



BSFI 6. Conducerea unui robot în coordonate carteziene

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 carteziene

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

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

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

$$Q(t), J(t), J^{-1}[H(t)] \quad \{\text{calculul soluțiilor în coordonate c.c.c. obținute}\}$$

cu analiza cinematică inversă, respectiv cu
inversul Jacobianului)}

dacă $t = t_f$ then părăsește bucla;

dacă $t < t_f$ continuă bucla;

end.

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 considerente 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.

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 – Cartesian Oriented Cartesian Motion).**

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

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

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. , conducerea în coordonate robot**, respectiv **conducerea în coordonate articulare.**

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

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. ($P = \Sigma F \times v$)

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:

$$q(t) = c_0 + c_1 t + c_2 t^2 + \dots + c_{n-1} t^{n-1} + c_n t^n \quad (4.27)$$

Generarea mișcării în coordonate c.c.c.

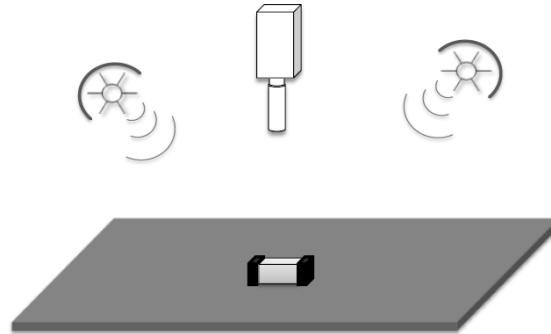
După etapa de specificare a mișcării s-au ales timpii de parcurgere și funcțiile conducere și s-au calculat coeficienții variabilei timp din expresiile funcțiilor conducere. Aceste date sunt transferate generatorului de traiectorie. Rolul GT este acela de a calcula valorile numerice ale funcțiilor conducere 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.

TESTAREA ECHIPAMENTELOR ELECTRONICE pt. EA

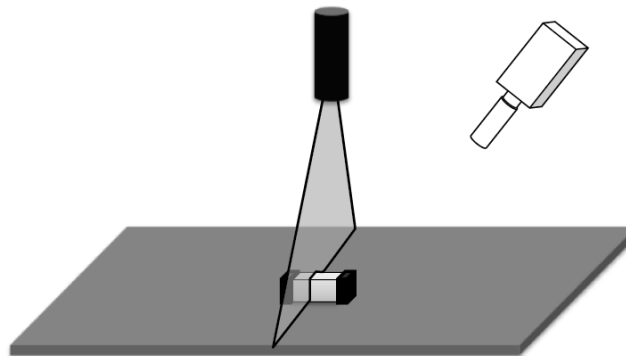
ST1. Tehnici de inspecție optica automată: enumerare, scurtă caracterizare

- **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):**



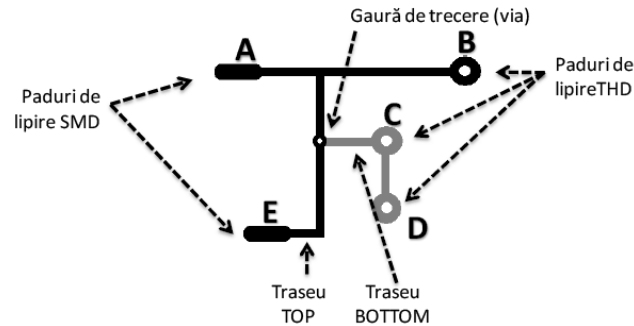
- utilizează una sau mai multe camere montate perpendicular pe planul de inspecție care este iluminat din multiple unghiuri.
- Imaginea obținută permite efectuarea de măsurători pe direcțiile X și Y, în urma unui proces de calibrare.
- Metoda se folosește pentru inspecția plăcilor neechipate în scopul 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

- 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.

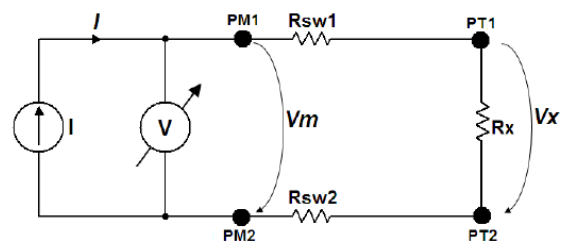
Tehnici pentru măsurarea rezistențelor dintre punctele de test situate la extremitățile unei rețele conductoare:

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 :

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

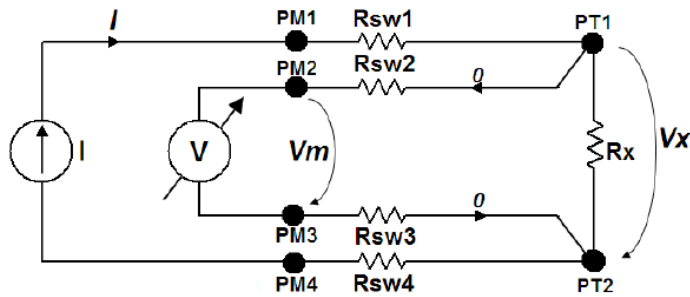
, ceea ce conduce la o eroare relativă de măsurare a rezistenței:

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

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.

