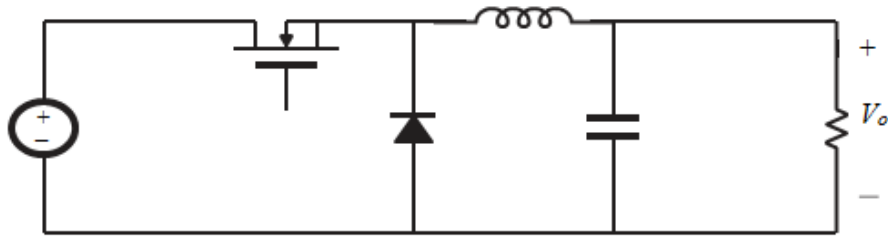


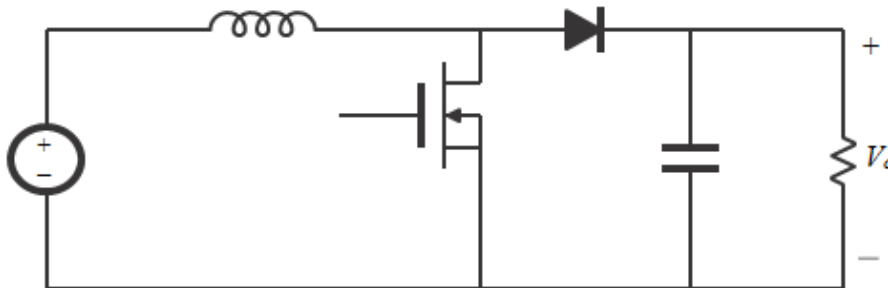
ELECTRONICĂ DE PUTERE

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.

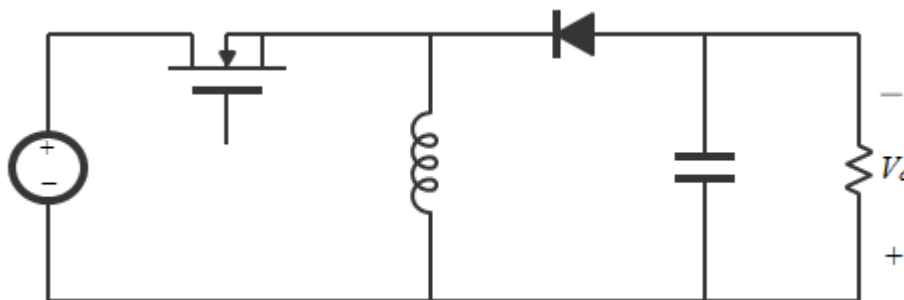
Soluție



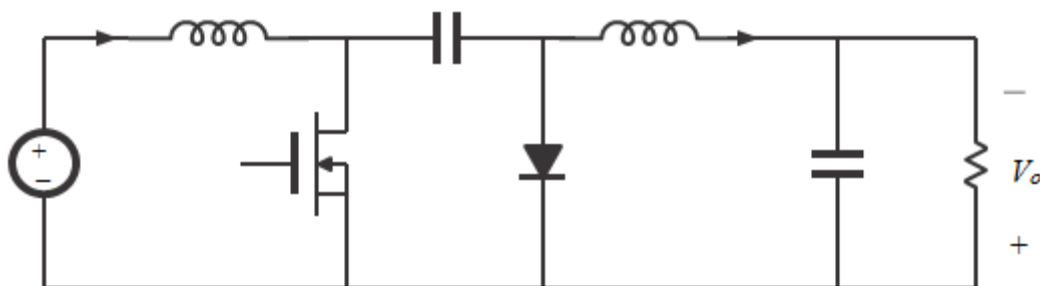
Convertorul Buck. $M(D)=D$.



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



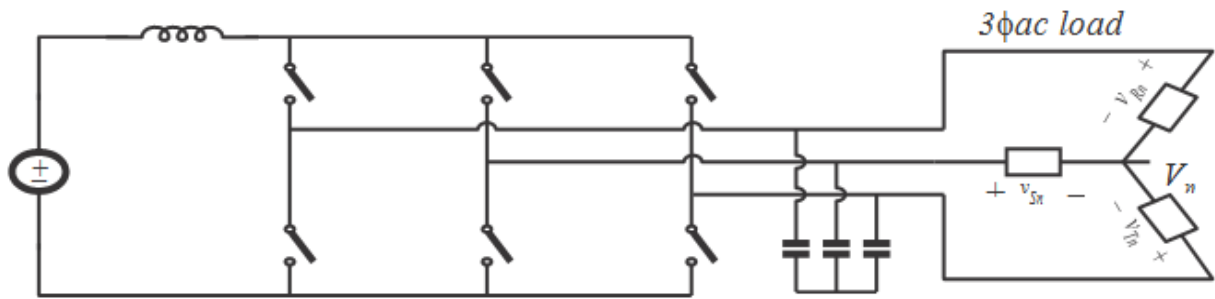
Convertorul Buck-Boost. $M(D) = \frac{D}{1-D}$



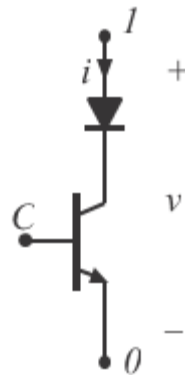
Convertorul Ćuk. $M(D) = \frac{D}{1-D}$

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*.

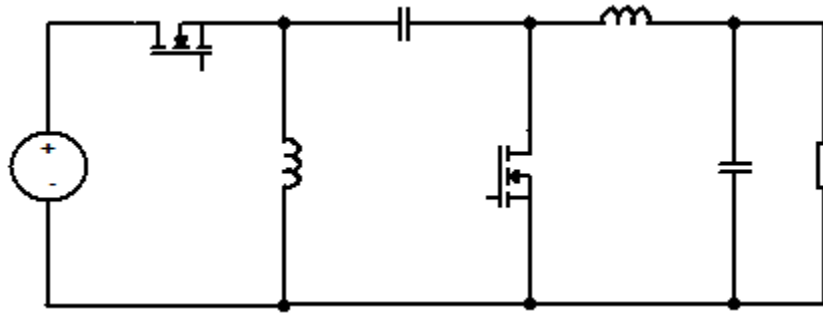
Soluție

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:

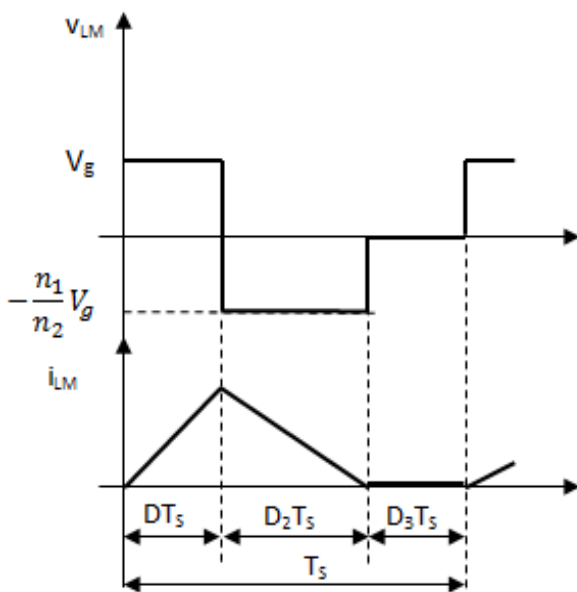
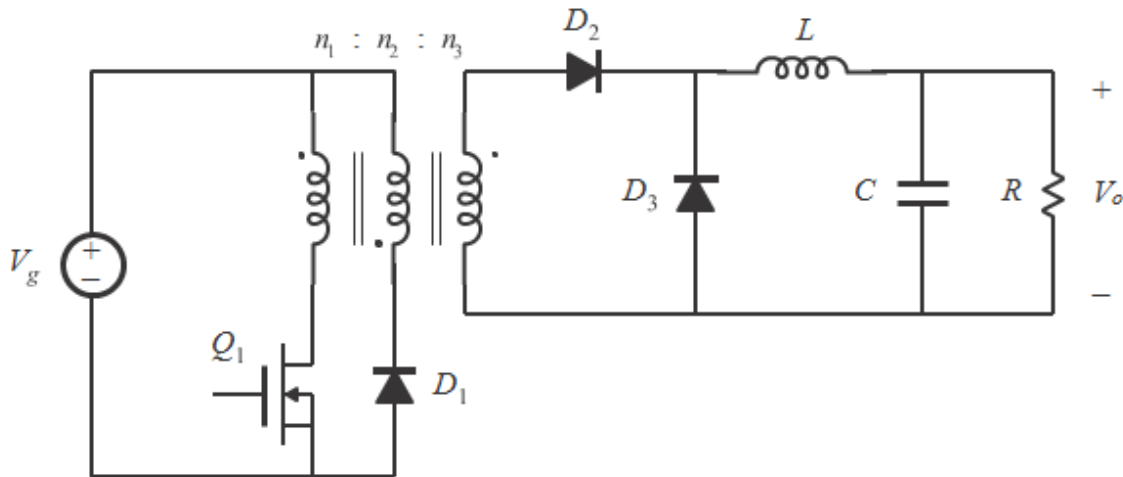
- *Randament ridicat* datorită pierderilor de conducție reduse.
- *Absența modului de conducție discontinuu*, deoarece diodele sunt cauza pentru care apare modul DCM și în redresorul sincron ele lipsesc.

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

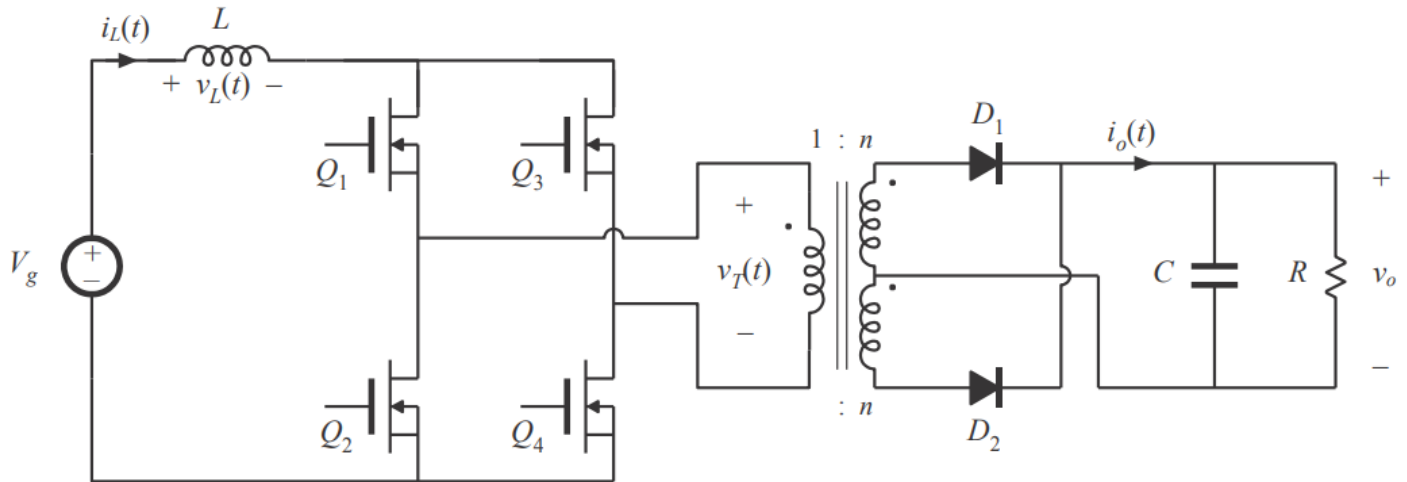
$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_2}{n_1}} \quad (5)$$

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.

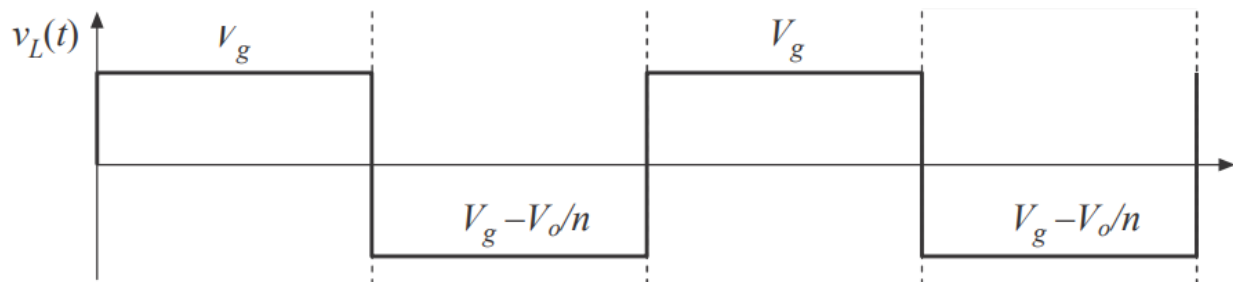
5. Convertor în punte de tip boost cu izolare galvanică: schema, modalitatea de comandă a tranzistoarelor, raportul static de conversie.

