

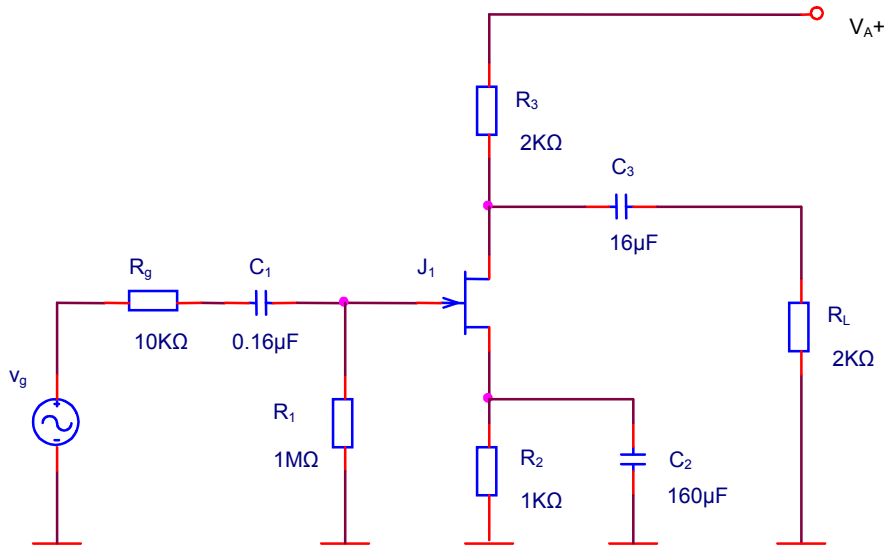
# CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

## - Probleme zona tematică 5 -

11. Se consideră circuitul amplificator din figur de mai jos, pentru care se cunosc parametrii TEC-J:  $g_m = 5\text{mA/V}$ ,  $r_{ds} = \infty$ ,  $C_{gd} = 5\text{pF}$ ,  $C_{gs} = 10\text{pF}$ ,  $C_{ds} = 10\text{pF}$ .

Să se determine frecvența de trecere la înalte:

- Folosind teorema lui Miller;
- Folosind metoda constantelor de gol.



Bibliografie: Seminar 2, pag. 6

[https://intranet.etc.upt.ro/~CEF\\_A/](https://intranet.etc.upt.ro/~CEF_A/)

### Rezolvare:

Se desenează schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic (fig. 9).

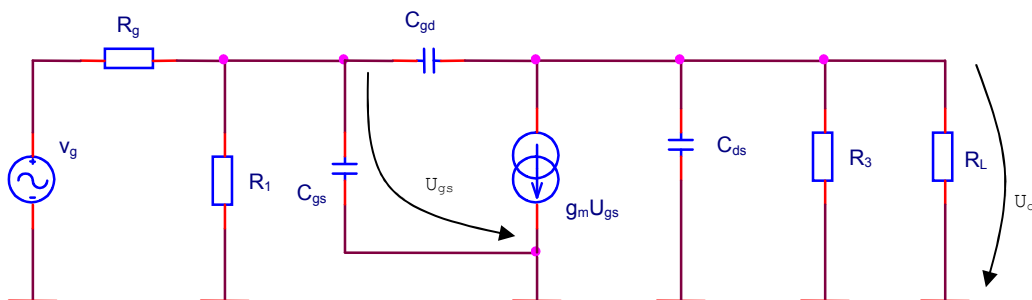


Fig. 9. Schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic pentru circuitul din fig. 8.

a) Folosind teorema lui Miller se elimină capacitatea  $C_{gd}$  rezultând schema echivalentă din fig. 10.

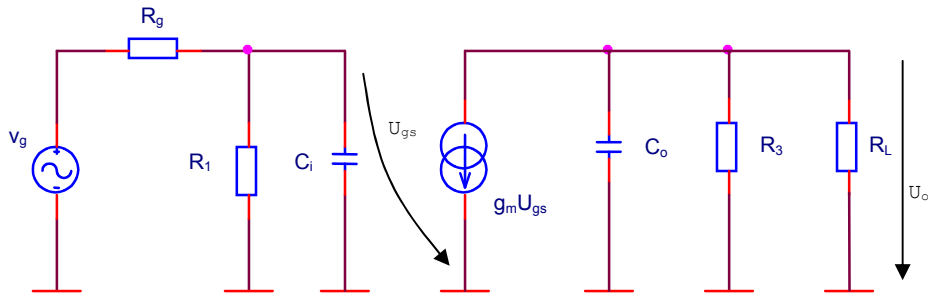


Fig. 10. Schema echivalentă după aplicarea teoremei lui Miller.

$$K = \frac{U_o}{U_i} \text{ și } U_o = -g_m U_{gs} (R_3 \parallel R_L), U_i = U_{gs} \Rightarrow K = A_{U0} = -g_m R_3 \parallel R_L = -5$$

(21)

$$C_{iM} = C_{gd}(1-K) = 30 \text{ pF}, C_{oM} = C_{gd} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = 6 \text{ pF}$$

(22)

$$C_i = C_{gs} \parallel C_{iM} = C_{gs} + C_{iM} = 40 \text{ pF}, C_o = C_{ds} \parallel C_{oM} = C_{ds} + C_{oM} = 16 \text{ pF}$$

(23)

Frecvențele introduse de aceste capacități sunt:

$$f_{P1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_i \cdot R_{P1}}, R_{P1} = R_g \parallel R_1 \cong R_g \cong 10 \text{ K}\Omega \Rightarrow f_{P1} = 400 \text{ KHz}$$

(24)

$$f_{P2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_o \cdot R_{P2}}, R_{P2} = R_3 \parallel R_L = 1 \text{ K}\Omega \Rightarrow f_{P2} = 10 \text{ MHz}$$

(25)

Funcția de transfer la înaltă frecvență va fi atunci:

$$A_U(j\omega) = -5 \cdot \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{0.4 \cdot 10^6}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{10 \cdot 10^6}\right)}$$

(26)

Relația de mai sus este aproximativă deoarece condensatorul  $C_{gd}$  introduce și o frecvență de zero.

Frecvența de trecere la înalte se poate aproxima prin  $f_{P1} = 400 \text{ KHz}$  sau se poate calcula pe baza definiției:

$$|A_U(j\omega)|_{f=f_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{U0} \Rightarrow f_i = 393,7\text{KHz}$$

(27)

b) Metoda se aplică, relativ la schema echivalentă la frecvențe înalte, prezentată fig. 9. Se analizează pe rând efectul fiecărei capacități:

b1) Analiza efectului capacității  $C_{gs}$ .

Schema echivalentă obținută prin aplicarea metodei constantelor de gol este cea din fig. 11.

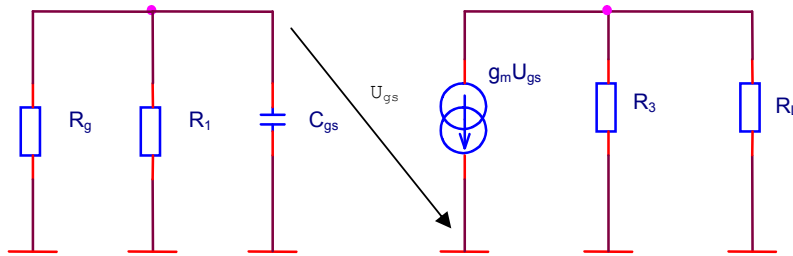


Fig. 11. Schema echivalentă, cazul  $C_{gs}$ .

$$f_{P1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs} \cdot R_{P1}}, R_{P1} = R_1 \parallel R_g \cong R_g \cong 10\text{K} \Rightarrow f_{P1} = 1,6\text{MHz}$$

(28)

b2) Analiza efectului capacității  $C_{gd}$ .