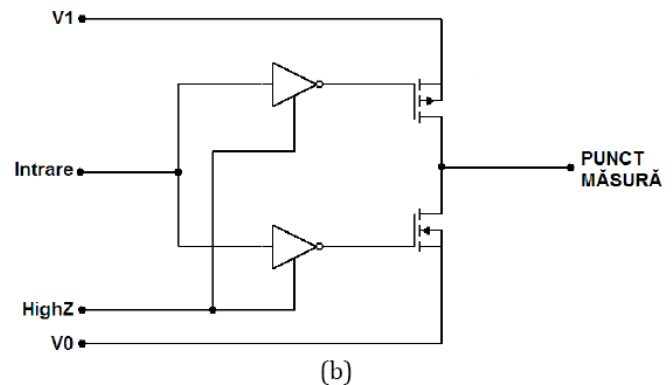
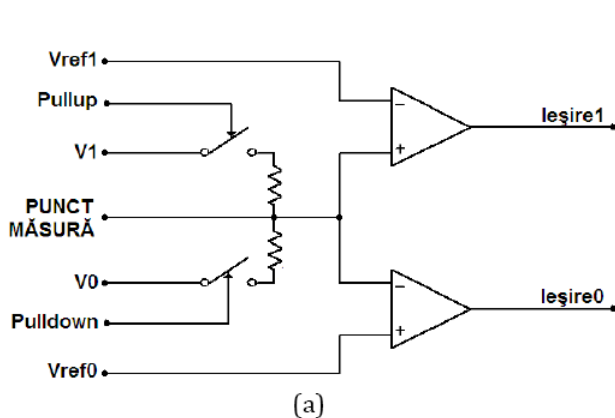
- Sursa de curent este conectată la punctele de test prin două puncte de măsură iar voltmetru prin alte două puncte de măsură.
- Se poate neglija curentul prin voltmetru pentru că impedanța de intrare a acestuia mult mai mare decât valorile de ordinul ohmilor pe care dorim să le măsurăm.
- Tensiunea 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 – Senzorul și Driverul: Scheme, funcționare

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” (Iesire1 = 1) și una care semnalează starea logică „0” (Iesire0 = 1).
- Configurația permite nu doar detecția nivelurilor logice ci și detecția stării interzise, în care tensiunea din punctul de măsură, V_{PM} se află între cele două praguri de referință.



- Pentru $V_{PM} > V_{ref1}$ – vom avea Iesire1 = 1 și Iesire0 = 0
- Pentru $V_{PM} < V_{ref0}$ – vom avea Iesire1 = 0 și Iesire0 = 1
- Pentru $V_{PM} < V_{ref1}$ și $V_{PM} > V_{ref0}$ – vom avea Iesire1 = 0 și Iesire0 = 0
- La punctul de măsură se pot conecta rezistențe de către tensiunea de alimentare corespunzătoare nivelului „1”, notată V1, sau tensiunea corespunzătoare nivelului „0”, 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. Măsurarea indirectă

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 ?*

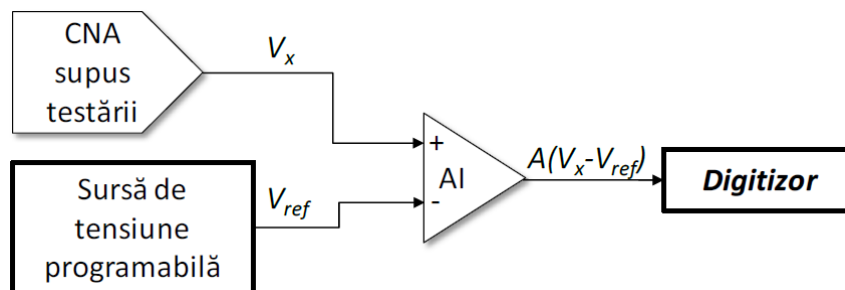
(ii) **Numărul mare de coduri:** *un convertor pe n biți necesită 2^n măsurători, adică 65.536 pentru convertoarele pe 16 biți și 16.777.216 pentru convertoarele pe 24 biți, ceea ce crește considerabil timpul de testare.*

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 V_x este necesar ca V_{ref} 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

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

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 $0,003\% \text{ LSB}_{CNA}$.

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

Principiul 1 - Testarea arată prezența defectelor

Testarea poate demonstra că defectele sunt prezente, dar nu poate dovedi că nu există 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: “Cât de multă testare ar trebui să facem?” Testarea completă – chiar dacă clienții și managerii cer acest lucru – nu este ceva ce își pot permite, deoarece ar măări foarte mult costul testării și efortul depus. În loc să încercăm să testăm tot, trebuie să avem o strategie care oferă nivelul necesar de testare pentru proiect considerând și riscurile tehnice și de business legate de produs precum timpul și bugetul.

Principiul 3 - Testarea timpurie sau din fazele incipiente

Acest principiu se bazează pe conceptul de “cost al defectului”. Costul crește considerabil pe parcursul ciclului de dezvoltare – cu cât găsim defectul mai devreme cu atât mai ușor va fi să îl rezolvăm rapid și ieftin. Eficacitatea cea mai ridicată o reprezintă găsirea erorilor înainte de implementare. 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 că reduce din timp. Imediat ce specificațiile și cerințele sunt pregătite, testerul poate să înceapă să dezvolte cazurile de test iar în momentul în care prima versiune a produsului este gata pentru testare, le poate pune în practică.