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

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

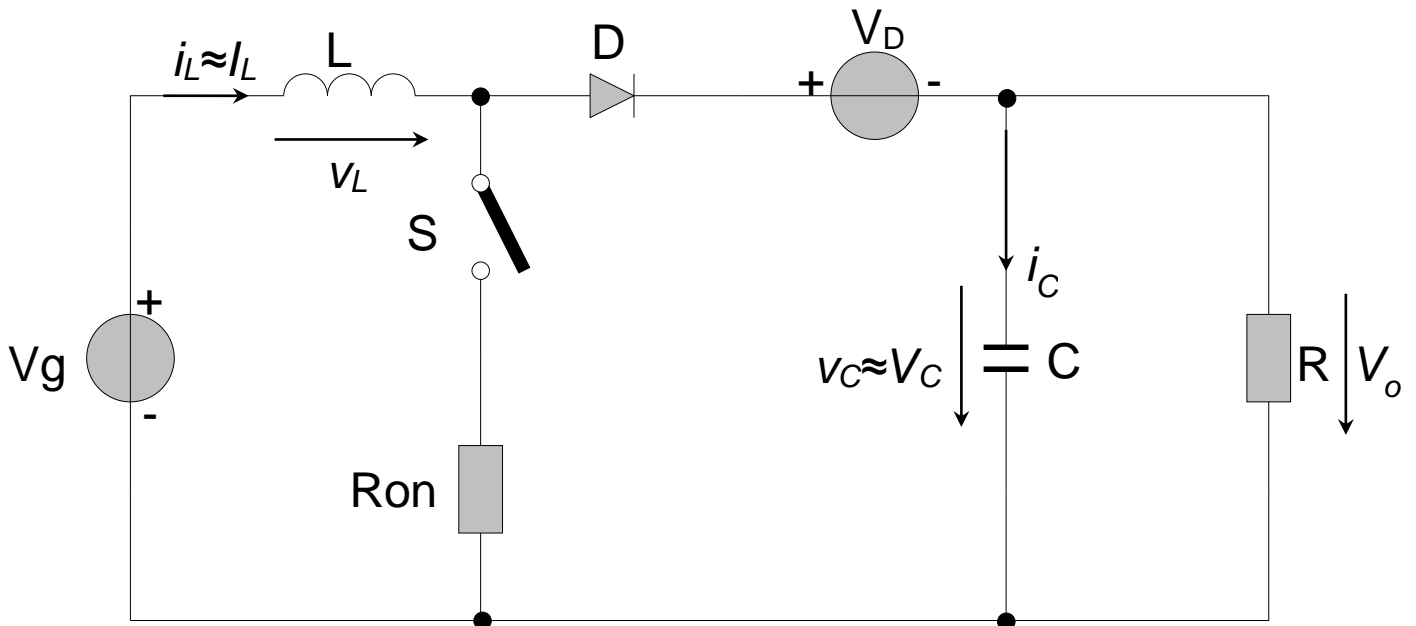
de unde raportul static de conversie $M = \frac{V_o}{V_g}$ este:

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

6. Într-un convertor *boost* CCM *neideal* alimentat de la 5 V și având o sarcină de 10 Ω tranzistorul are rezistența $R_{on}=20 \text{ m}\Omega$, iar dioda prezintă o cădere de tensiune în conducție $V_D=0,5 \text{ V}$. 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:

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

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

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.

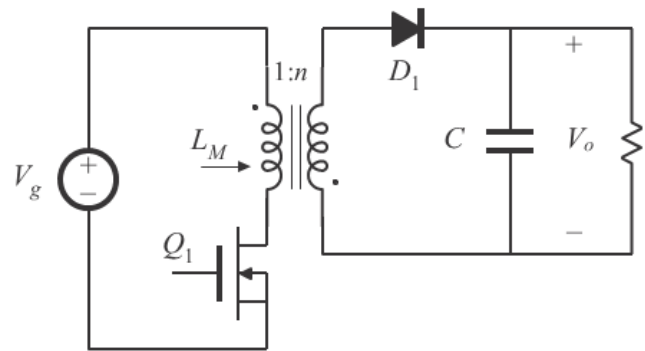
Soluție

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

• Teorie 1

Schema bloc a unui osciloscop cu memorare numerică și descrierea acesteia.

Rezolvare:

Schema bloc a unui osciloscop cu memorare numerică este prezentată în Fig. 1.

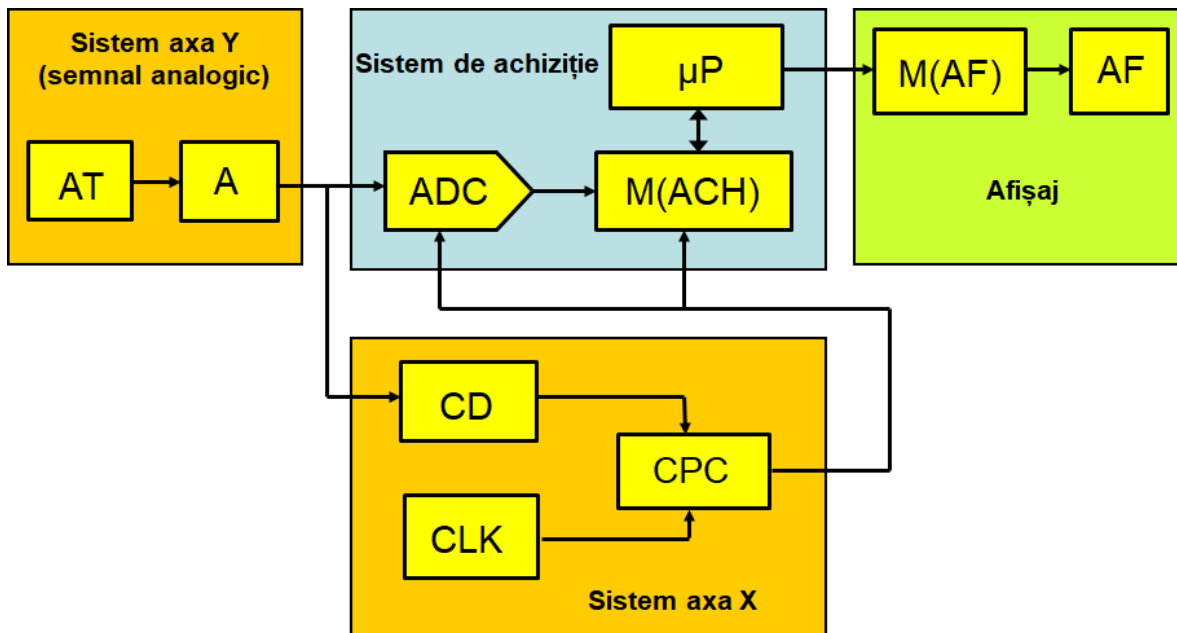


Fig. 1. Schema bloc a unui osciloscop cu memorare numerică.

Descrierea schemei bloc:

Sistemul pentru axa Y (atenuator AT & amplificator A)

- îndeplinește același rol ca la osciloscopul analogic.

Sistemul de achiziție (convertor analog-numeric ADC, memorie circulară pentru achiziție M(ACH) & microprocesor μP)

- ADC eșantionează semnalul la momente discrete de timp și convertește tensiunea de intrare la aceste momente de timp în valori numerice. Acestea sunt memorate în M(ACH) ca puncte ale semnalului. Numărul de puncte ale semnalului din cadrul unei înregistrări a semnalului reprezintă lungimea înregistrării. μP prelucrează punctele semnalului, comandă afișajul și gestionează comenzile de pe panoul frontal.

Sistemul pentru axa X (circuit de declanșare CD, sistem de tact CLK & circuit poartă și control (CPC))

- CD stabilește punctul de declanșare. Rata de eșantionare este stabilită de CLK. Ea este exprimată în eșantioane per secundă (de exemplu 1 GSa/s). CPC determină momentele de început și de sfârșit ale conversiei în funcție de punctul de declanșare și permite accesul impulsurilor de tact pe durata înregistrării. CLK și CPC reprezintă baza de timp a osciloscopului.

Afișajul (memoria pentru afișaj M(AF) & afișaj (AF))

- M(AF) memorează eșantioanele pentru afișaj;
- panou LCD/LED/TFT; afișează semnalul (reconstituit); comandă matricial fiecare pixel (x, y) (ecran de tip rastru).

• Teorie 2

Să se descrie tehnica de eșantionare secvențială.

Rezolvare:

Principiul tehnicii de eșantionare secvențială este prezentat în Fig. 2.

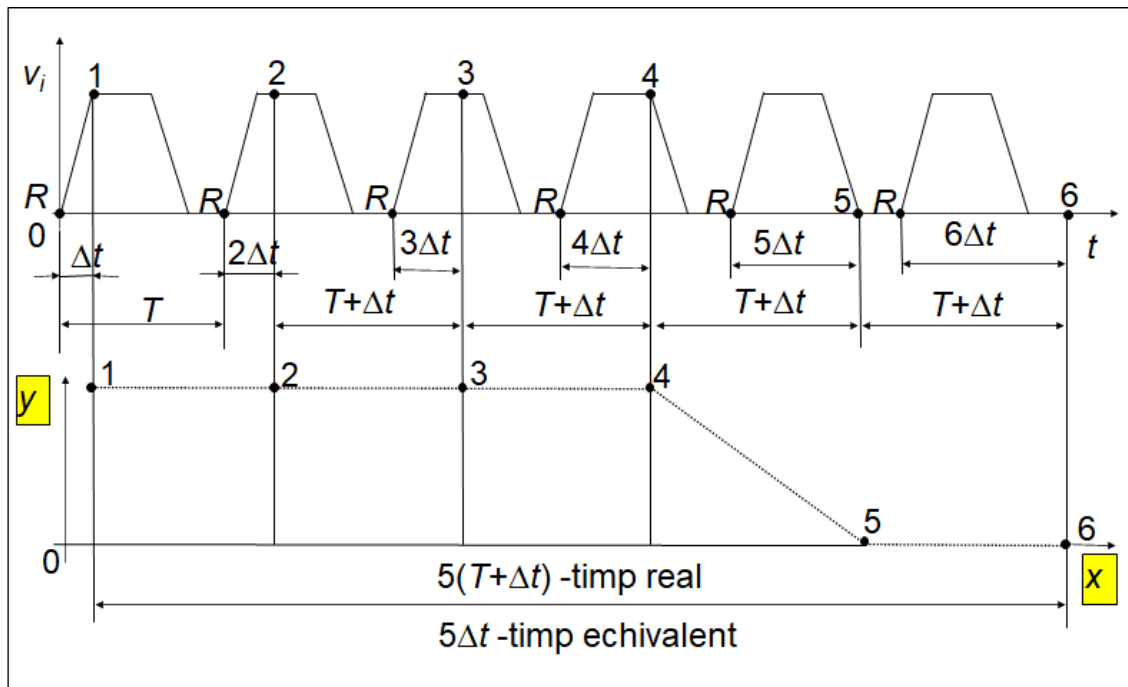


Fig. 2. Principiul tehnicii de eșantionare secvențiale.

Eșantionarea secvențială se aplică numai semnalelor periodice și constă în prelevarea în fiecare perioadă a semnalului de vizualizat a câte unui eșantion, eșantioanele succesive fiind întârziate tot mai mult față de un moment de referință R . Primul eșantion este prelevat cu o întârziere Δt față de momentul de referință R . Perioada de eșantionare este $T + \Delta t$, T fiind perioada semnalului. Ca urmare, în cea de-a doua perioadă a semnalului, eșantionul va fi prelevat cu o întârziere $2\Delta t$ față de momentul de referință R . În cea de-a treia perioadă a semnalului, eșantionul va fi prelevat cu o întârziere $3\Delta t$ față de momentul de referință R , ș.a.m.d. Deși eșantioanele sunt prelevate în perioade diferite, aparent ele aparțin aceleși perioade. Perioada aparentă de eșantionare este $T_{s,a} = \Delta t$, iar în realitate ea este $T_s = T + \Delta t$.