Schema echivalentă obținută prin aplicarea metodei constantelor de gol este prezentată în fig. 12.

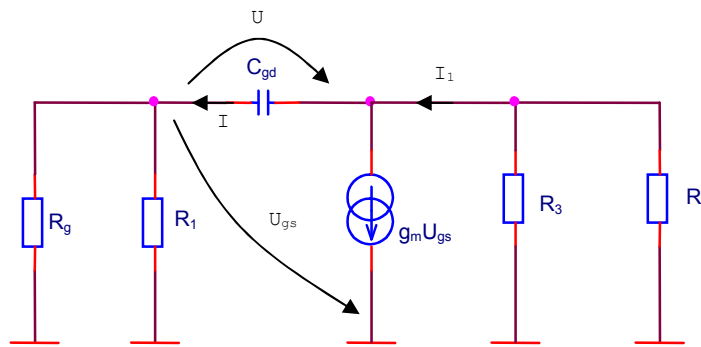


Fig. 12. Schema echivalentă, cazul  $C_{gd}$ .

$$f_{P2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gd} \cdot R_{P2}}, R_{P2} = \left| \frac{U}{I} \right|$$

(29)

Aplicând teoremele lui Kirchoff se pot scrie următoarele relații:

$$-i \cdot R_g \parallel R_1 + u_{gs} = 0 \Rightarrow u_{gs} = i \cdot R_g \parallel R_1$$

(30)

$$I_1 = g_m \cdot u_{gs} + I = I(1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1)$$

(31)

$$U - I \cdot R_g \parallel R_1 - I_1 \cdot R_3 \parallel R_L = 0 \Rightarrow U = I \cdot R_g \parallel R_1 + I \cdot (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L$$

(32)

$$R_{P2} = \frac{U}{I} = R_g \parallel R_1 + (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L = 61K\Omega \Rightarrow f_{P2} = 524,6KHz$$

(33)

b3) Analiza efectului capacității  $C_{ds}$

Schema echivalentă obținută prin aplicarea metodei constantelor de gol este cea din fig. 13.

$$f_{P3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ds} \cdot R_{P3}}, R_{P3} = R_3 \parallel R_L = 1K \Rightarrow f_{P3} = 16MHz$$

(34)

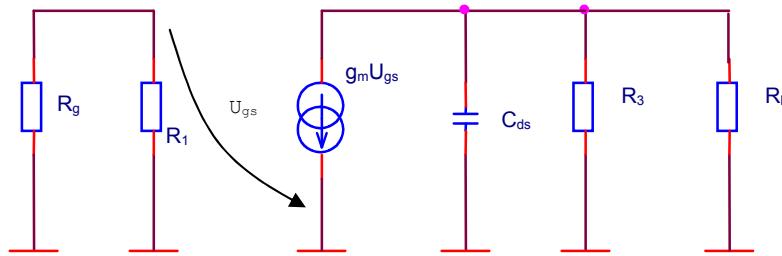


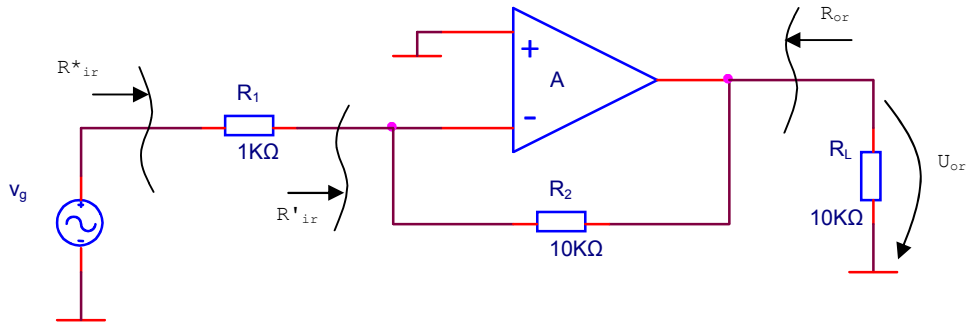
Fig. 13. Schema echivalentă, cazul  $C_{ds}$ .

Efectul cumulată al celor trei capacități se determină astfel:

$$\frac{1}{f_i} = \frac{1}{f_{i1}} + \frac{1}{f_{i2}} + \frac{1}{f_{i3}} \Rightarrow f_i \cong 385,2KHz.$$

**12.** Amplificatorul  $A$ , din figura de mai jos este considerat după o schemă de cuadripol având  $R_i = 1K\Omega$ , amplificarea de tensiune  $A_u = 100$  și  $R_o = 0,1K\Omega$  și variația relativă a amplificării de tensiune este  $\frac{\Delta A_u}{A_u} = 20\%$ . Să se calculeze la frecvențe medii

mărimile:  $A_{Ugr} = \frac{u_o}{v_g}, R_{ir}^*, R_{or}, \frac{\Delta A_{Ugr}}{A_{Ugr}}.$



Bibliografie: Seminar 4, pag. 2  
[https://intranet.etc.upt.ro/~CEF\\_A/](https://intranet.etc.upt.ro/~CEF_A/)

Rezolvare:

- Se identifică cuadripolul de reacție pe baza faptului că acesta aduce o fracțiune din tensiunea de la ieșirea amplificatorului înapoi la intrare. Acest lucru este realizat de  $R_2$ .

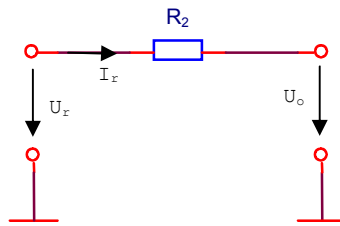


Fig. 2. Cuadripolul de reacție.

- Se redesenează schema amplificatorului ținând cont de influența pasivă a cuadripolului de reacție.

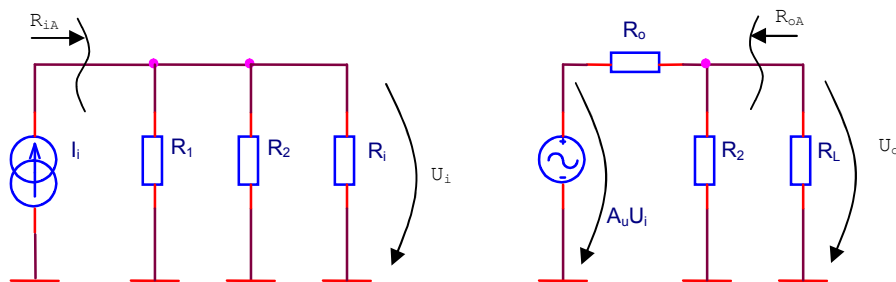


Fig. 3. Schema echivalentă, cu influența cuadripolului de reacție inclusă, pentru circuitul din fig. 1.