Principiul 4 - Gruparea defectelor - Testarea clusterelor de defecte

Efortul de testare trebuie focalizat proporțional în funcție de densitatea defectelor din module. În general o parte mică de module conține majoritatea defectelor descoperite înainte de producție sau este responsabilă de cele mai multe probleme ulterioare. Un fenomen observat de către testerii este că defectele au tendința să formeze clusteruri. 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 fierbinți. Clusterurile 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

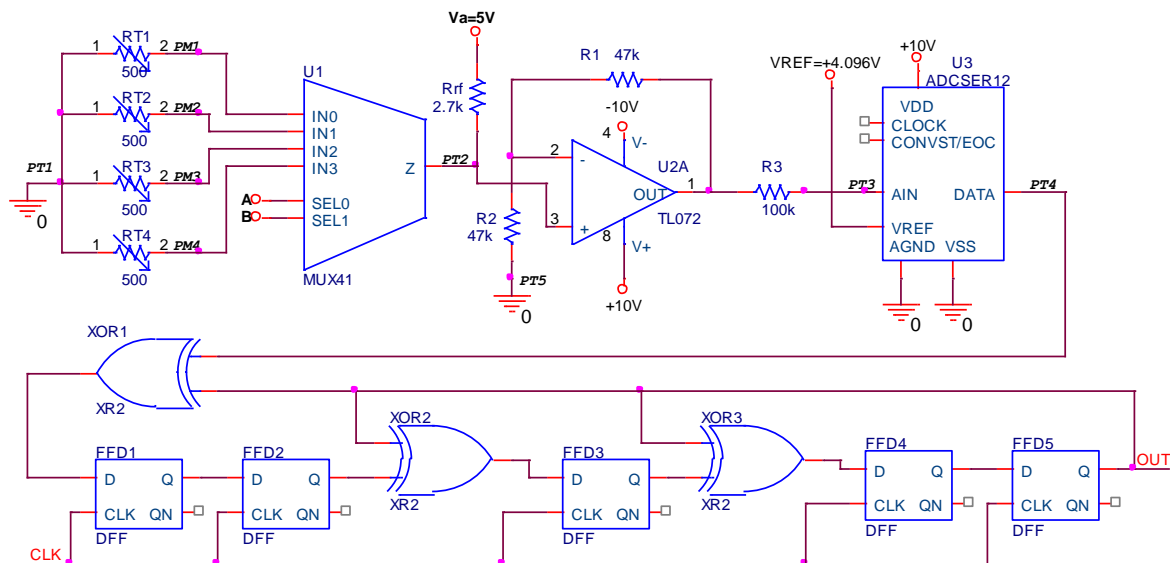
Testarea este realizată în moduri diferite și în diferite contexte. Produse diferite sunt testate în mod diferit. (Exemplu: controler-ul de motor al unei mașini este testat diferit față de o aplicație web.) Acest principiu ține de notiunea de risc. Riscul reprezintă de fapt o problema potentiala care 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 calitatii 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 găsierea 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 temperatura de $5\Omega/^\circ\text{C}$. Convertorul analog numeric U3 este pe 12 biți, are ieșire serială și tensiunea de referință $V_{REF}=4,096\text{V}$. Datele se transmit secvențial funcție de senzorul selectat prin intermediul intrărilor de selecție B și A ($B=\text{MSB}$) 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 plasați senzorii PT1 – PT4 sunt: 35°C (în punctul PM1), 80°C (PM2), 90°C (PM3) și 95°C (PM4).



- Ce valoare are tensiunea măsurată în punctul de test PT3 când la intrările de selecție se aplică combinația $BA = 01$, dacă terminalele rezistenței R1 sunt în scurtcircuit.
- Calculați semnătura obținută la măsurarea temperaturii când codul de selecție este 01 (în funcționare corectă).

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 FFD5 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:

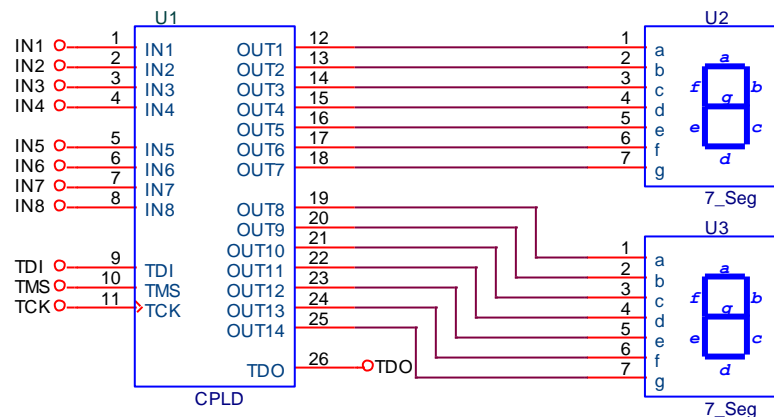
$$D(x) = x^{11} + x^8 + x^7 + x^6 + x^2.$$

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).

APLICATIA 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.



a). 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 =9. Ce secventa de date se va obtine la iesirea TDO in acest caz? (se considera functionarea corecta)

b). 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.

c). Care este starea segmentelor circuitului U2 în prezența erorii NFBF₀(OUT3, OUT4). Se consideră situațiile când se afișează cifrele 0 și 1. Pentru care cifră se detectează eroarea?

Rezolvare:

a) Registrul de scanare conține 22 de biți (intrările și ieșirile circuitului U1) – în secvența: OUT14 (MSB), OUT13, ... OUT1, IN1, ... IN8 (LSB).

Pentru a testa blocul logic implementat în U1 pentru D1=6 și D2=9 trebuie să setăm intrările după cum urmează: IN1 = 0, IN2 = 1, IN3 = 1, IN4 = 0, respectiv IN5 = 1, IN6 = 0, IN7 = 0, IN8 = 1.