Exemplu: $\Delta t = 0,01T$. În acest caz $T_s \cong T$, iar perioada aparentă de eșantionare este $T_{s,a} = 0,01T$. Ca urmare, folosind această tehnică de eșantionare, banda de frecvențe a osciloscopului poate crește foarte mult, având în vedere că frecvența aparentă de eșantionare este de 100 de ori mai mare decât frecvența reală de eșantionare.

• Teorie 3

Sonda de tensiune pasivă a unui osciloscop cu reglare în conectorul BNC (schemele fără atenuare și cu atenuare 1:10, impedențele echivalente).

Rezolvare:

Schema acestei sonde cu atenuare 1:1 și, respectiv 1:10, este prezentată în Fig. 3.

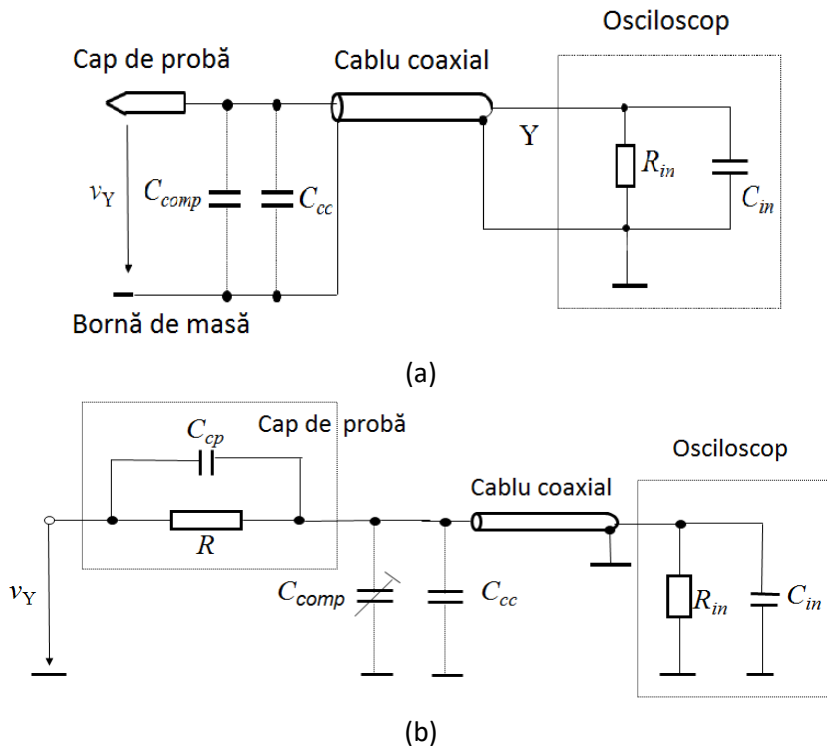


Fig. 3. Sondă cu atenuare în conectorul BNC: (a) atenuare 1:1 și (b) atenuare 1:10. R – rezistența din capul de probă, C_{cp} – capacitatea din capul de probă, C_{cc} – capacitatea cablului coaxial, C_{comp} – capacitatea de compensare, R_{in} – rezistența de intrare a osciloscopului, C_{in} – capacitatea de intrare a osciloscopului.

- atenuare 1:1

Rezistența de intrare este: $R_{i1} = R_{in}$.

Deoarece condensatoarele C_{comp} , C_{cc} și C_{in} sunt în paralel rezultă că valoarea capacității de intrare este: $C_{i1} = C_{comp} + C_{cc} + C_{in}$.

- atenuare 1:10

Raportul de divizare este: $k_d = 1 + \frac{R}{R_{in}} \Rightarrow R = (k_d - 1)R_{in} = 9R_{in}$.

Deoarece rezistoarele R și R_{in} sunt în serie rezultă că rezistența de intrare este: $R_{i10} = R + R_{in} = 10R_{in}$.

Rezultă că: $R_{i10} = 10R_{i1}$.

Condiția de compensare este: $R \cdot C_{cp} = R_{in} \cdot (C_{comp} + C_{cc} + C_{in})$.

Din relația de mai sus rezultă că: $C_{cp} = \frac{R_{in}}{R} \cdot (C_{comp} + C_{cc} + C_{in}) = \frac{C_{comp} + C_{cc} + C_{in}}{9}$.

Condensatorul C_{cp} este în serie cu condensatoarele C_{comp} , C_{cc} și C_{in} , care sunt în paralel. Rezultă că

valoarea capacității de intrare este: $C_{i10} = \frac{C_{cp} \cdot (C_{comp} + C_{cc} + C_{in})}{C_{cp} + C_{comp} + C_{cc} + C_{in}} = \frac{\frac{(C_{comp} + C_{cc} + C_{in})^2}{9}}{10 \frac{C_{comp} + C_{cc} + C_{in}}{9}} = \frac{C_{comp} + C_{cc} + C_{in}}{10}$.

• Teorie 4

Tensiunea perturbatoare alternativă serie (schema, cauzele apariției acesteia, definiția factorului NMRR).

Rezolvare:

Modul de apariție a tensiunii perturbatoare alternative serie este prezentat în Fig. 4.

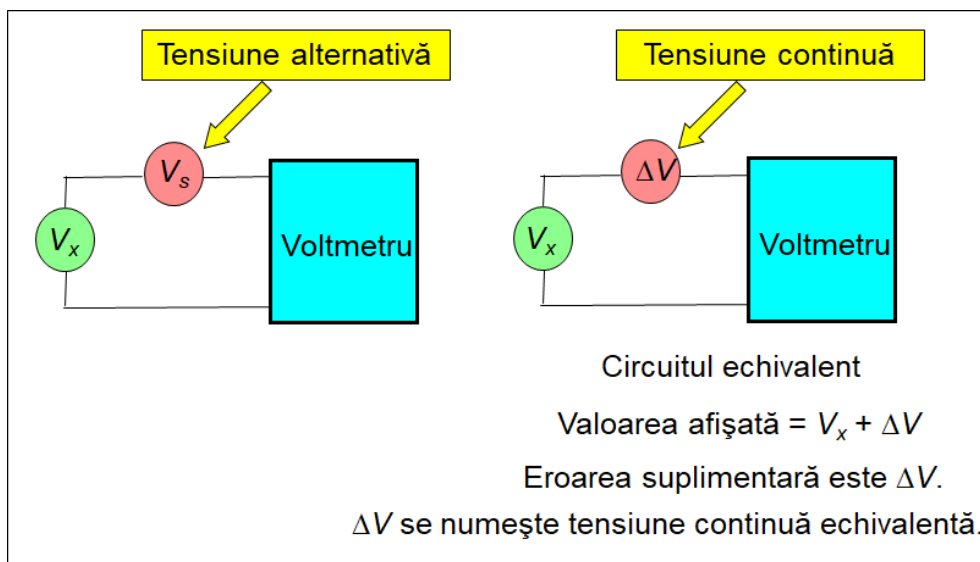


Fig. 4. Tensiunea perturbatoare alternativă serie.

Tensiunile perturbatoare serie alternative sunt adesea tensiuni cu frecvența rețelei care apar fie prin cuplaj inductiv sau capacitiv cu rețeaua, fie provin chiar de la sursa a cărei tensiune se măsoară (de exemplu o tensiune redresată și insuficient filtrată).

Proprietatea voltmetrelor de tensiune continuă de a rejecta perturbațiile alternative serie este caracterizată prin raportul de rejecție serie, **Normal Mode Rejection Ratio** (acronim **NMRR**):

$$NMRR (dB) = 20 \lg \left(\frac{V_{sm}}{\Delta V} \right),$$

în care: V_{sm} este amplitudinea tensiunii alternative perturbatoare;

ΔV este tensiunea continuă echivalentă.

• Teorie 5

Tensiunea perturbatoare de mod comun (schema, cauzele apariției acesteia, definiția factorului CMRR).

Rezolvare:

Modul de apariție a tensiunii perturbatoare de mod comun este prezentat în Fig. 5.

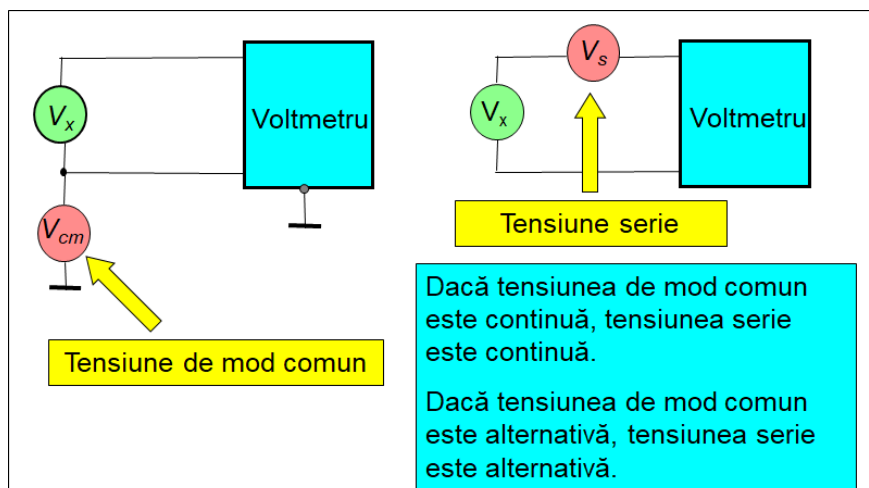


Fig. 5. Tensiunea perturbatoare de mod comun.

Tensiunea perturbatoare de mod comun este tensiunea comună ambelor borne de intrare. Ea apare între fiecare bornă de intrare și un punct de referință, de obicei carcasa aparatului sau pământul.

Proprietatea voltmetrelor de tensiune continuă de a rejecta perturbațiile de mod comun este caracterizată prin raportul de rejecție de mod comun, **Common Mode Rejection Ratio** (acronim **CMRR**):

$$CMRR (dB) = 20 \lg \left(\frac{V_{cm}}{V_s} \right),$$

în care: V_{sc} este tensiunea perturbatoare de mod comun;

V_s este tensiunea serie echivalentă.

● Problema 1

Se consideră semnalul din figura de mai jos, care se aplică la intrarea unui osciloscop analogic. Baza de timp a osciloscopului funcționează în regim declanșat. Durata cursei directe corespunde celor 10 diviziuni orizontale, iar a celei inverse unei diviziuni. Sincronizarea se realizează pe frontul pozitiv al semnalului. Coeficientul timp/div este egal cu $c_t = 1 \text{ ms/div}$. Pe ecranul osciloscopului se observă 4 perioade ale semnalului. Se cer:

- să se determine valoarea frecvenței semnalului;
- să se deseneze semnalul furnizat de baza de timp a osciloscopului și să se specifice duratele curselor directă, inversă și a timpului de așteptare, dacă întârzierea stabilită cu reglajul de HOLD-OFF este $t_{HO} = 2,7 \text{ ms}$.



Fig. 6. Semnalul sinusoidal vizualizat pe ecranul osciloscopului.

Rezolvare:

a) $T = 1/f$ este perioada semnalului de vizualizat.

Durata semnalului vizualizat pe ecranul osciloscopului este: $4 \cdot T = 10 \cdot c_t$.

Din relația de mai sus rezultă: $f = \frac{2}{5 \cdot c_t} = 400 \text{ Hz}$.

b) Perioada semnalului este: $T = \frac{1}{f} = 2,5 \text{ ms}$.

Semnalul de intrare și cel furnizat de baza de timp sunt prezentate în Fig. 7.

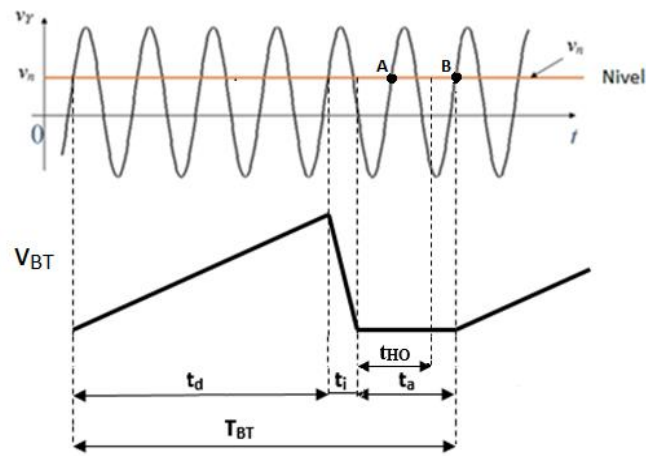


Fig. 7. Semnalele de intrare și cel furnizat de baza de timp a osciloscopului.