Pentru această schemă fără reacție se calculează mărimile de interes:

$$R_{iA} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_i = 0,47 \text{ k}\Omega$$

$$R_{oA} = R_2 \parallel R_o \cong 100 \Omega$$

$$Z_T = \frac{U_o}{I_i} = \frac{A_u U_i \frac{R_L \parallel R_2}{R_o + R_L \parallel R_2}}{-\frac{U_i}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_i}} = -A_u \frac{R_L \parallel R_2}{R_o + R_L \parallel R_2} \cong -46,7 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{I_r}{U_o} \right|_{U_r=0} = \frac{I_r}{-I_r R_2} = -\frac{1}{R_2} = -0,1 (\text{k}\Omega)^{-1}$$

- Se obțin parametrii amplificatorului cu reacție:

$$Z_{T_r} = \frac{Z_T}{1 + \beta Z_T} \cong -8,24 \text{ k}\Omega, R_{i_r} = \frac{R_{iA}}{1 + \beta Z_T} \cong 84 \Omega, R_{o_r} = \frac{R_{oA}}{1 + \beta Z_T} \cong 17,6 \Omega$$

$$R_{i_r}^* = R_1 + R_{i_r}'$$

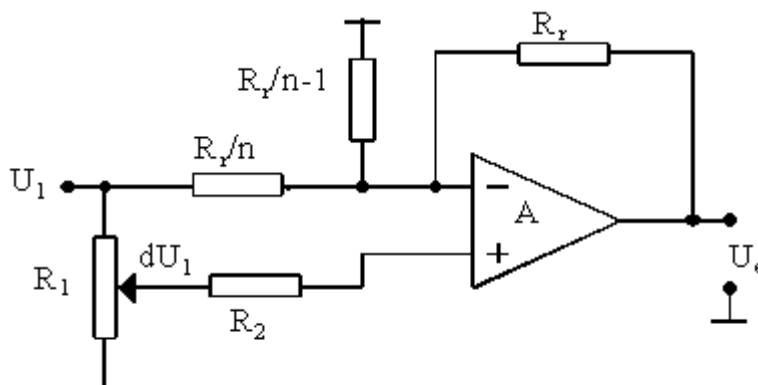
$$R_{i_r} = R_1 \parallel R_{i_r}' \cong R_{i_r}' \Rightarrow R_{i_r}^* = R_1 + R_{i_r}' \cong R_1$$

$$A_{U_{gr}} = \frac{U_o}{I_g} \cdot \frac{I_g}{v_g} = Z_{T_r} \cdot \frac{1}{R_1} = -8,24$$

$$\frac{\Delta A_{U_{gr}}}{A_{U_{gr}}} = \frac{1}{1 + \beta Z_T} \cdot \frac{\Delta A_U}{A_U} = 3,5\%$$

## CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

**Problema1.** Pentru circuitul din figură se cer: a) Amplificarea de tensiune  $A_{ur} = \frac{U_e}{U_1}$ . b) Valorile lui  $A_{ur}$  pentru pozițiile extreme și la mijloc ale cursorului, apoi valoarea minimă a lui "n". c) Condiția de erori minime pentru rezistențe.



### Soluție

a) Tensiunea de iesire a amplificatorului cu introducerea unei divizări "d" la potențiometrul  $R_1$  este:

$$U_e = -U_1 \frac{R_r}{R_r/n} + dU_1 \left( 1 + \frac{R_r}{R_{ech}} \right) \quad \text{in care} \quad \frac{1}{R_{ech}} = \frac{n}{R_r} + \frac{n-1}{R_r} \rightarrow R_{ech} = \frac{R_r}{2n-1}$$

Cu aceasta:

$$U_e = -nU_1 + dU_1(1+2n-1) = n(2d-1)U_1 \quad \text{și} \quad A_{ur} = \frac{U_e}{U_1} = n(2d-1)$$

b) Pentru pozițiile impuse cursorului avem:

-sus,  $d=1$  și  $A_{ur} = +n$

-la mijloc,  $d=0,5$  și  $A_{ur} = 0$

-jos,  $d=0$  și  $A_{ur} = -n$

Prin urmare, este vorba de un amplificator cu amplificare programabilă prin potențiometrul  $R_1$ .

c) Condiția de erori minime, în cazul existenței unui potențiometru în circuitele de intrare, se scrie pentru situația în care erorile contează cel mai mult, adică, atunci când

tensiunea de ieșire a amplificatorului este minimă în valoare absolută. Aici corespunde cazului cu cursorul la mijloc . Deci:

$$R_{ech} \parallel R_r = R_2 + \left( R_1/2 \parallel R_1/2 \right) = R_2 + R_1/4$$

**Problema2.** Să se alcătuiască schema cu AO care realizează calculul cu tensiuni conform expresiei

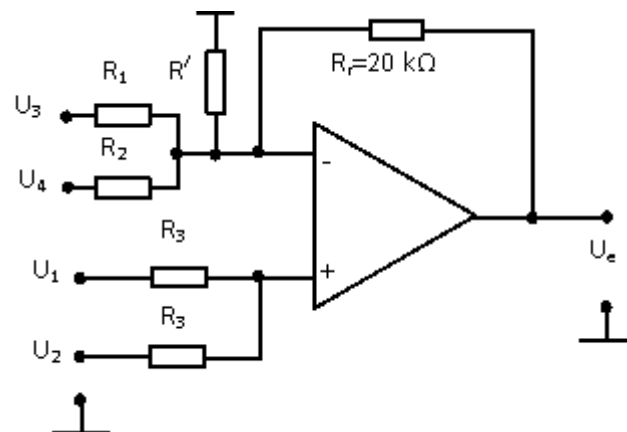
$$U_e = 1,5U_1 + 1,5U_2 - 0,25U_3 - 0,75U_4$$

și să se stabilească valorile rezistențelor dacă rezistența de reacție se adoptă de 20kΩ. Se va verifica dacă schema se poate concepe cu un singur AO și, dacă este cazul, se va alcătui cu mai multe AO. Să se hasureze rezistențele ce trebuie să fie de precizie mare.

### Soluție

Dacă toate tensiunile cu semn plus din expresie (n la număr) au același coeficient **a** iar coeficienții tensiunilor cu semn minus, notați **b<sub>i</sub>** (oricâți) îndeplinesc inegalitatea  $na > 1 + \sum b_i$  atunci schema se poate face cu un singur AO. Pentru cazul concret dat  $2 \cdot 1,5 > 1 + 0,25 + 0,75$  deci acest lucru este posibil.

Schema va avea forma din figură, unde, rezistența  $R'$  are rolul de a face independenți coeficientul tensiunilor cu semn plus față de coeficienții tensiunilor cu semn minus. Pentru schema dată se poate scrie direct expresia:



$$U_e = \frac{1}{2}(U_1 + U_2) \left( 1 + \frac{R_r}{R_{ech}} \right) - \frac{R_r}{R_1} U_3 - \frac{R_r}{R_2} U_4 \quad \text{cu} \quad R_{ech} = R_1 \parallel R_2 \parallel R'$$



Având  $R_r=20\text{k}\Omega$ , rezultă prin identificarea în cele două expresii a coeficienților tensiunilor cu semn minus:

$$\frac{R_r}{R_1}=0,25 \text{ deci } R_1=\frac{20}{0,25}=80\text{k}\Omega \text{ și } \frac{R_r}{R_2}=0,75 \text{ deci } R_2=\frac{20}{0,75}=26,6\text{k}\Omega$$

Prin identificarea coeficientului tensiunilor cu semn plus rezultă:

$$\frac{1}{2}\left(1+\frac{R_r}{R_{ech}}\right)=1,5 \text{ sau } \frac{R_r}{R_{ech}}=2 \text{ deci } R_{ech}=10\text{k}\Omega.$$

Din  $R_{ech}$  se obține rezistența  $R'$ :  $80\text{k}\Omega \parallel 26,6\text{k}\Omega \parallel R'=10\text{k}\Omega$  și  $R'=20\text{k}\Omega$ .

Rezistența  $R_3$ , care nu apare implicit în expresia tensiunii de ieșire, se calculează din condiția de erori minime:

$$R_3 \parallel R_3 = R_{ech} \parallel R_r \text{ sau } 0,5R_3=10\text{k}\Omega \parallel 20\text{k}\Omega \text{ sau } 0,5R_3=6,66\text{k}\Omega \text{ ori } R_3=13,32\text{k}\Omega.$$

Toate rezistențele (inclusiv cele două  $R_3$  care trebuie să fie perfect egale pentru precizia însumării !) trebuie să fie de precizie mare deci trebuie hasurate pe schema dată.

## CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE

1. Să se proiecteze un numărător asincron modulo 51. Acesta va fi prevăzut cu un circuit de reacție care va permite ștergerea numărătorului după aplicarea a  $p$  impulsuri de tact. Se vor reprezenta grafic formele de undă ale semnalelor  $CLK$ ,  $X_1$ ,  $X_2$  pentru impulsurile de tact 50 – 53.