Registrul de scanare pentru instrucțiunea PRELOAD va avea următorul conținut:

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 ieșirilor OUT1 – OUT14 nu contează în această etapă)

Dacă circuitul funcționează corect după executia instrucțiunii INTEST la ieșirile OUT1 – OUT7 și respectiv OUT8 – OUT14 va trebui să avem codul corespunzător afișării în format 7 segmente a cifrelor D1=6 și D2=9.

OUT1(a) = 1, OUT2(b) = 0, OUT3(c) = 1, OUT4(d) = 1, OUT5(e) = 1, OUT6(f) = 1, OUT7(g) = 1.

OUT8(a) = 1, OUT9(b) = 1, OUT10(c) = 1, OUT11(d) = 1, OUT12 = 0(e), OUT13(f) = 1, OUT14(g) = 1.

(în paranteză s-a notat segmentul comandat).

Registrul de scanare după instrucțiunea INTEST va avea următorul conținut:

1 1 0 1 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 și U2 respectiv U3 într-un singur pas trebuie să aducem toate cele 14 ieșiri în starea 1 printr-o instrucție PRELOAD urmată de instrucțiunea EXTEST.

Registrul de scanare pentru instrucțiunea PRELOAD va avea următorul conținut:

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 că urmează o instrucție EXTEST).

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

c)

Eroarea NFBF₀(OUT3, OUT4) modelează un scurtcircuit între traseele corespunzătoare semnalelor OUT3 și OUT4. Când semnalele au valori diferite se impune valoarea 0 (punte ȘI).

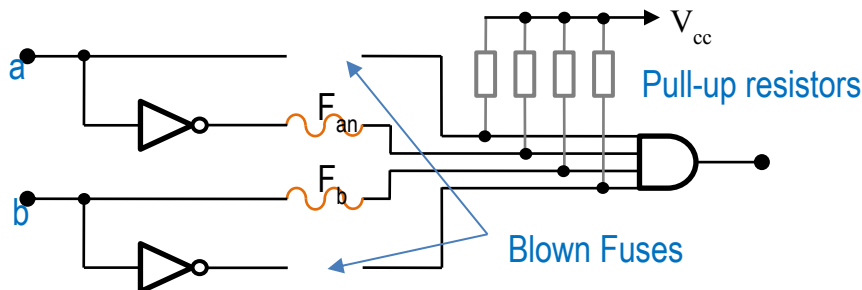
N	Valori pentru ieșirile de la U1							Starea segmentelor digitului D1						
	OUT1	OUT2	OUT3	OUT4	OUT5	OUT6	OUT7	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

Eroarea se detectează pentru N = 1.