Durata cursei directe: $t_d = 4 \cdot T = 10 \text{ ms}$.

Durata cursei inverse: $t_i = 1 \text{ ms}$.

Deoarece $\frac{t_d + t_i + t_{HO}}{T} = 5,48$, rezultă că o nouă declanșare a bazei de timp se va realiza după un număr de periade egal cu cel mai mic număr întreg mai mare sau egal cu 5,48, care este 6. Ca urmare, avem: $T_{BT} = 6 \cdot T$ și $t_a = T_{BT} - t_d - t_i = 6 \cdot T - t_d - t_i = 4 \text{ ms}$.

• Problema 2

În figura de mai jos se prezintă schema unui redresor de precizie din cadrul unui convertor c.a. – c.c. de valoare medie, la care semnalul de intrare se aplică la intrarea neinversoare a AO. Se cer:

- să se explice funcționarea redresorului, presupunând că diodele sunt ideale.
- să se determine valoarea medie redresată, V_{om} , în funcție de valoarea efectivă a semnalului sinusoidal de intrare V_{ief} ; care trebuie să fie relația dintre R_1 și R_2 astfel încât $V_{om} = V_{ief}$.

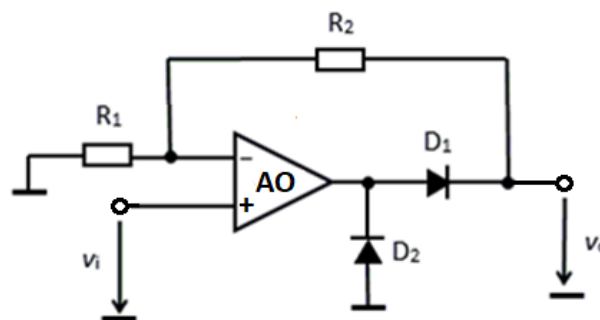


Fig. 8. Schema unui redresor de precizie la care semnalul de intrare se aplică la intrarea neinversoare a AO.

Rezolvare:

a) Tensiune sinusoidală aplicată la intrarea circuitului este definită prin: $v_i(t) = \sqrt{2}V_{ief}\sin(2\pi ft)$, în care V_{ief} și f sunt valoarea efectivă și frecvența semnalului de intrare.

Avem următoarele situații:

- $v_i(t) > 0$

În această situație, dioda D_1 este polarizată direct, iar dioda D_2 este polarizată invers. Circuitul obținut este un amplificator neinversor format din AO și rezistențele R_1 și R_2 . Tensiunea de ieșire a acestuia este: $v_o(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i(t)$.

• $v_i(t) < 0$

În această situație, dioda D_1 este polarizată invers, iar dioda D_2 este polarizată direct. C Dioda D_2 , de antisaturație, are rolul de evita intrarea în saturație spre tensiuni negative a AO. Deoarece dioda D_1 nu conduce rezultă că: $v_o(t) = 0$.

$$\text{Deci, avem: } v_o(t) = \begin{cases} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i(t), & \text{dacă } v_i(t) > 0 \\ 0, & \text{dacă } v_i(t) < 0 \end{cases}$$

Ca urmare, avem un redresor monoalternanță. Avantajul acestui redresor față de redresorul prezentat anterior este faptul că are o impedanță de intrare foarte ridicată deoarece intrarea sa se aplică la intrarea neinversoare a AO.

b) Valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$V_{omed} = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{ief} = \frac{1}{K_f} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{ief},$$

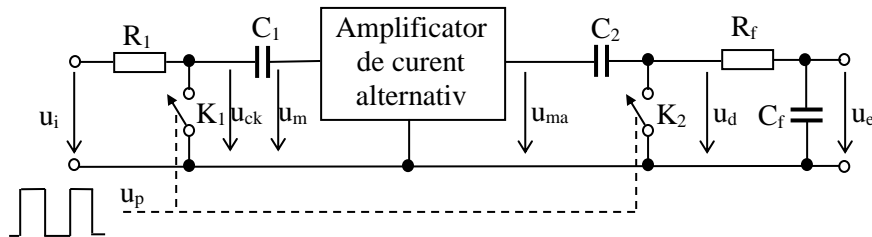
în care $K_f = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cong 2,22$ este factorul de formă corespunzător redresării monoalternanță.

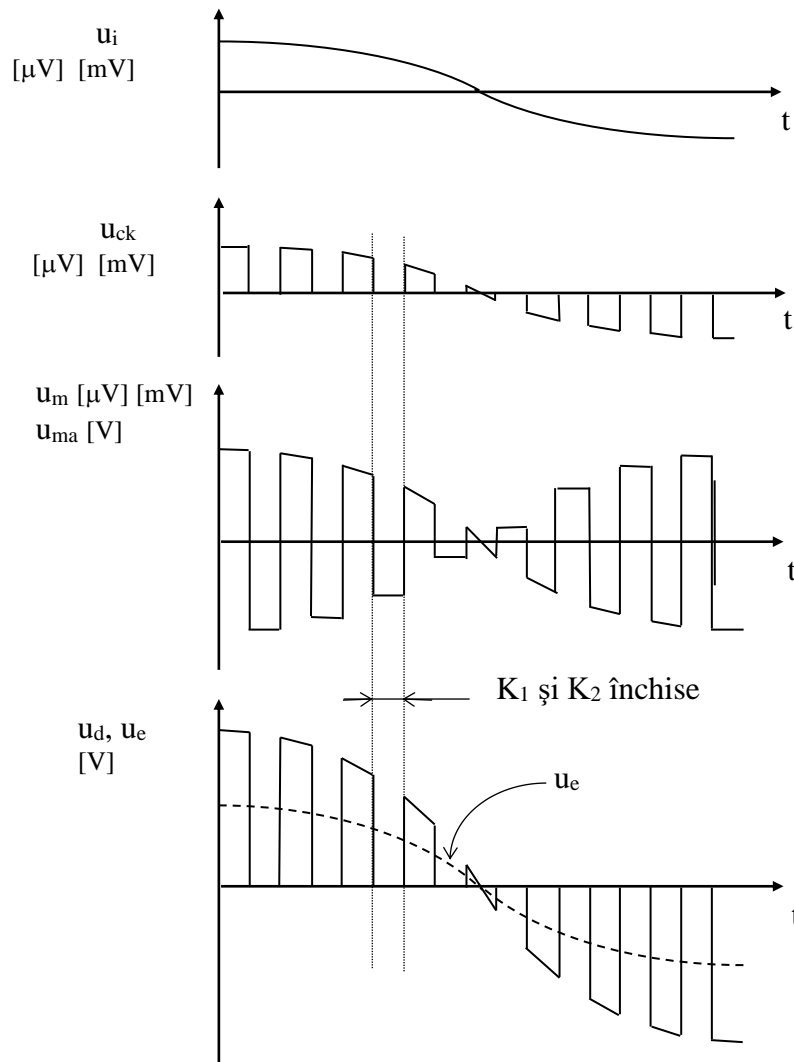
Din expresia de mai sus rezultă că: $R_2 = (K_f - 1)R_1 \Rightarrow V_{omed} = V_{ief}$.

SISTEME DE ACHIZIȚII DE DATE ANUL 3, SEMESTRUL 5

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

Amplificatorul cu modulare-demodulare (AMD) este utilizat pentru amplificarea cu 60÷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 zecimal 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} : $D_{CBN} = D_{CF} \cdot 2^N$.

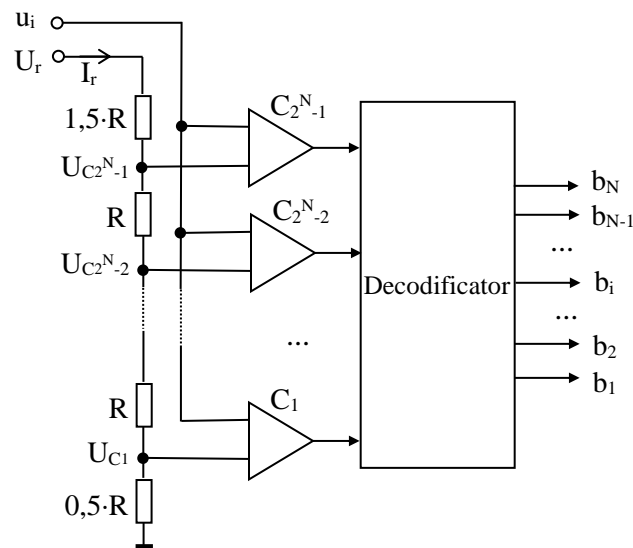
Eroare de zero (Δ_0) (eroare absolută) reprezintă valoarea mărimii de ieșire dacă la intrare s-a aplicat codul numeric pentru ieșire zero.

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

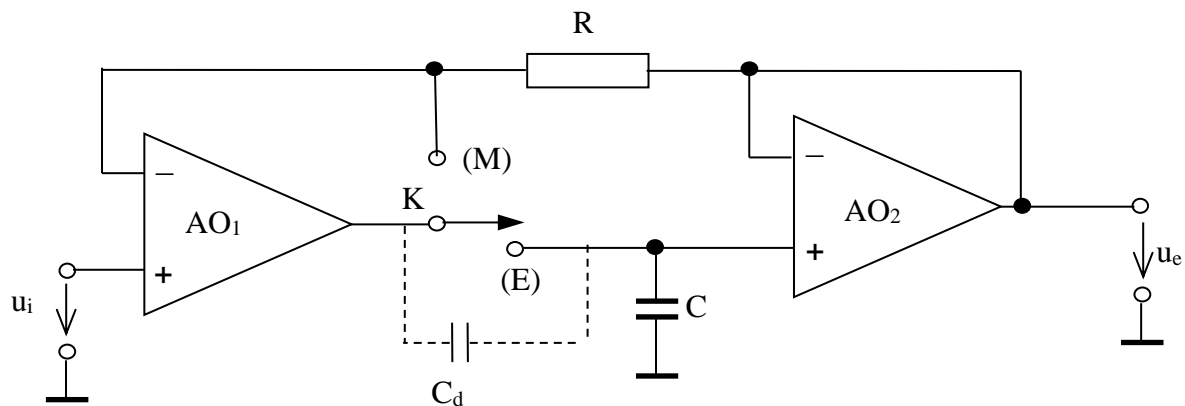
3. Convertor analog numeric cu comparare de tip paralel – cuanta, structura de principiu, calculul tensiunilor de comparare.

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.

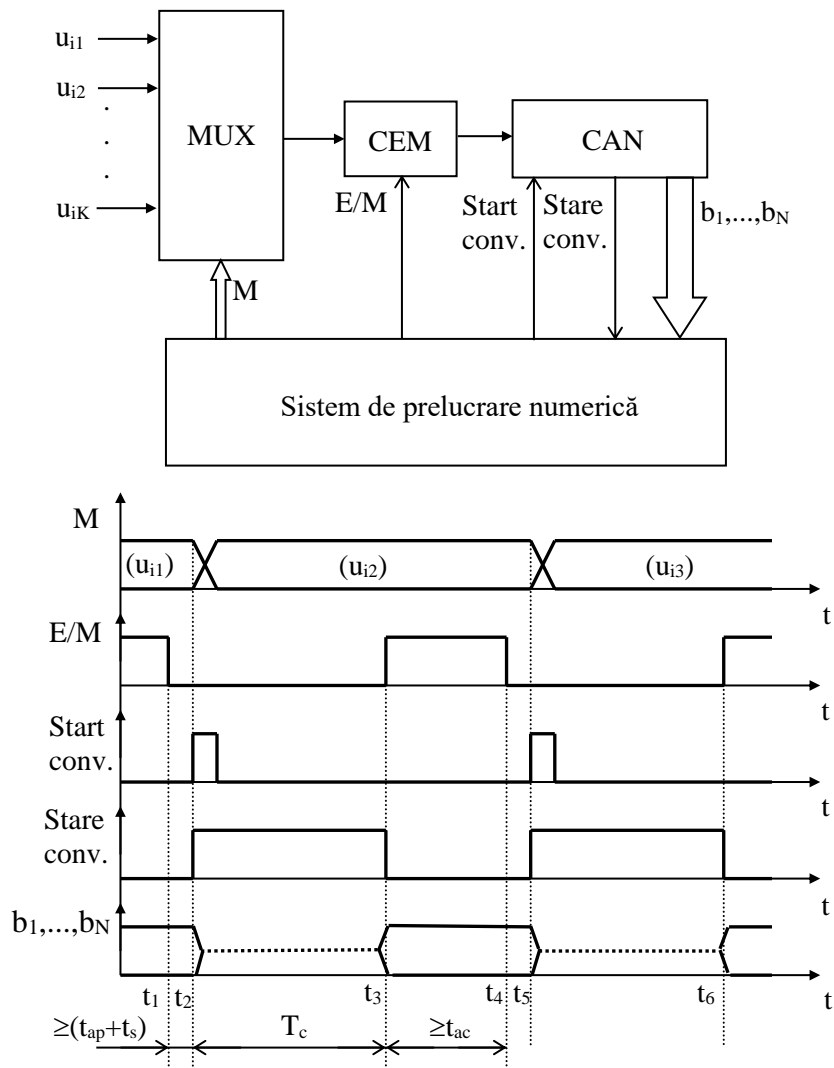


Reacția globală asigură eliminarea erorilor de decalaj corespunzătoare amplificatorului operațional de la ieșire AO2. În cazul structurii de principiu din figură, erorile de decalaj ale CEM sunt date de AO1, care trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj.