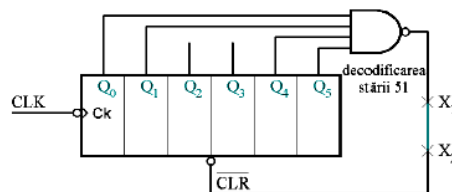
Numărul de bistabile necesare  $n$  este:  $2^{n-1} < 51 < 2^n$ . Relația este îndeplinită pentru  $n=6$  ( $32 < 51 < 64$ ).

Funcționarea numărătorului cu  $p=51$  implică resetarea sa după aplicarea celui de al 51-lea impuls de tact. Acest lucru este posibil prin **identificarea stării 51** cu ajutorul unui circuit (o poartă ȘI/ȘI-NU) și **ștergerea numărătorului** prin activarea liniei /CLR.

Tabelul de funcționare al numărătorului este:

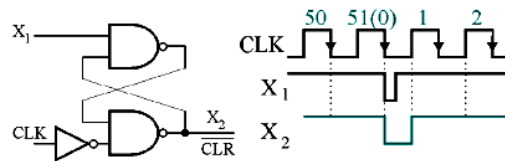
Nr. impuls tact	$Q_5$	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
...						
50	1	1	0	0	1	0
51 (0)	$1 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 0$	0	0	$1 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 0$

Determinarea acestei stări se face cu o poartă ȘI-NU cu 4 intrări conectate la ieșirile  $Q_5$ ,  $Q_4$ ,  $Q_1$ ,  $Q_0$  care sunt simultan pe „1” doar când apare stare 51. În acel moment se activează intrarea /CLR (ieșirea porții ȘI-NU este „0” doar în această stare) care șterge numărătorul transformând starea 51 în starea 0. În acest fel numărul stărilor distincte ale numărătorului este redus la 51.



Schema prezentată nu prezintă o funcționare sigură datorită dispersiei timpilor de propagare  $t_{CLR-Q}$ . Bistabilul cu timpul de propagare cel mai scurt se șterge primul și ieșirea sa Q (care este una din intrările porții ȘI-NU) trece pe „0”. Astfel, ieșirea porții trece pe „1” și întrerupe procesul de resetare integrală a numărătorului (celelalte bistabile nu se mai șterg).

Pentru înlăturarea acestui dezavantaj este necesar un circuit de memorare a semnalului de ștergere (/CLR) pe o durată care să fie mai mică decât perioada impulsului de tact, dar suficient de mare pentru ștergerea sigură a tuturor bistabilelor. Acest circuit – un bistabil /S/R se intercalează între  $X_1$  și  $X_2$ .



**2. Folosind memorii SRAM 6264 (de tip 8k x 8 biți) și un număr minim de circuite logice, să se obțină o memorie de 32k x 8 biți.**

a). Numărul necesar de circuite 6264 este:

$$N = \frac{32k \times 8 \text{ biți}}{8k \times 8 \text{ biți}} = 4$$

b). Memoria de 8k are  $2^3 \cdot 2^{10} = 2^{13}$  locații de memorie care pot fi accesate utilizând 13 linii de adresă ( $A_0, \dots, A_{12}$ ).

Memoria de 32k are  $2^5 \cdot 2^{10} = 2^{15}$  locații de memorie, adică 15 linii de adresă.

Adresele suplimentare,  $A_{14}$  și  $A_{13}$ , decodificate cu ajutorul unui decodificator 2/4 (figura 6), se folosesc pentru validarea celor patru memorii conform tabelului 3.

Tabelul 3. Tabelul de validare a memoriei SRAM de 32k x 8 biți.

$A_{14}$ $A_{13}$ $A_{12} - A_0$	Memoria validată	Condiția de validare			
		$\overline{CE}_0$	$\overline{CE}_1$	$\overline{CE}_2$	$\overline{CE}_3$

0	0	X..... X	0	0	1	1	1
0	1	X..... X	1	1	0	1	1
1	0	X..... X	2	1	1	0	0
1	1	X..... X	3	1	1	1	1

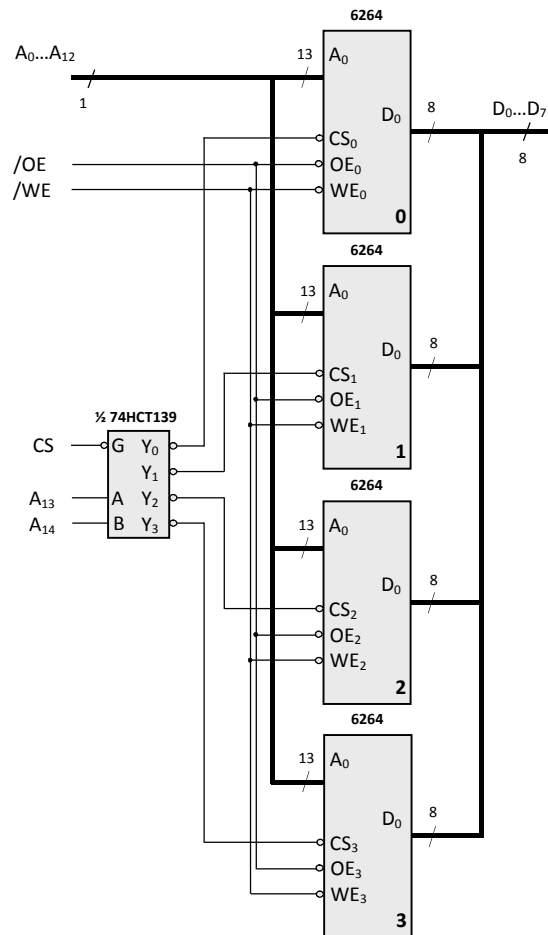


Figura 6. Memorie SRAM de capacitate 32k x 8 biți.

## SEMNALE SI SISTEME

1. Există semnale neidentic nule, a căror convoluție să fie identic nulă ?

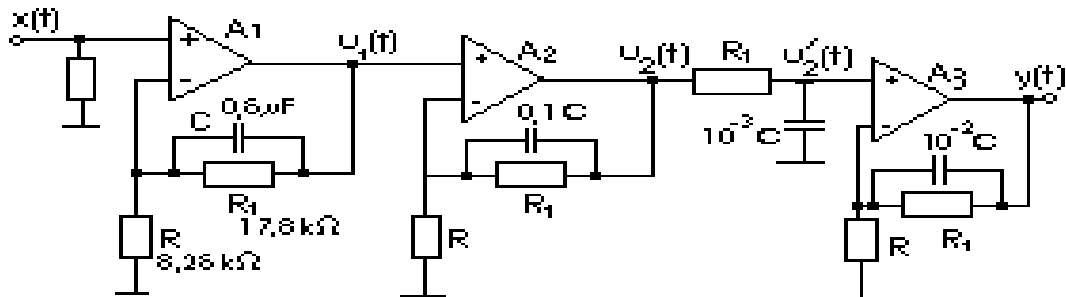
Da.

După cum se știe, operației de convoluție în domeniul timp, îi corespunde operația de înmulțire în domeniul frecvență. Fie, de exemplu, semnalele  $x_1(t)$  și  $x_2(t)$  cu spectrele  $X_1(\omega) = p_{\omega_0}(\omega)$  și  $X_2(\omega) = p_{\omega_1}(\omega - \omega_2)$  cu  $\omega_2 > \omega_0 + \omega_1$ . Se constată că cele două spectre au suporturi disjuncte. De aceea, produsul celor două spectre este identic nul. Aplicând acestui produs transformata Fourier inversă, rezultă că  $x_1(t) * x_2(t) \equiv 0$ . Dacă se calculează și transformatele Fourier inverse ale funcțiilor  $X_1(\omega)$  și  $X_2(\omega)$  se obțin expresiile analitice ale celor două semnale și se constată că nici unul dintre acestea nu este identic nul.