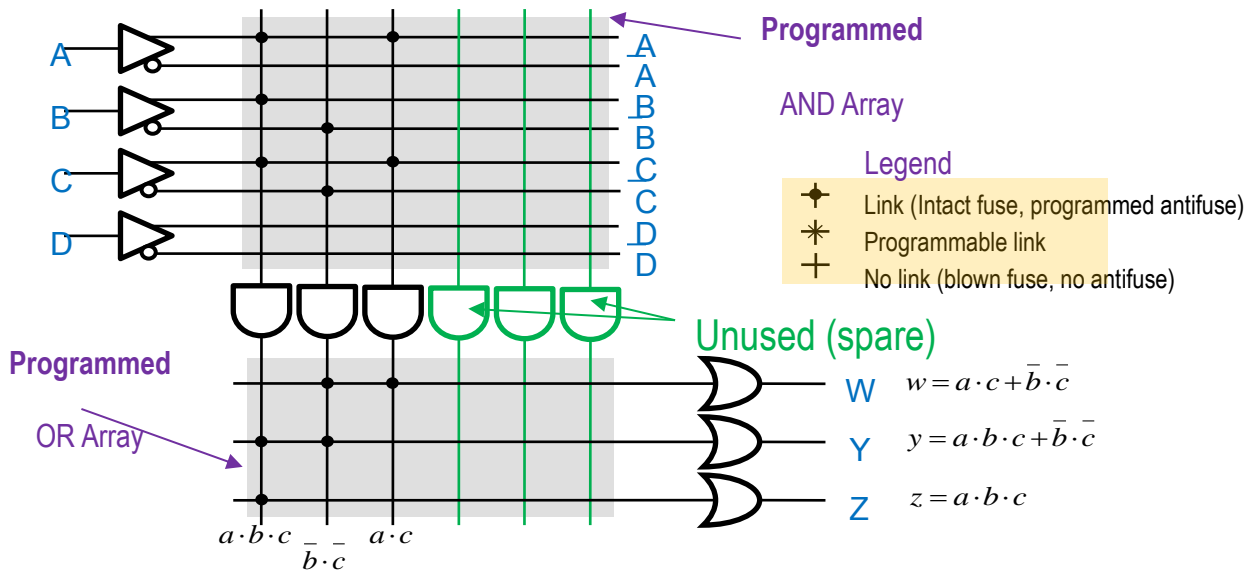
SISTEME CU LOGICĂ PROGRAMABILĂ

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

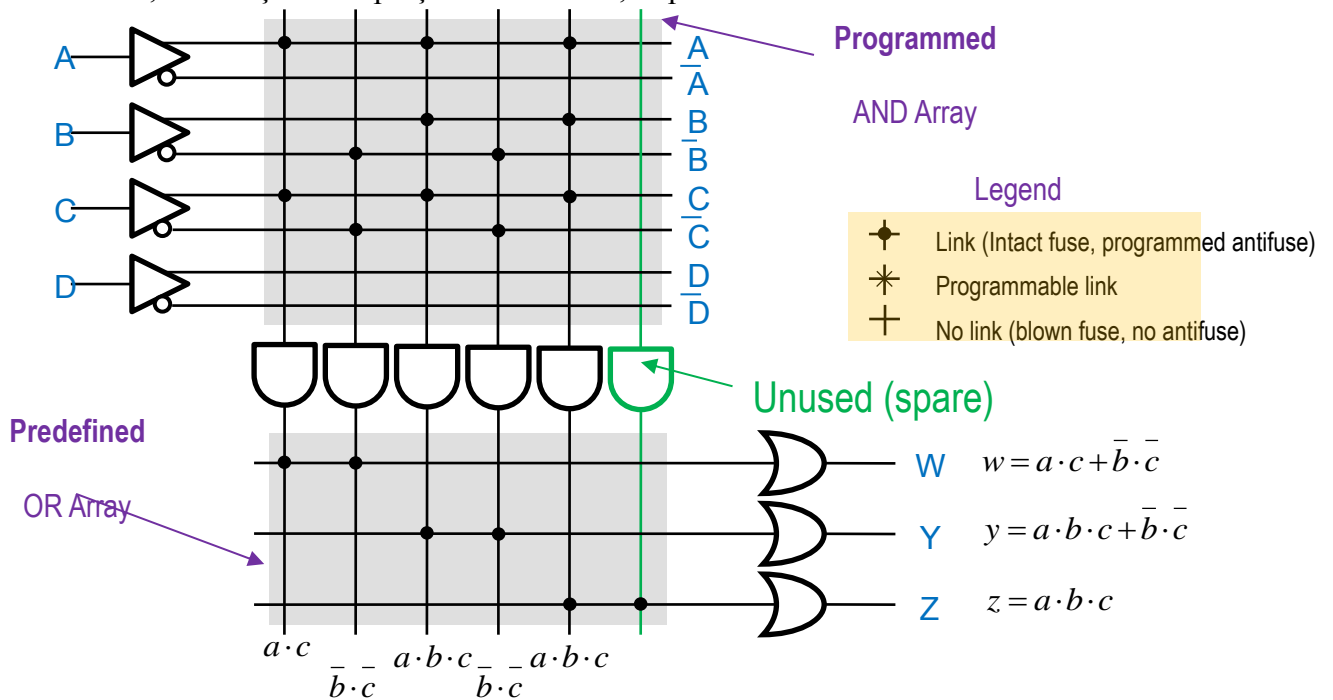
O structură logică programabilă are la bază o arhitectură de tip ȘI-SAU, ca în figură:



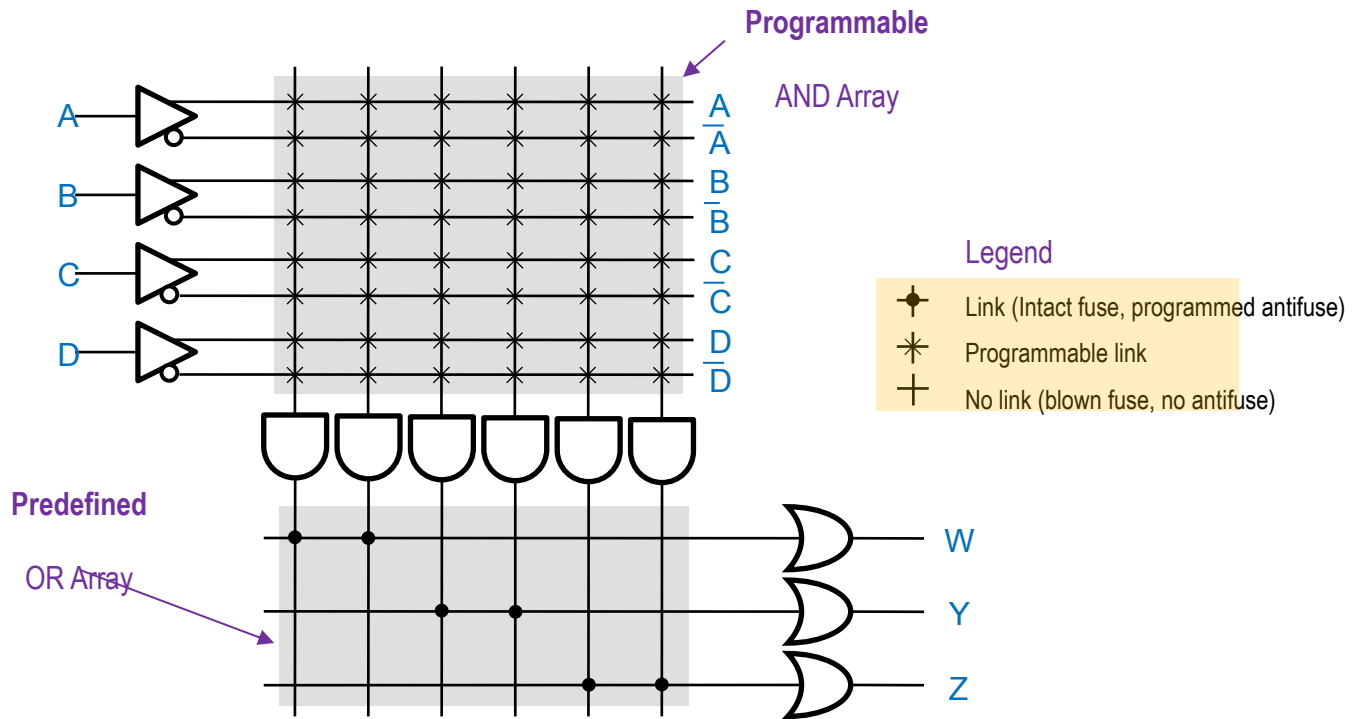
În cazul PLA, același termen se poate utiliza pentru mai multe funcții, făcând implementarea mai eficientă.