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, calculul perioadei minime de achiziție.



Perioada minimă de achiziție: $T_{ac} = K*(t_{ap} + t_s + T_c + t_{ac})$

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 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 $1 \text{ k}\Omega$.

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

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

$$I_{0\text{max}} = (2^N - 1) * 1\text{LSB}_i = (2^8 - 1) * 20 = 255 * 20 = 5100 \text{ }\mu\text{A} = 5,10 \text{ mA}$$

$$\text{(Varianta: } I_{0\text{max}} = \text{FSR}_i - 1\text{LSB}_i = 5,12 - 0,02 = 5,10 \text{ mA)}$$

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

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

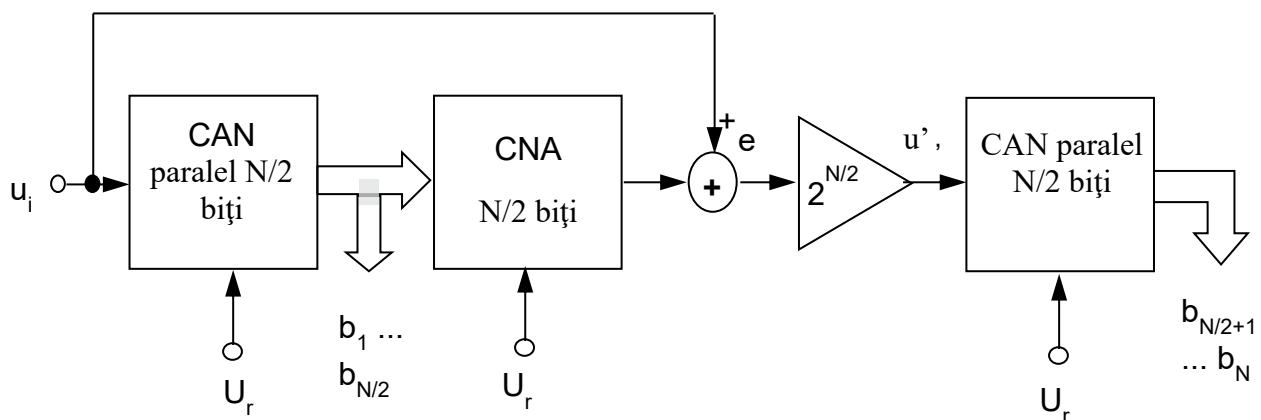
Domeniul de valori ce pot fi codificate în CBD pe N biți este: $-2^{N-1} \div 2^{N-1} - 1 \Rightarrow$ pentru $N = 8$ avem

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

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

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

7. Se consideră un CAN cu comparare de tip serie paralel ($P = Q = N / 2$) de $N = 8$ biți, $\text{FSR} = 5,12 \text{ V}$, 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 $u_i = 2,16 \text{ V}$. 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.



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

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

$u_i = 2.16 \text{ V} \Rightarrow D_1 = u_i / 1\text{LSB}_{N/2} = 2,16 / 0,32 = 216 / 32 = 6,7\dots$ 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: $U_{\text{CNA}} = D_1 * 1\text{LSB}_{N/2} = 6 * 0,32 \text{ V} = 1,92 \text{ V}$

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:

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

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

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

RAI 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.

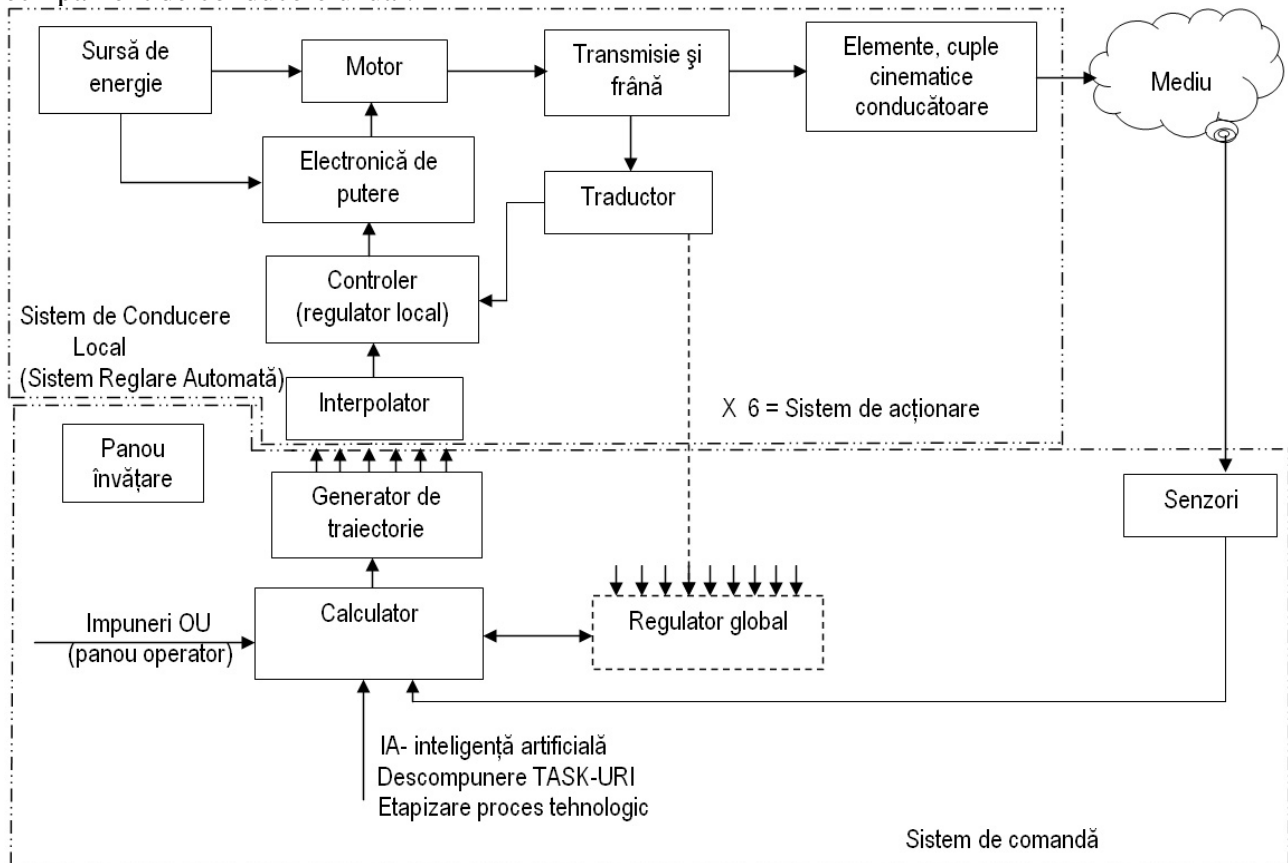


Fig.nr.2.1.Schema bloc detaliată a unui sistem robot

RAI 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 \mathbf{p} și \mathbf{q} sunt doi cuaternioni :

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

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

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

sau :

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

Fie un *cuaternion unitate* de forma :

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

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

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

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

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

RAI 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 $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$.

RAI 4. Problema conducerii unui robot

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

I). Parcurgerea etapelor unui proces tehnologic presupune deplasarea

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

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

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**.

RAI 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:

$$\begin{array}{l} q(0) = a_0 \\ q(t_f) = q_f \\ \dot{q}(0) \\ \dot{q}(t_f) \end{array} \rightarrow \text{mărimi țintă impuse}$$

Se formează sistemul:

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

Se rezolvă sistemul și se obțin soluțiile :

$$a_0 = q_0$$

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

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

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

RAI 6. Conducerea unui robot în coordonate carteziane

În cazul conducerii în acest mod, punctului caracteristic i se impune o traiectorie continuă în spațiul cartezian. Se alege și se proiectează (se calculează) legea de mișcare a punctului caracteristic pe o traiectorie spațială impusă de procesul tehnologic. Uneori se determină și vitezele, accelerațiile cu care punctul caracteristic trebuie să se deplaseze..

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

Generarea mișcării în coordonate carteziane

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

t=t₀;

buclă: așteaptă pentru noul interval de interpolare

t= t+ Δ t ; {incrementează timpul}

$H(t), \dot{H}(t), \ddot{H}(t)$ {valorile situařii vitezei ři accelerařiei punctului
 caracteristic la momentul t (expresii matriciale)}
 $Q(t), J(t), J^{-1}[H(t)]$ {calculul soluřiilor řn 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.

RAI 7. Conducerea unui robot řn coordonate c.c.c.

Această metodă de conducere este frecvent utilizată řn 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 řn coordonate c.c.c.** , **coducerea řn coordonate robot**, respectiv **conducerea řn coordonate articulare**.

Řn literatura de limbă engleză terminologia folosită este **joint motion** (joint řnseamnă articulație).

Specificarea mișcării řn coordonate c.c.c.

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

a). Determinarea punctelor țintă ři via řn coordonate c.c.c.

- řn cazul řn care robotul a fost řnvățat prin instruire (programat prin řnvățare), cazul robořilor simpli, punctele țintă ři via sunt memorate direct řn coordonate c.c.c. De aceea această etapă, řn acest caz, nu presupune decăt preluarea din memorie a punctelor řnvățate;
- pentru roboři evoluai, la care modelarea mediului se face prin calcul, se calculează matricile T_6 pentru fiecare etapă a procesului tehnologic ři, cu analiza cinematică inversă, se determină punctele țintă řn 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 ři rezistențele ce trebuiesc řvinse se řtiu, iar puterea P se cunoaște pentru fiecare motor. ($P = \sum F \times v$)

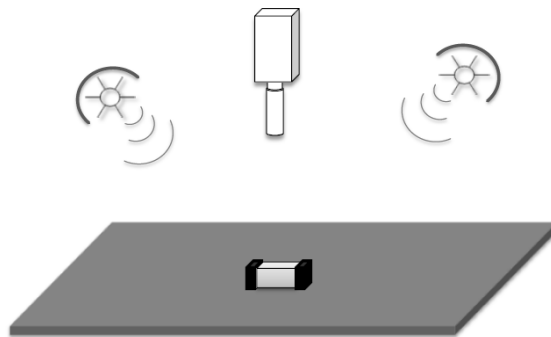
Generarea mișcării řn coordonate c.c.c.