2. Poate fi construit un filtru trece-jos a cărei caracteristică de modul să scadă cu 10 dB/dec. ?

Da.

Se consideră sistemul din figură. Amplificatoarele operaționale se consideră ideale.



Referindu-ne numai la primul etaj se știe că:

$$H_1(\omega) = \frac{U_1(\omega)}{X(\omega)} = 1 + \frac{Z_{r1}(\omega)}{X(\omega)}; Z_{r1}(\omega) = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C} = \frac{R_1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}; \omega_1 = \frac{1}{R_1 C}$$

Prin urmare:

$$H_1(\omega) = 1 + \frac{R_1}{R(1 + j\omega R_1 C)} = \frac{R + R_1}{R} \cdot \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}; \omega_2 = \frac{1}{R_1 C}; R_P = \frac{R R_1}{R + R_1}$$

Răspunsul în frecvență al primului etaj este deci:

$$H_1(\omega) = A \frac{1 + j(\omega / \omega_2)}{1 + j(\omega / \omega_1)}$$

În mod asemănător se determină răspunsurile în frecvență ale etajelor realizate cu amplificatoarele  $A_2$  și  $A_3$ . Deoarece rezistențele din schemă sunt aceleași iar capacitatea scade de 10 ori respectiv de 100 de ori, frecvențele de tăiere ce intervin cresc de 10 ori respectiv de 100 de ori:

$$H_2(\omega) = A \frac{1 + j \frac{\omega}{10 \omega_2}}{1 + j \frac{\omega}{10 \omega_1}} ; H_3(\omega) = A \frac{1 + j \frac{\omega}{100 \omega_2}}{1 + j \frac{\omega}{100 \omega_1}}$$

În cazul de față avem patru subsisteme conectate în cascadă. Pentru ele, răspunsul în frecvență echivalent  $H(\omega)$  este:

$$H(\omega) = A^3 \frac{(1 + j \frac{\omega}{\omega_2})(1 + j \frac{\omega}{10 \omega_2})(1 + j \frac{\omega}{100 \omega_2})}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_1})(1 + j \frac{\omega}{10 \omega_1})(1 + j \frac{\omega}{100 \omega_1})(1 + j \frac{\omega}{1000 \omega_1})}$$

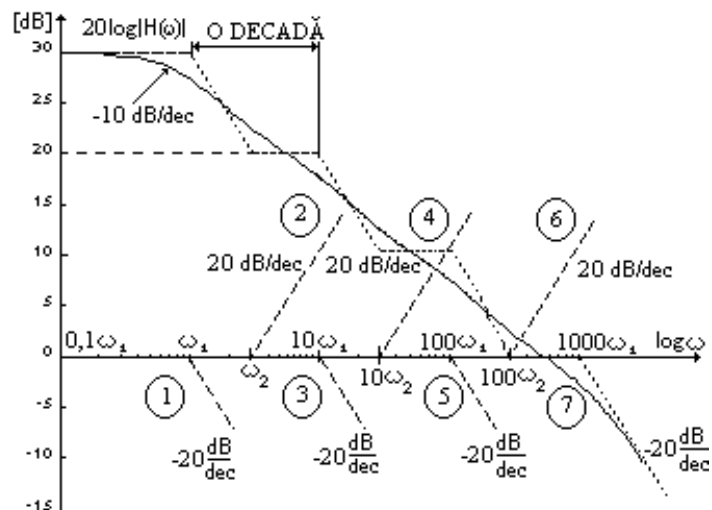
Elementele schemei se aleg astfel încât:  $\omega_2 = 3,162 \omega_1$ . Rezultă  $A = 3,162$ .

Deoarece  $\lg 3,162 = 0,5$ , rezultă că  $\omega_2$  se plasează, în scară logaritmică la jumătatea distanței între  $\omega_1$  și  $10\omega_1$ . Se calculează  $20 \lg A^3 = 60 \lg 3,162 = 60 \times 0,5 = 30 \text{ dB}$  și se obține pentru modulul răspunsului în frecvență, în scări logaritmice, expresia:

$$20 \lg |H(\omega)| = 30 - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_1} \right)^2 \right] + 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_2} \right)^2 \right] - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{10 \omega_1} \right)^2 \right] +$$

$$+ 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{10 \omega_2} \right)^2 \right] - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{100 \omega_1} \right)^2 \right] - 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{1000 \omega_1} \right)^2 \right]$$

Caracteristica de modul corespunzătoare este prezentată în figura următoare. Cu excepția valorii inițiale de +30dB, nemarcată în figură, toți ceilalți 7 termeni sunt marcați, în ordinea în care apar în ultima relație. Termenii **1, 3, 5 și 7** corespund unor linii frânte ce cad cu 20dB/decadă începând cu frecvențele de tăiere (frângere)  $\omega_1$ ,  $10\omega_1$ ,  $100\omega_1$  și, respectiv  $1000\omega_1$ . Însușind toate cele 7 caracteristici, și adunând valoarea inițială de 30 dB, se obține o caracteristică ce poate fi aproximată cu caracteristica desenată cu linie plină. Deoarece frecvențele  $\omega_2$ ,  $10\omega_2$  și  $100\omega_2$  sunt logaritmic plasate la jumătate între  $\omega_1$  și  $10\omega_1$ ,  $10\omega_1$  și  $100\omega_1$  respectiv  $100\omega_1$  și  $1000\omega_1$ , caracteristica cade, în medie, cu 10 dB/decadă.



Cu linie - punctată este marcată în figură caracteristica medie. Aproximarea este valabilă pe trei decade.

## Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare - Subiecte de tip studiu de caz sau problema

1. Să se scrie o secvență de program în limbajul C pentru microcontrolerul MSP430G2231 care completează stările liniilor 0 și 6 ale portului 1 (la care sunt conectate 2 led-uri; inițial 1 led este aprins, celălalt este stins) cu frecvența de temporizare de 10 Hz, stabilită de registrul numărător TAR. Acesta este în modul de lucru *up* și are SMCLK ca semnal de tact (1 MHz).

Se cunosc funcțiile biților de interes din registrul **TACTL**:

Biții **TASSELx** (biții 9-8) selectează semnalul de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0, TACLK (semnal extern, aplicat la un pin dedicat)

0 1, ACLK

1 0, SMCLK

1 1, INCLK (TACLK inversat)

Biții **IDx** (biții 7-6) selectează factorul de divizare al semnalului de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0, divizare cu 1

0 1, divizare cu 2

1 0, divizare cu 4

1 1, divizare cu 8

Biții **MCx** (biții 5-4) selectează modul de lucru al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0 stop, numărătorul nu funcționează

0 1 modul *up*

1 0 modul *continuous*

1 1 modul *up-down*

Bitul **TAIFG** (bitul 0), devine 1 la depășirea sau anularea registrului numărător TAR.

Elemente de programare la nivel de bit necesare pentru rezolvare:

Așteptarea în buclă până când un bit dintr-un registru trece pe nivelul 1 logic:

```
while ((Nume_registru & masca) == 0); //masca va conține 1 logic  
în poziția bitului care trebuie să devină 1 și 0 în rest
```

Punerea pe 0 logic (ștegere) a unui bit sau a unui grup de biți dintr-un registru, fără a modifica ceilalți biți existenți în registrul respectiv:

```
Nume_registru=Nume_registru & masca; //masca va conține 0 logic  
în pozițiile biților (bitului)care trebuie să fie șterși și 1 în rest
```

Complementarea valorii unui bit sau grup de biți:

```
Nume_registru=Nume_registru ^ masca; //masca va conține 1 logic  
în pozițiile biților (bitului)care trebuie să fie complementați și 0 în rest
```

[1], pag. 100.