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



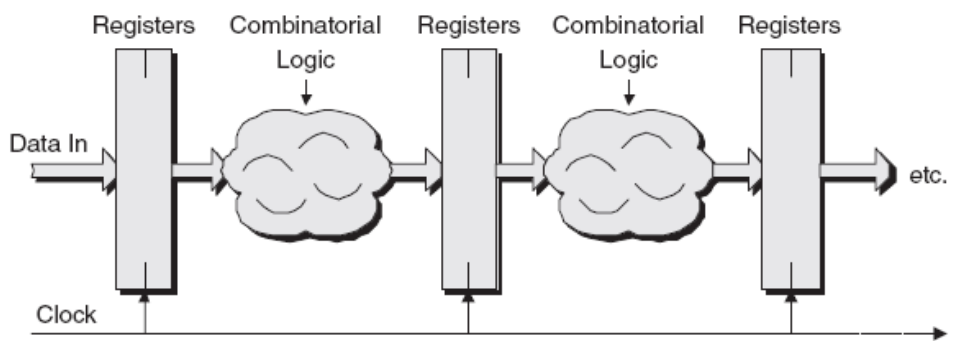
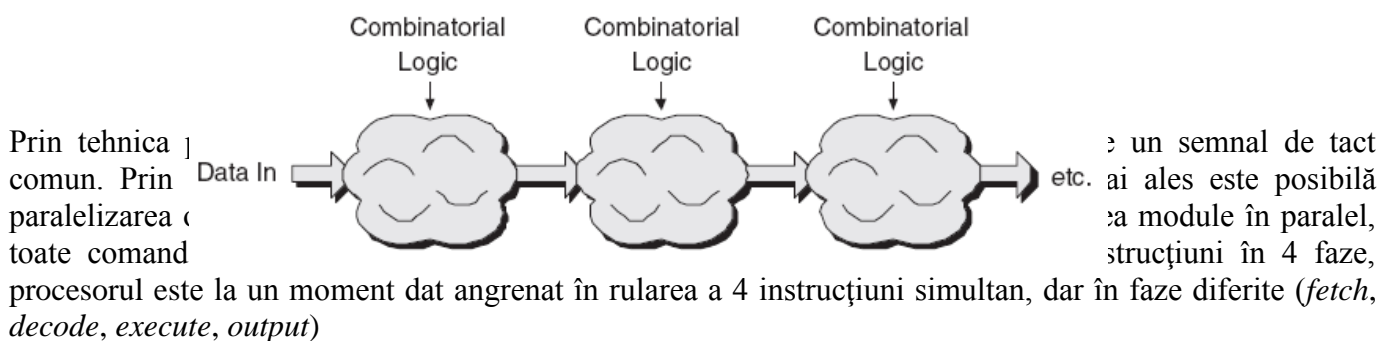
2. Arhitectura PAL și GAL: schemă, funcționare, avantaje și dezavantaje



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.



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 numărător pe 10 biți are aceeași descriere ca unul pe 32 de biți).

Aplicații

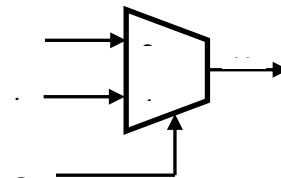
6. Multiplexor în VHDL, exemplu de cod

- 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;

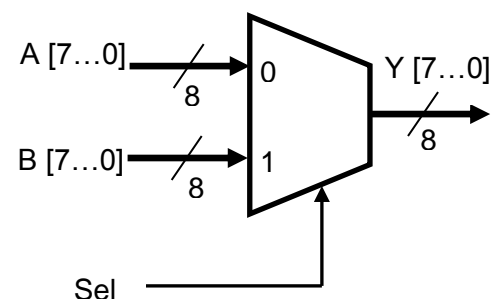
architecture bhv of mux2to1 is
begin
  y <= a when sel = '0' else b;
end bhv;
```



- 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;
```

```

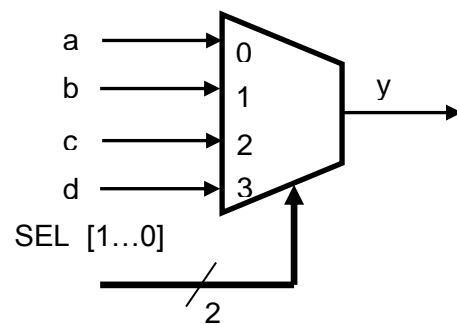
entity mux4to1 is
port ( a, b, c, d: in std_logic;
      SEL: in std_logic_vector (1 downto 0);
      y: out std_logic);
end mux4to1;