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

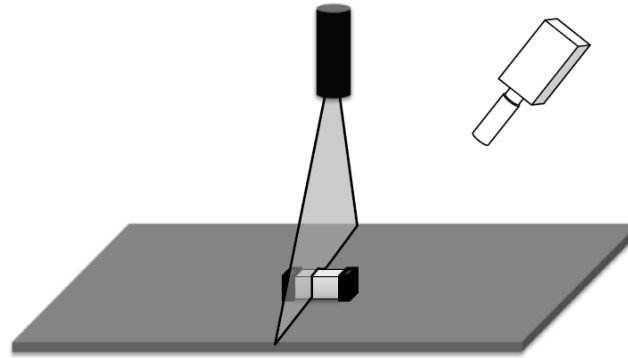
TESTAREA ECHIPAMENTELOR ELECTRONICE pt. EA

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):**



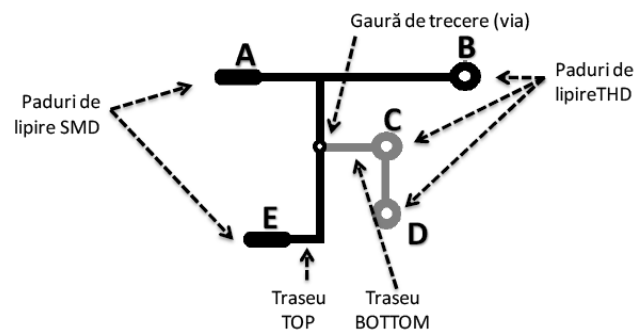
- utilizează una sau mai multe camere montate perpendicular pe planul de inspecție care este iluminat din multiple unghiuri.
 - Imaginea obținută permite efectuarea de măsurători pe direcțiile X și Y, în urma unui proces de calibrare.
 - Metoda se folosește pentru inspecția plăcilor neechipate în scopul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

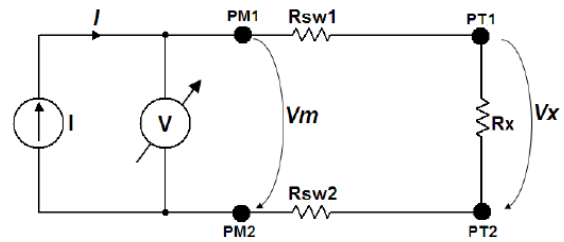
Tehnici pentru măsurarea rezistențelor dintre punctele de test situate la extremitățile unei rețele conductoare:

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:

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

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

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

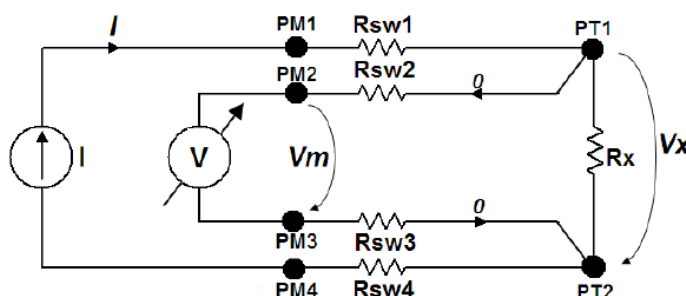
- Sursa de curent este conectată la punctele de test prin două puncte de măsură iar voltmetru prin alte două puncte de măsură.

- Se poate neglija curentul prin voltmetru pentru că impedanță de intrare a acestuia mult mai mare decât valorile de ordinul ohmilor pe care dorim să le măsurăm.

- Tensiunea măsurată este: **$V_m = I \cdot R_x$**

- Eroarea de măsură devine nulă indiferent de rezistențele comutatoarelor.

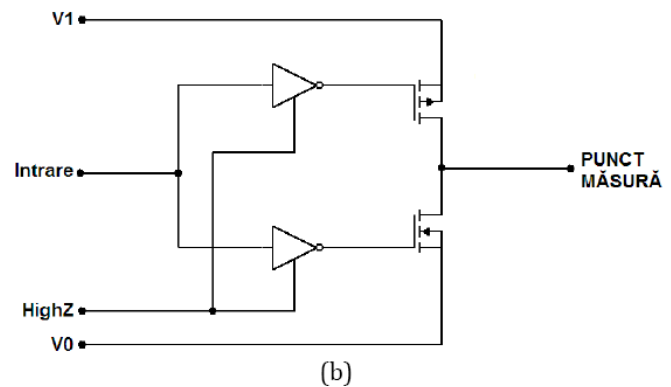
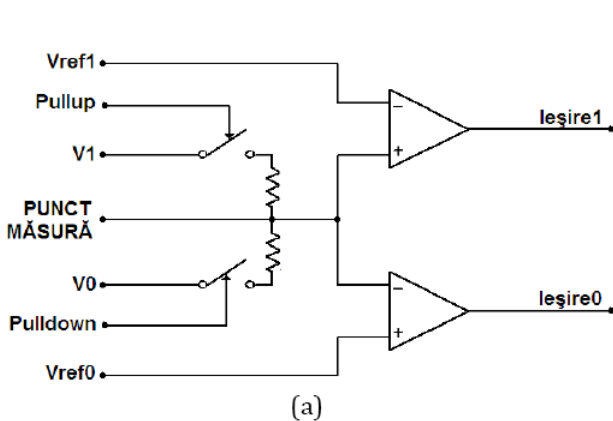
- Configurația de măsură elimină necesitatea calibrării și a compensării software însă utilizează de două ori mai multe puncte de măsură decât varianta prezentată anterior.



ST3. Resurse de testare digitală – 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” ($I_{esire1} = 1$) și una care semnalează starea logică „0” ($I_{esire0} = 1$).
- Configurația permite nu doar detecția nivelurilor logice ci și detecția stării interzise, în care tensiunea din punctul de măsură, V_{PM} se află între cele două praguri de referință.



- Pentru $V_{PM} > V_{ref1}$ – vom avea $I_{eșire1} = 1$ și $I_{eșire0} = 0$
- Pentru $V_{PM} < V_{ref0}$ – vom avea $I_{eșire1} = 0$ și $I_{eșire0} = 1$
- Pentru $V_{PM} < V_{ref1}$ și $V_{PM} > V_{ref0}$ – vom avea $I_{eșire1} = 0$ și $I_{eșire0} = 0$
- 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. Masurarea 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:

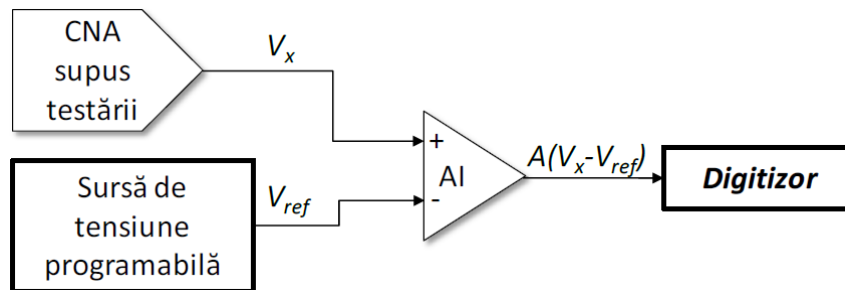
(i) **Precizia digitizorului:** *pentru testarea unui convertor pe n biți digitizorul trebuie să ofere o precizie de cel puțin $LSB/10$, ceea ce, ținând cont de zgomot și de erorile proprii digitizorului, solicită ca acesta să opereze pe cel puțin $n+4$ biți. Și atunci cum testăm un convertor pe 32 biți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

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

Principiul 5 – Paradoxul Pesticidelor

Acest principiu afirmă faptul că repetarea aceluiași teste este inefficientă. Dacă un test este executat în repetate rânduri în cele din urmă nu va mai identifica defecte. Pentru a contracara “paradoxul pesticidelor” – aplicarea unui pesticid asupra unui dăunător/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 noțiunea de risc. Riscul reprezintă de fapt o problemă potențială care are o probabilitate de a se întâmpla între 0% și 100% și un anumit impact. Diferite sisteme au diferite nivele de risc și impactul problemelor variază. Anumite probleme sunt triviale dar altele pot cauza costuri mari – timp, bani sau reputația afacerii – sau pot duce și la situații mai grave. Nivelul de risc influențează alegerea metodologiilor, tehnicilor și tipurilor de testare.

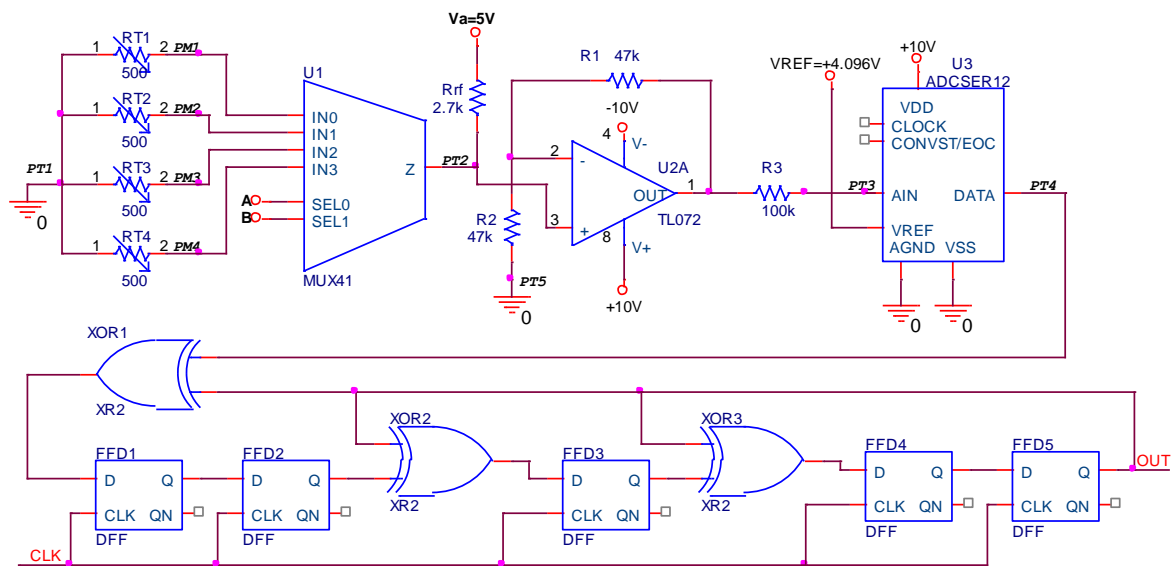
Principiul 7 – Absența erorilor nu este o garanție a calității produsului.

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

indeplineste cerintele. Validarea implica evaluarea sistemului pentru a determina daca indeplineste nevoile si asteptarile utilizatorilor si daca si-a indeplinit scopul.

APLICATIA 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 selecție 01 este selectat senzorul RT2. La temperatura de 80°C (în punctul PM2) valoarea rezistenței senzorului va fi $RT2 = 500\Omega + 80^\circ\text{C} * 5\Omega/^\circ\text{C} = 900\Omega$.

Valoarea tensiunii în punctul PT2 este dată de divizorul alcătuit din RT2 și Rrf:

$$V_{PT2} = V_a * RT2 / (RT2 + R_{rf}) = 5\text{V} * 900\Omega / (900\Omega + 2700\Omega) = 1.25\text{V}.$$

În funcționare normală U2A împreună cu rezistențele R1 și R2 implementează un amplificator neînversor având amplificarea $A = 1 + R1 / R2 = 1 + 47\text{k}\Omega / 47\text{k}\Omega = 2$.

Prin urmare în funcționare corectă tensiunea în punctul PT3 va fi $V_{PT3} = V_{PT2} * A = 2.5\text{V}$.

Dacă terminalele rezistenței R1 sunt în scurtcircuit atunci $R1 = 0\Omega$, iar amplificarea va fi $A_f = 1$.

Ca urmare în prezenta erorii tensiunea în 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 $N = 12$ biți rezultă $q = 1\text{mV}$.

Numărul obținut la ieșirea convertorului va fi $D = V_{PT3} / q = 2500$.

Secvența binară corespunzătoare 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 secvenței de date de la iesirea convertorului este:

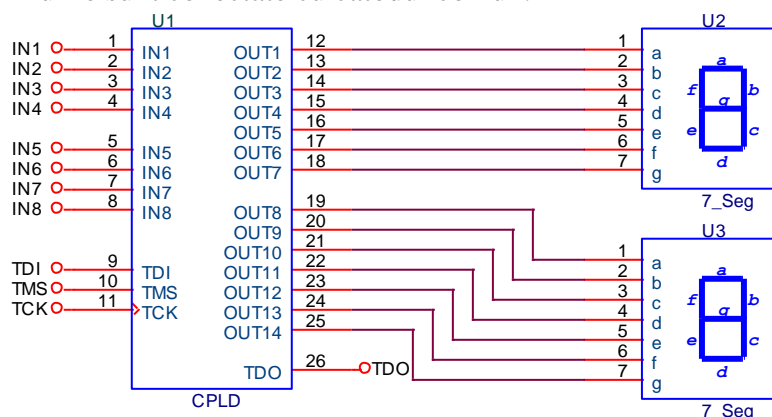
$D(x) = x^{11} + x^8 + x^7 + x^6 + x^2$.

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.



- 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)
- 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.
- Care este starea segmentelor circuitului U2 in prezenta erorii NFBF₀(OUT3, OUT4). Se consideră situatiile când se afișează cifrele 0 si 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 in U1 pentru D1=6 si D2 =9 trebuie sa setam intrarile dupa cum urmeaza: IN1 = 0, IN2 = 1, IN3 = 1, IN4 = 0, respectiv IN5 = 1, IN6 = 0, IN7 = 0, IN8 = 1.