### Rezolvare:

Se cunoaște  $T = \frac{(TACCR0)+1}{f_{CLK}}$

Se obține  $TACCR0+1 = T \times f_{CLK} = f_{CLK} / f = 1 \text{ MHz} / 10 \text{ Hz} = 100\,000$ . Această valoare depășește numărul maxim de 16 biți (65535) care poate fi înscris în registrul TACCR0.



Ca urmare, trebuie realizată o divizare a frecvenței semnalului SMCLK, cu 2, de exemplu. Rezultă  $f_{CLK} = 500 \text{ KHz}$ .

Astfel:  $TACCR0+1 = T f_{CLK} = f_{CLK} / f = 500 \text{ kHz} / 10 \text{ Hz} = 50\ 000$ , sau  $TACCR0 = 49999$ .

Conținutul registrului TACTL:  
10 0101 0000 = 250h  
SMCLK;  
Divizare cu 2;  
modul *up*

Programul este prezentat în continuare

```
void main( void )
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // Stop watchdog timer
    BCSC1L1 = CALBC1_1MHZ; // calibrare oscilator
    DCOCTL = CALDCO_1MHZ;

    P1OUT=0;
    P1DIR=0x41; //P1DIR.6=1, P1.6 iesire; P1DIR.0=1, P1.0 iesire
    P1OUT=0x40; // P1OUT; starea inițială, P1OUT.6=1, P1OUT.0=0

    TACCR0=49999; //TAR numara pâna la 49999
    TACTL=0x250; //TASSELx=10b, SMCLK; IDx=01b, diviz. cu 2;
                                     //;MCx=01, modul up

    for(;;) {
        P1OUT=P1OUT^0x41; //complementeaza bitii 6 si 0 din reg. P1OUT
        while((TACTL&0x0001)==0x0000); //asteapta ca TAIFG=1
        TACTL=TACTL&0xFFFE; //sterge TAIFG
    }
}
```

2. Să se scrie un program pentru microcontrolerul MSP430G2231 care configurează unitatea CCR1 a modului Timer\_A pentru a genera un semnal dreptunghiular, folosind modul „reset-set”. Registrul numărător TAR este în modul de lucru *up* și are SMCLK ca semnal de tact (1 MHz). Ieșirea unității CCR1, notată OUT1, este disponibilă la pinul P1.2 dacă P1DIR.2=1 și P1SEL.2=1. Perioada semnalului generat trebuie să fie de 50  $\mu\text{s}$  iar factorul de umplere de 0,2. Să se deseneze forma semnalului generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR.

Se cunosc funcțiile biților de interes din registrul TACTL:

Biții TASSELx (biții 9-8) selectează semnalul de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0, TACLK (semnal extern, aplicat la un pin dedicat)

0 1, ACLK

1 0, SMCLK

1 1, INCLK (TACLK inversat)

Biții IDx (biții 7-6) selectează factorul de divizare al semnalului de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0, divizare cu 1

0 1, divizare cu 2

1 0, divizare cu 4

1 1, divizare cu 8

Biții MCx (biții 5-4) selectează modul de lucru al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0 stop, numărătorul nu funcționează  
 0 1 modul *up*  
 1 0 modul *continuous*  
 1 1 modul *up-down*

Se cunoaște că în registrul TACCTL1, biții **OUTMODx**, care permit selecția modului de lucru al ieșirii ocupă pozițiile 7-5. În continuare, se prezintă valorile biților pentru două dintre modurile de lucru.

OUTMODx	modul de lucru
011	set-reset
....	
111	reset-set

Toate instrucțiunile necesare în program sunt de forma `Registru = valoare;`

[1], pag. 101-102.

### Rezolvare:

Se știe că perioada semnalului generat este  $T=(TACCR0+1)/f_{CLK}$ .

Se obține  $TACCR0+1=T \times f_{CLK}=50 \mu s \times 1 \text{ MHz}=50$ , adică  $TACCR0=49$ ; rezultă că nu este necesară o divizare a semnalului de tact.

Se știe că factorul de umplere al semnalului generat este:  
 $f_u=(TACCR1+1)/(TACCR0+1)$ .

Se obține  $TACCR1+1=f_u (TACCR0+1)=0,2 \times 50=10$ , adică  $TACCR1=9$

Conținutul registrului TACTL:

10 0001 0000 = 210h

SMCLK;

Divizare cu 1;

modul *up*

Conținutul registrului TACCTL1:

1110 0000 = E0h

reset-set;

Programul este prezentat în continuare

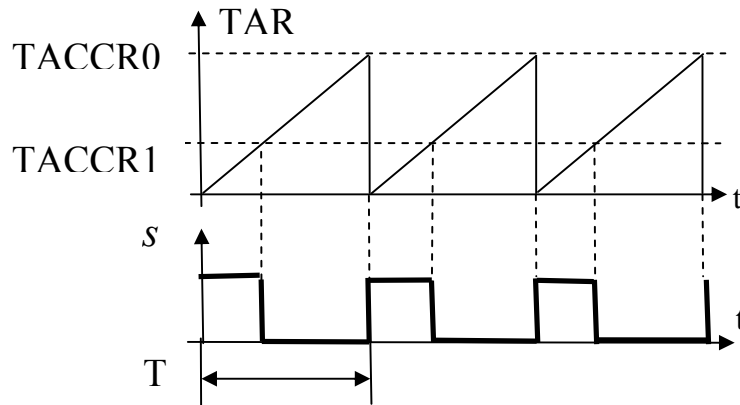
```
void main( void )
{
  WDCTL = WDTW + WDTOLD; // Stop watchdog timer
  BCCTL1 = CALBC1_1MHZ; // calibrare oscilator
  DCOCTL = CALDCO_1MHZ;

  P1DIR = 0x04 ; P1DIR.2=1
  P1SEL = 0x04 ;P1SEL.2=1, stabil funcție OUT1 pentru pinul P1.2
  TACCR0 = 49; TAR numara pana la 49, apoi OUT1 comută
  TACCR1 = 9; cealaltă comutare a lui OUT1: cand TAR=9

  TACTL = 0x210; TASSELx=10b, SMCLK; MCx=01b, modul „up”
  TACCTL1 = 0xE0; OUTMODx=111b, modul de ieșire reset-set
  for(;;){}
```

}

Semnalul generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR:



**Bibliografie:**

- [1] S.Mischie, C. Dughir, G. Vasiu, R.Pazsitka, Microcontrolere MSP430. Teorie și Aplicații, Editura Politehnica 2012
- [2] L1.pdf, în [https://intranet.etc.upt.ro/~SPNP\\_B/Laborator](https://intranet.etc.upt.ro/~SPNP_B/Laborator)

# **Aparate electronice de măsurat**

## **Anul III**

Bibliografie:

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

1. Osciloscop de uz general (schema bloc, mod de functionare)  
paragraf § 1.2.1.

**1.2.1. Schema bloc. Functionarea osciloscopului**

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

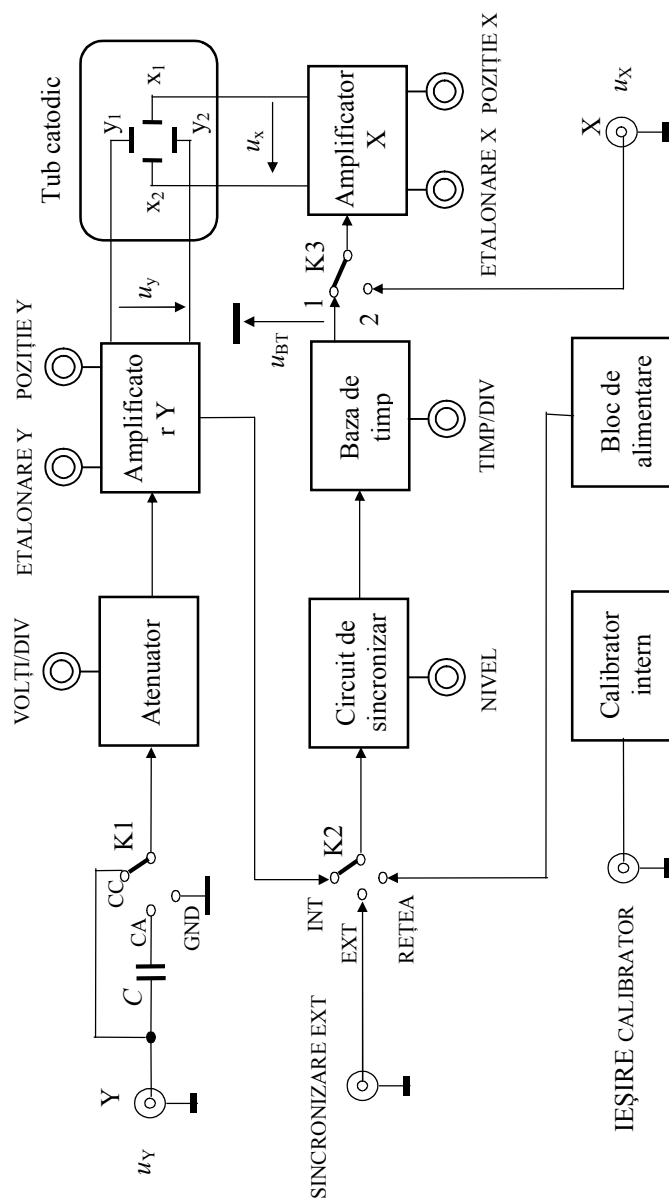


Fig. 1.1. Schema bloc a osciloscopului analogic de uz general.

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

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

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

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

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

## 2. Sonda cu atenuator pentru osciloscopul de uz general (schema, proiectarea elementelor din schema) paragraf § 1.2.3,

### **1.2.3. Sonda**

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

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

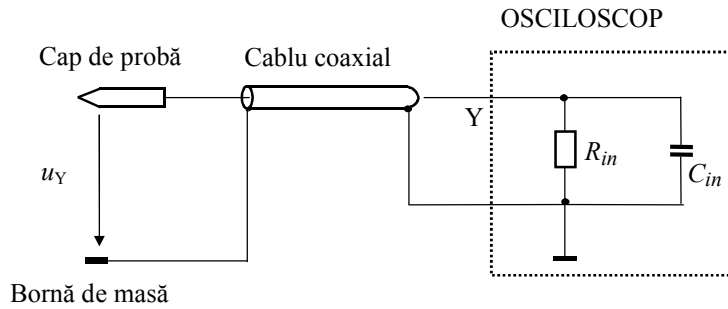


Fig. 1.4. Sonda osciloscopului.

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

Sondele active conțin în capul de probă dispozitive de amplificare care permit obținerea unei impedanțe de intrare mari ( $R$  - mare, de ordinul a  $100 \text{ M}\Omega$  și  $C$  - mic, de ordinul a  $3 \text{ pF}$ ), 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  $\text{pF/m}$ . În mod uzual, impedanța de intrare a ansamblului osciloscop-sondă fără atenuator este  $1 \text{ M}\Omega$  în paralel cu  $150 \text{ pF}$ .

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  $7 \text{ pF}$ ).

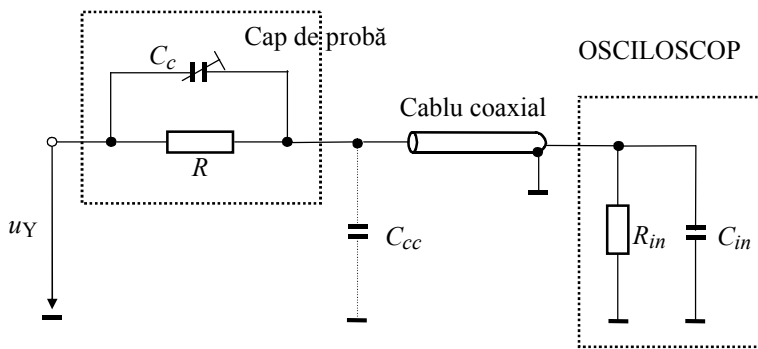


Fig. 1.5. Sondă cu atenuator în capul de probă.

**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.

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

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

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

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

La frecvența de  $10 \text{ MHz}$ , reactanța capacitivă a lui  $C_i$  este

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

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

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

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

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

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

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

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

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

### 3. Tehnica eșantionării secvențiale (principiul, caracteristici) paragraf § 1.3.2. pag 25,

#### **1.3.2. Tehnici de eșantionare utilizate în oscilosoapele numerice**

Tehnicile de eșantionare utilizate în oscilosoapele numerice sunt: eșantionarea secvențială, eșantionarea aleatoare și eșantionarea în timp real.

*Eșantionarea secvențială* este ilustrată în fig. 1.9.

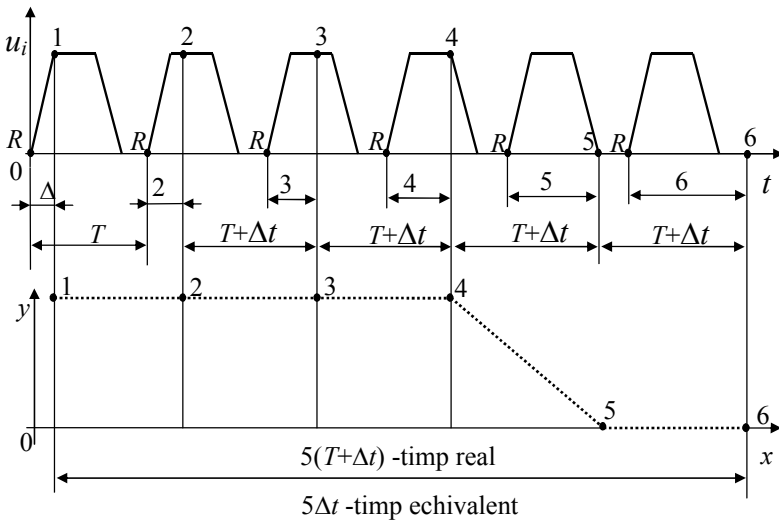


Fig. 1.9. Eșantionarea secvențială.

Ea se poate aplica numai în cazul 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  $\Delta t$  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  $2\Delta t$ . 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 culese în perioade diferite, aparent ele aparțin aceleiași perioade. Perioada aparentă de eșantionare este  $\Delta t$ , iar în realitate ea este  $T + \Delta t$ . Dacă se ia, de exemplu,  $\Delta t = 0,01T$ , atunci perioada de eșantionare este aproximativ  $T$ ,



iar perioada aparentă de eșantionare este de  $0,01T$ . Ca urmare, folosind această tehnică, banda de frecvențe a osciloscopului poate crește foarte mult, având în vedere faptul că frecvența aparentă de eșantionare este de 100 de ori mai mare decât frecvența reală de eșantionare.