```

```

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 constante 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
  -- register
  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;
  -- next-state logic
  r_next <= (others =>'0') when r_reg = (M-1) else
    r_reg + 1;
  -- output logic
  Q <= std_logic_vector (r_reg);
  max_tick <= '1' when r_reg = (M-1) else '0';
end arch;

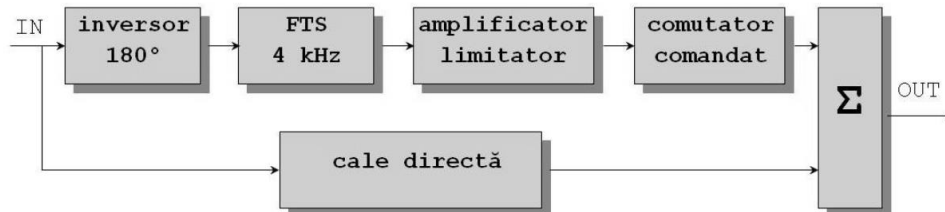
```

RADIOCOMUNICAȚII

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

Zgomot = semnal de nivel scazut si cu frecventa medie spre înalta -> un astfel de semnal poate fi identificat si 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

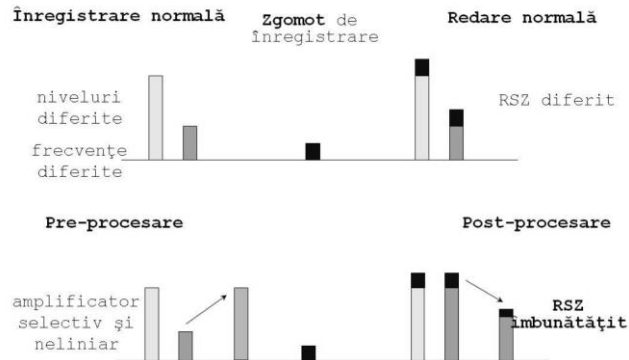
Avantaj: compatibil cu orice sistem de înregistrare pe orice sistem de redare

Analiza funcționării

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

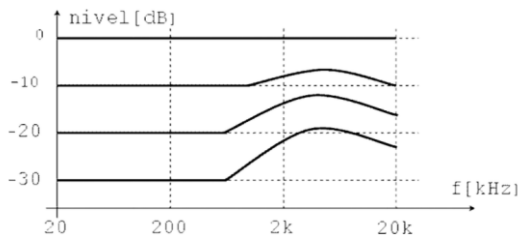
Dezavantaj: nu poate face diferența între zgomot și semnalul real

Sisteme de înregistrare – redare cu reducerea zgomotului la redare:
 Sistemele realizeaza: prelucrarea semnalului înainte de înregistrare
 prelucrarea inversa dupa redare



Avantaj: semnalul real nu este alterat si este obinut cu un RSZ ridicat
 Dezavantaj: functioneaza doar pe acelasi sistem (înregistrare si redare)

Sistemul Dolby

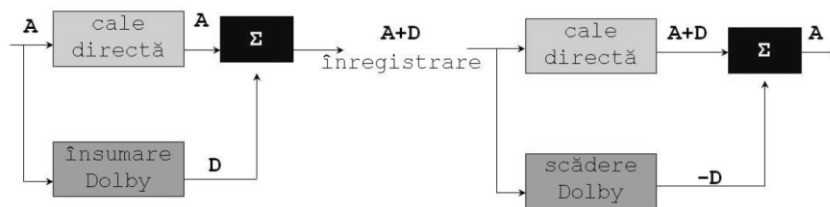


Zgomot:

- frecventa mare (1 ÷ 15 kHz)
- nivel scazut (-20 ÷ -40 dB)

Circuite Dolby:

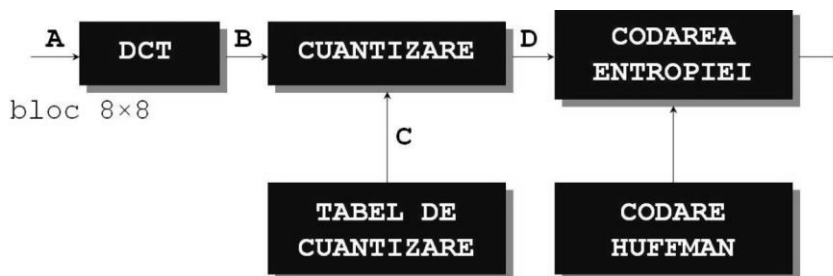
- în timpul înregistrării amplifica neliniar si selectiv
- realizeaza prelucrarea inversa la redarea semnalului
- maresta RSZ cu 9 dB



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. Prezentați 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):

- frecvența joasă cu precizie mare (pași mici, valori nenule)

- frecventa ridicata cu precizie mica (pasi mari, majoritar valori nule)

CODAREA DE ENTROPIE

- este folosita pentru obtinerea compresiei de date
- este utilizata o explorare în zig-zag pentru obinerea unor secvente lungi de zerouri
 - codarea RLE (Run-Length Encoding) ofera o compresie excelenta
 - codarea Huffman este utilizata pentru a obtine un factor de compresie mai mare

DCT (asemanator transformatei Fourier) converteste datele din domeniul timp

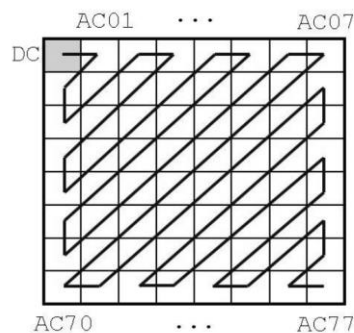
- un bloc de 8×8 (pixeli): linii 0 ÷ 7 si coloane 0 ÷ 7

în domeniul frecventa

- O matrice de 8×8 coeficienti
- locatia 00: coeficient DC -> componenta continua a blocului 8×8
- locatiile 01 ÷ 77 -> coeficienti AC frecventa joasa în coltul din stânga sus, frecventa ridicata în rest.