Registrul de scanare pentru instructiunea PRELOAD va avea urmatorul 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 iesirilor OUT1 – OUT14 nu conteaza in aceasta etapa)

Daca circuitul functioneaza corect dupa executia instructiunii INTEST la iesirile OUT1 – OUT7 si respectiv OUT8 – OUT14 va trebui sa avem codul corespunzator afisarii in format 7 segmente a cifrelor D1=6 si 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. (in paranteză s-a notat segmentul comandat).

Registrul de scanare dupa instructiunea INTEST va avea urmatorul continut:

1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 X X X X X X X X. (Valorile bitilor IN1 – IN8 nu sunt relevante).

b) Pentru a testa toate conexiunile dintre U1 si U2 respectiv U3 într-un singur pas trebuie sa aducem toate cele 14 iesiri in starea 1 printr-o instructie PRELOAD urmată de instructiunea EXTEST.

Registrul de scanare pentru instructiunea PRELOAD va avea următorul continut:

1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 X X X X X X X X. (Valorile bitilor IN1 – IN8 nu sunt relevante pentru ca urmeaza o instructiune EXTEST).

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

c)

Eroarea $NFBF_0(OUT3, OUT4)$ modeleaza un scurtcircuit intre traseele corespunzatoare semnalelor $OUT3$ si $OUT4$. Când semnalele au valori diferite se impune valoarea 0 (punte ȘI).

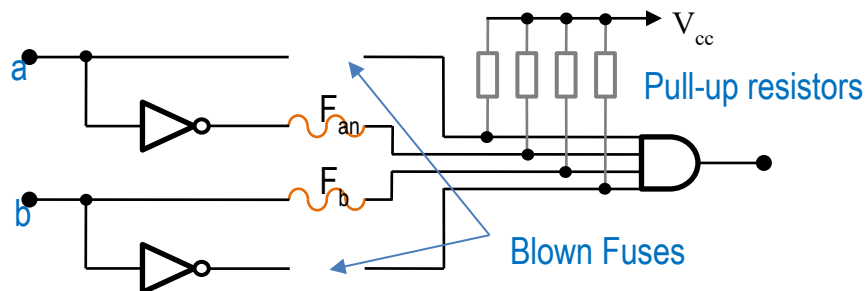
N	Valori pentru iesirile de la U1							Starea segmentelor digitului D1						
	OUT1	OUT2	OUT3	OUT4	OUT5	OUT6	OUT7	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

Eroarea se detecteaza pentru $N = 1$.

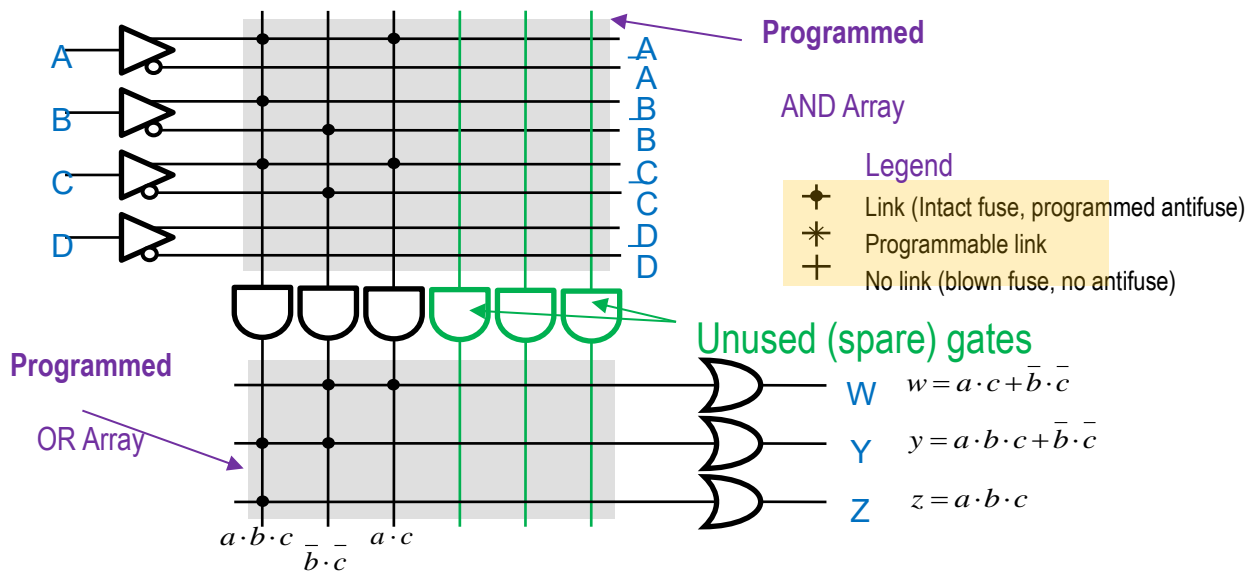
SISTEME CU LOGICĂ PROGRAMABILĂ

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

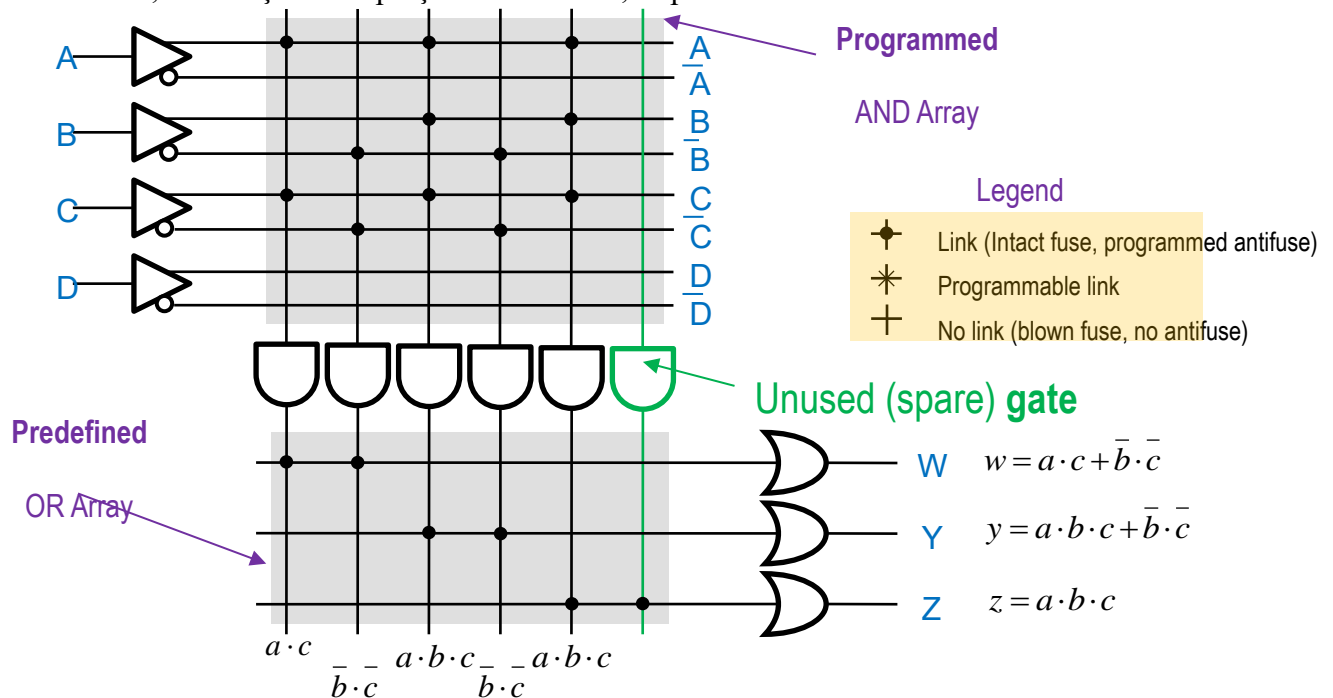
O structură logică programabilă are la bază o arhitectură de tip ȘI-SAU, ca în figură:



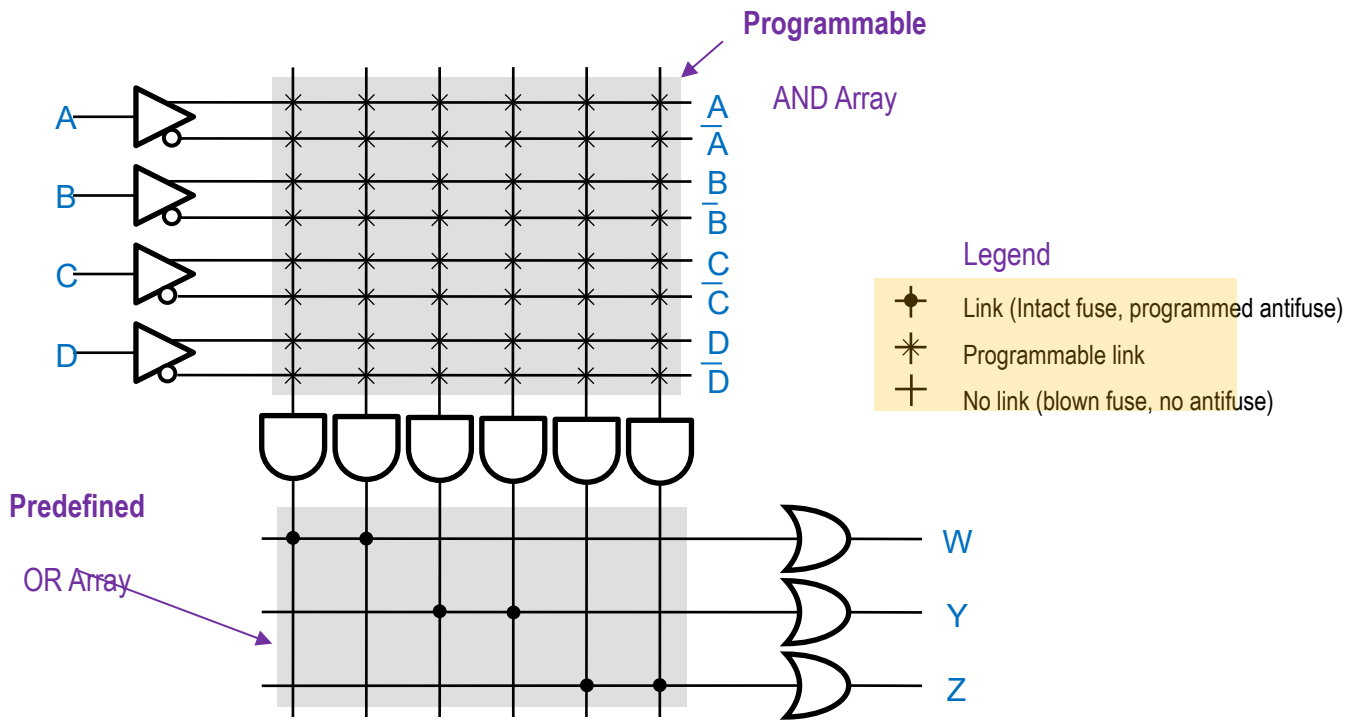
În cazul PLA, același termen se poate utiliza pentru mai multe funcții, făcând implementarea mai eficientă.