Explorarea în zig-zag

- începe cu coeficienii de frecventa joasa (nenuli)
- apoi cu coeficientii de frecventa ridicata (nuli)
- rezulta un sir lung de zerouri, dupa câteva valori semnificative, usor de codat entropia (RLE, Huffman)



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

- Înlaturarea redundantei spatiale
- Înlaturarea redundantei temporale
 - DCT
 - Compensarea miscarii
 - Predictie bidirectionala (interpolare)

MPEG utilizeaza trei tipuri de imagini:

Imagine I:

- codare JPEG
- independent de succesiunea imaginilor în miscare
- codare robusta
- independenta de erorile precedente
- factor de compresie scazut

Imagine P:

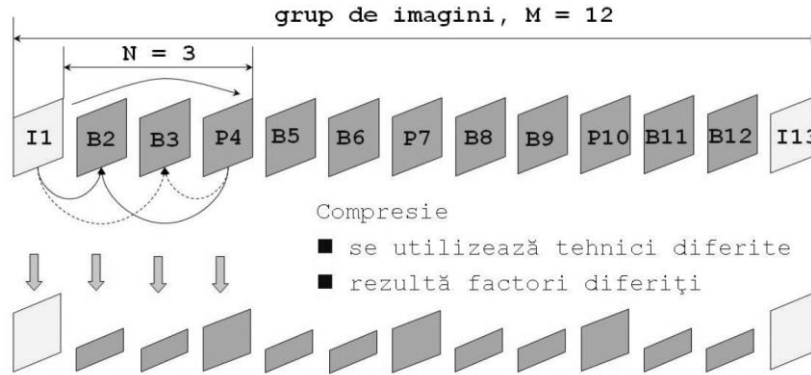
- este estimata o predictie a imaginii (compensarea miscarii)
- este codata diferenta dintre imaginea actuala si cea obinuta prin predictie
- succesiunea de predictii poate propaga eventuale erori
- factor de compresie mai mare

Imagine B:

- este calculata o imagine interpolata bidirecional folosind imaginile I si P
- estimarea este foarte buna

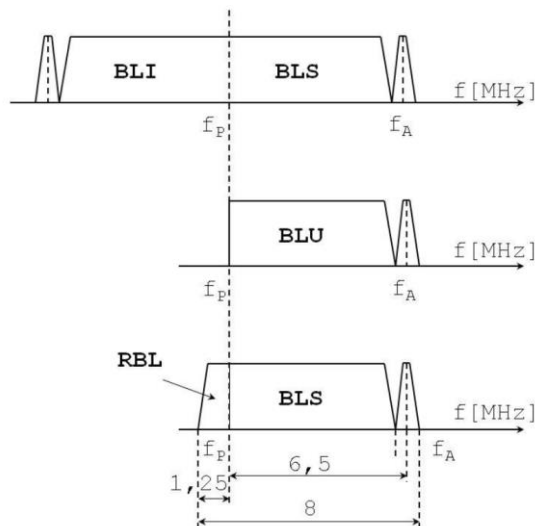
- poate propaga erori
- cel mai bun factor de compresie

Raport de compresie: determinat de M si N;
 uzual, M = 12 si N=3; M - perioada imaginii I, N - perioada imaginii P



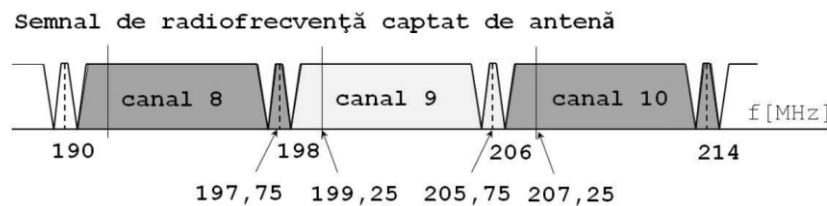
Rearanjarea succesiunii de imagini pentru transmisie: 1(I), 4(P), 2(B), 3(B), 7(P), 5(B), 6(B), 10(P), 8(B), 9(B), 13(I), 11(B), 12(B)

T5. Prezentăți structura și parametrii unui canal TV.

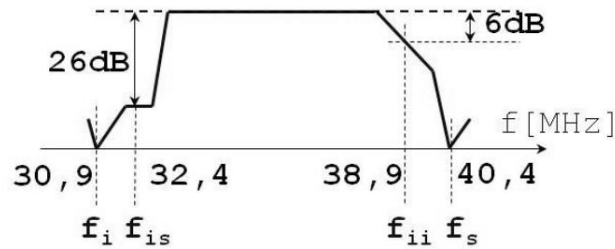


Modulație de amplitudine, MA -> eficiența scăzută
 MA cu banda laterală unică, MA-BLU -> imposibil de filtrat
 MA cu rest de bandă laterală, MA-RBL -> soluție standard

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 biți 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 biți 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 eșantioane ce se transmit pentru o linie în formatul 4:2:0.

Debit semnal numeric:

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

Standard televiziune digitala:

$$n = 8$$

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

Debit semnal numeric de televiziune:

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

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

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

Format 4:2:2:

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

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

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:

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

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

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

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

Linia in format 4:0:0:

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

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