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



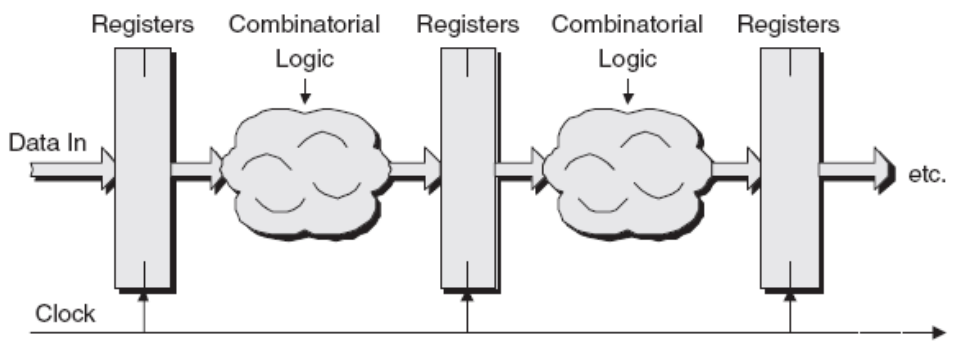
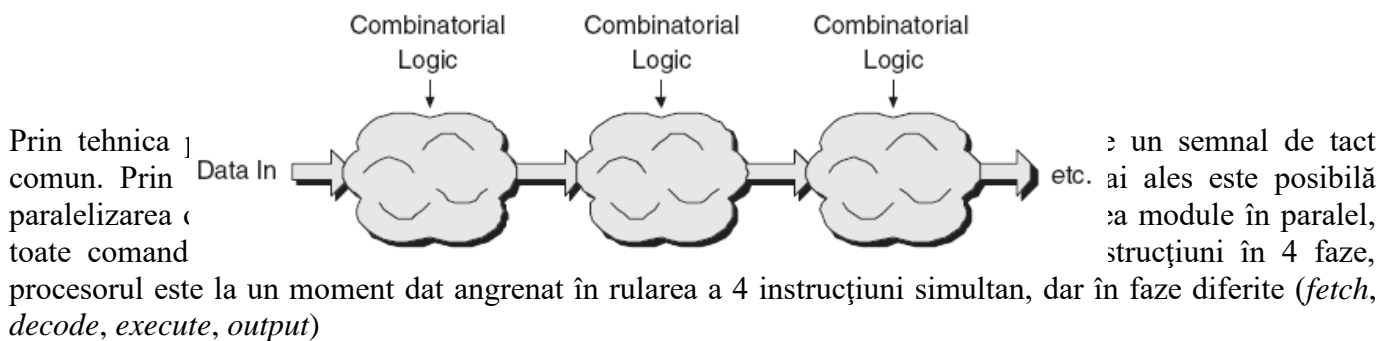
2. Arhitectura PAL și GAL: schemă, funcționare, avantaje și dezavantaje



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

Aplicații

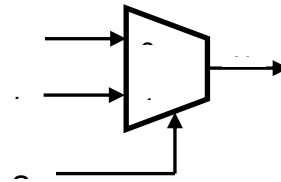
6. Multiplexor în VHDL, exemplu de cod

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

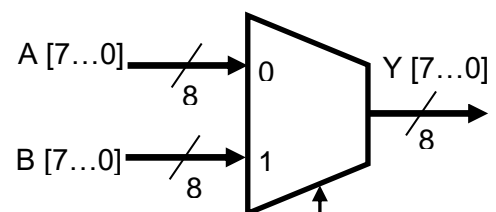
```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

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

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



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



```

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

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

```

```

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

```

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

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

```

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

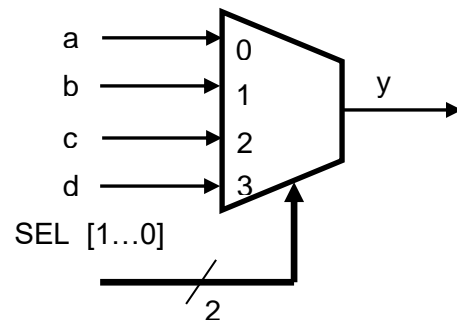
entity mux4to1 is
port ( a, b, c, d: in std_logic;
      SEL: in std_logic_vector (1 downto 0);
      y: out std_logic);
end mux4to1;

```

```

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

```



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

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

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

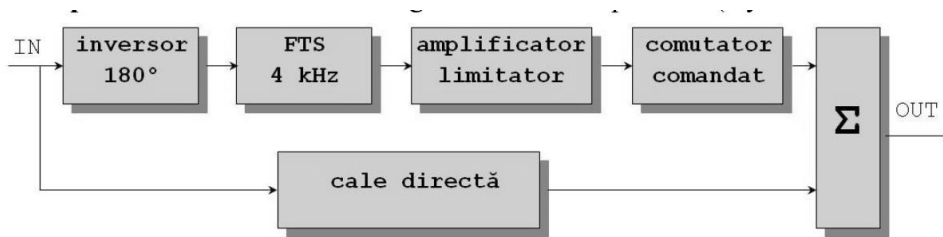
```

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

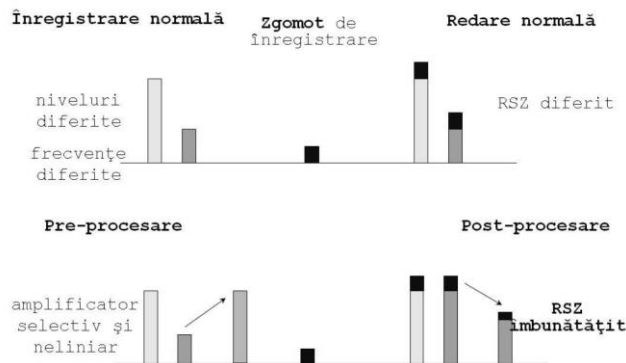
Analiza funcționării

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:

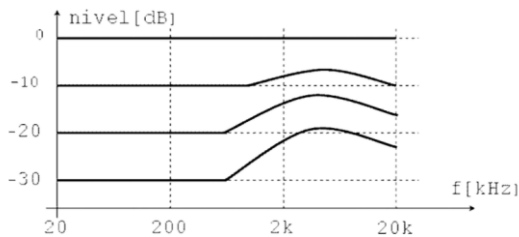
Sistemele realizează: prelucrarea semnalului înainte de înregistrare
prelucrarea inversă după redare



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

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

Sistemul Dolby

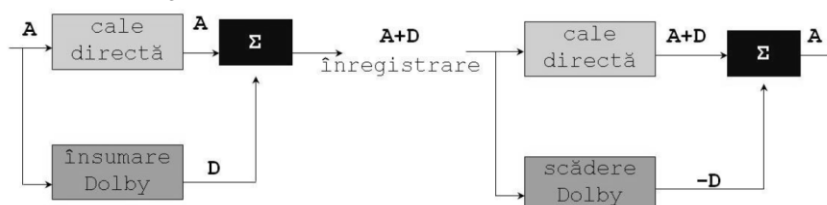


Zgomot:

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

Circuite Dolby:

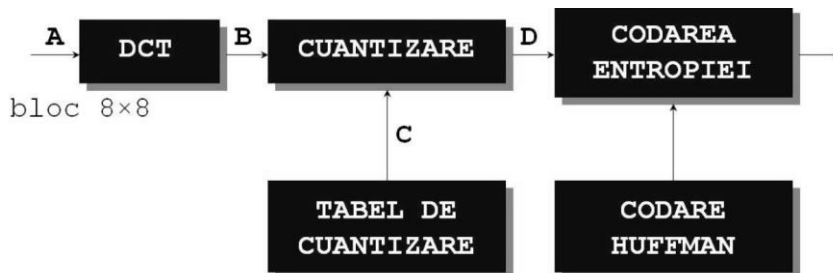
- în timpul înregistrării amplifică neliniar și selectiv
- realizează prelucrarea inversă la redarea semnalului
- mărește RSZ cu 9 dB



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

<p>Cuantizare uniformă:</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ niveluri de decizie – uniforme (intrare analogică) ■ niveluri de cuantizare – uniforme (ieșire digitală) ■ trepte de cuantizare (q) - constante <ul style="list-style-type: none"> <input type="checkbox"/> pentru semnal de nivel mic <input type="checkbox"/> 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"> <input type="checkbox"/> mici pentru semnal de mic <input type="checkbox"/> 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 coeficienilor (D), conform cu tabelul de cuantizare C (în algoritmul JPEG sunt implementate 4 tabele):

- frecventa joasa cu precizie mare (pasi 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

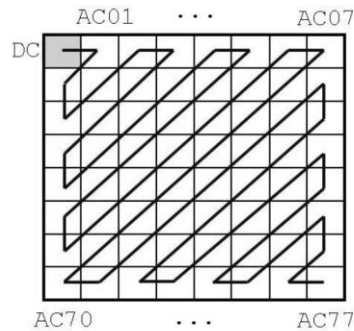
- un bloc de 8×8 (pixeli): linii 0 ÷ 7 si coloane 0 ÷ 7

în domeniul frecventa

- O matrice de 8×8 coeficienti
- locatia 00: coeficient DC -> componenta continu 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.

- Înlturarea redundantei spatiale
- Înlturarea 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:

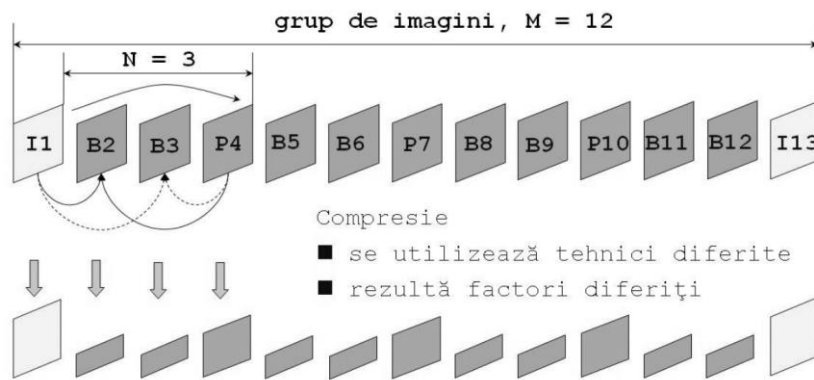
- este estimata o predictie a imaginii (compensarea miscarii)
- este codata diferenta dintre imaginea actuala si cea obinuta prin predictie
- succesiunea de predictii poate propaga eventuale erori
- factor de compresie mai mare

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

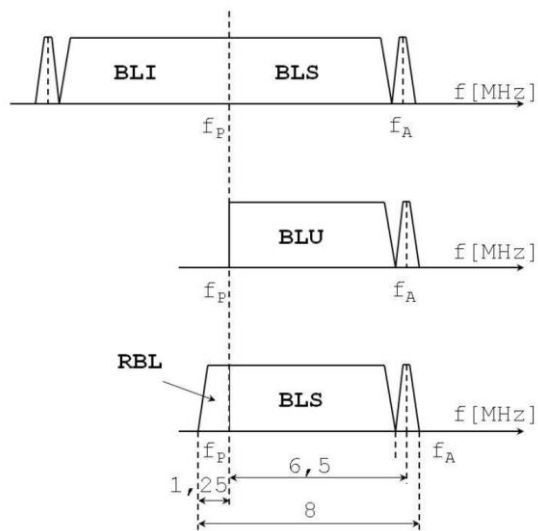
Raport de compresie: determinat de M si N;

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



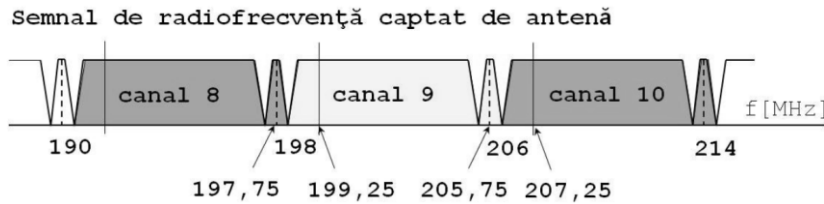
Rearanjarea succesiunii de imagini pentru transmisie: 1(I), 4(P), 2(B), 3(B), 7(P), 5(B), 6(B), 10(P), 8(B), 9(B), 13(I), 11(B), 12(B)

T5. Prezența structurii și parametrii unui canal TV.

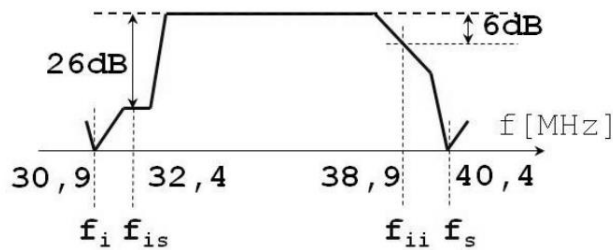


Modulație de amplitudine, MA -> eficiența scăzută
 MA cu banda laterală unică, MA-BLU -> imposibil de filtrat
 MA cu rest de bandă laterală, MA-RBL -> soluție standard

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

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

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

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

$$C = D * t$$

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

Hi-fi:

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

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

Compresie MP3, D=128 kbps:

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

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

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

Debit semnal numeric:

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

Standard televiziune digitala:

$$n = 8$$

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

Debit semnal numeric de televiziune:

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

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

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

Format 4:2:2:

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

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

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: $D(4:0:0) = D(Y) = 108 \text{ Mbps}$
- ⇒ $D(4:2:0) = (D(4:2:2) + D(4:0:0)) / 2 = (216 + 108) / 2 = 162 \text{ Mbps}$ (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:

$N(4:2:2) = N(4:2:2, Y) = 864$ esantioane

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