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

paragraf § 2.2.1. pag.43,

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

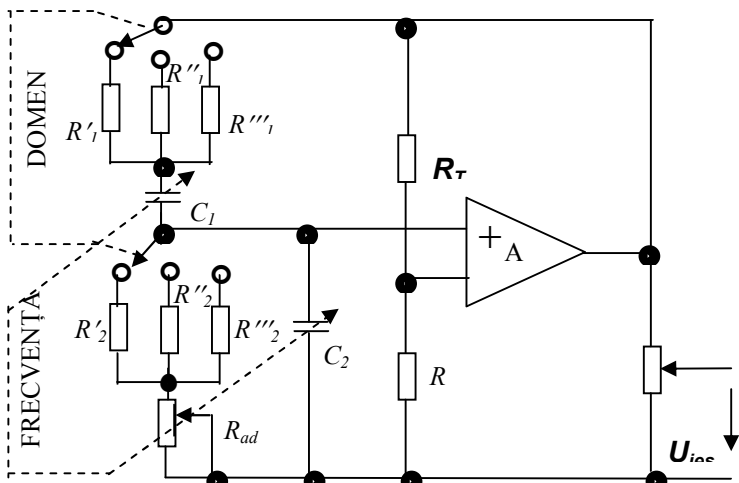


Fig.2.4. Oscilatorul RC.

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

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

sau

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

Unde:

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

Relația 2.10 poate fi desfăcută în două condiții:

1) condiția de amplitudine:

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

2) condiția de fază:

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

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

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

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

Înlocuind :

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

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

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

Rezultă :

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

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

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

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

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

## 5. Voltmetru de curent continuu (caracteristici, schema de principiu, functionare) paragraf § 3.2.1.

### **3.2.1. Schema bloc. Functionare**

În figura 3.1. se arată schema bloc a unui voltmetru numeric la care circuitele de comandă (realizate fie cu logică cablată, fie cu microprocesor) pot lucra în două moduri:

-LOCAL, atunci când programarea lor se face de la panoul frontal PF, panou pe care se face și afișarea rezultatelor, depășirea de domeniu, funcționarea defectuoasă;

-REMOTE (distanță), atunci când programarea lor și prelucrarea rezultatelor se face de la distanță prin intermediul unei interfețe standard (IS). În aparatura de măsurare se întâlnește cel mai des interfața IEEE 488 și mai rar RS 232.

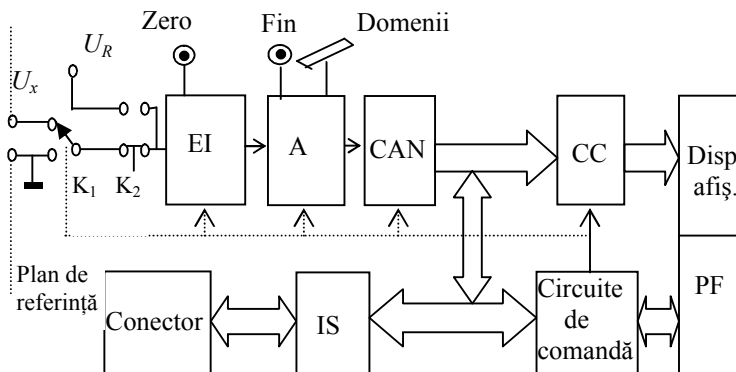


Fig. 3.1. Schema bloc a unui voltmetru numeric.

Prin intermediul comutatorului  $K_1$  etajul de intrare EI poate fi conectat la tensiunea necunoscută  $U_x$  sau la potențialul masei. Corecția de zero este monitorizată de către circuitele de comandă.

Comutatorul  $K_2$  ne dă posibilitatea să verificăm al doilea punct de pe caracteristica de transfer prin măsurarea unei tensiuni de referință  $U_R$  cunoscute. Eventualele ajustări se realizează cu potențiometrul "Fin" din cadrul amplificatorului A. Schimbarea de domenii se face prin modificarea amplificării și prin schimbarea raportului de divizare (figura 3.2.).

Un convertor analog-numeric CAN, furnizează la ieșire un număr, cel mai adesea în cod binar, proporțional cu tensiunea măsurată. Convertorul de cod CC face transformarea în cod zecimal, care prin afișare, este mai ușor interpretat de operatorul uman.

6. Etaj de intrare pentru voltmetre de curent continuu (caracteristici, schema de principiu, functionare) paragraf § 3.2.2.

### 3.2.2. Etajul de intrare

Asigură impedanța de intrare ridicată și o derivă a nului cât mai mică.

În figura 3.2. este reprezentat un circuit de intrare compus dintr-un atenuator rezistiv, cu trei trepte de atenuare și un amplificator cu reacție negativă cu două trepte de amplificare. Prin combinarea treptelor de atenuare  $x1$ ,  $x0,01$  și  $x0,001$  și a treptelor de amplificare  $x1$  și  $x10$  se obțin cinci game de măsurare.

Se observă că pe gamele de intrare 0,1V și 1V rezistența de intrare este mare (intrarea neînversoare a AO realizează uzual rezistențe de intrare în jur de  $100\text{ M}\Omega$ ), pe când pe gamele de 10V, 100V și 1000V rezistența de intrare este de  $10\text{ M}\Omega$  (dată de divizorul rezistiv).

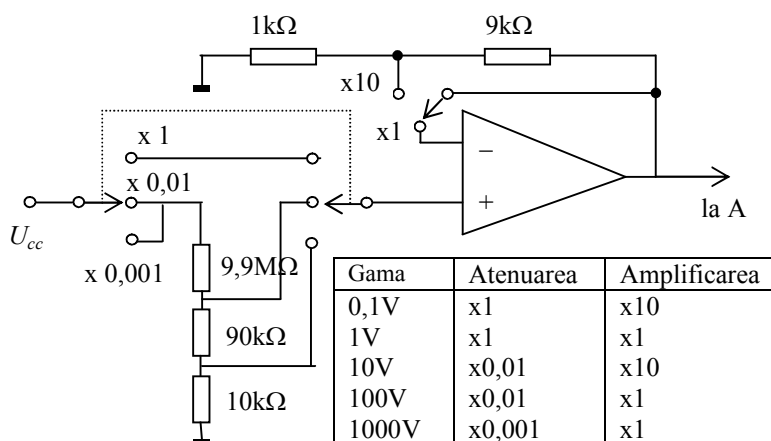


Fig.3.2. Etajul de intrare al unui voltmetru electronic.

7. Convertor analog numeric cu dubla integrare (schema de principiu, functionare) paragraf § 3.2.3. pag 70,

### 3.2.3. Convertorul analog-numeric cu dublă integrare

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

În prima fază, comutatorul  $K$  este pus în poziția 1 și la intrarea integratorului se aplică tensiunea de măsurat  $-U_x$ . Admitem, în continuare că  $U_x$  este pozitivă, deci  $-U_x$  este negativă. Admitem, de asemenea, că amplificatorul operațional din integrator este ideal, în sensul că are 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

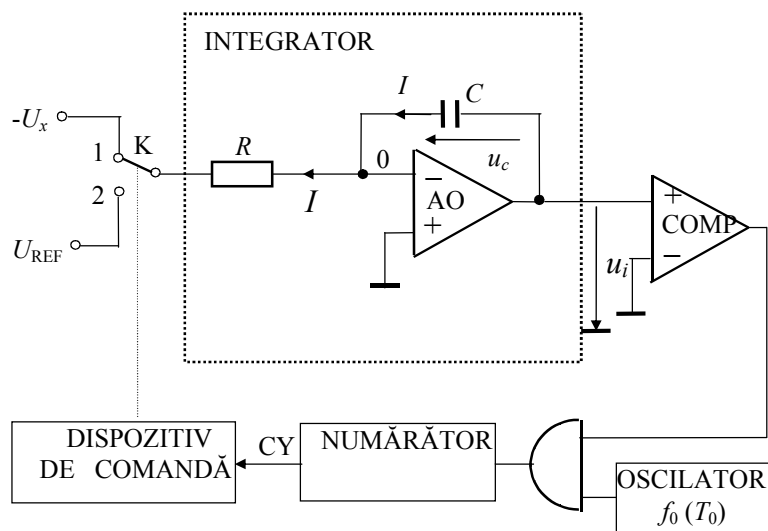


Fig. 3.3. Structura convertorului analog-numeric cu dublă integrare.

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

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

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

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

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

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

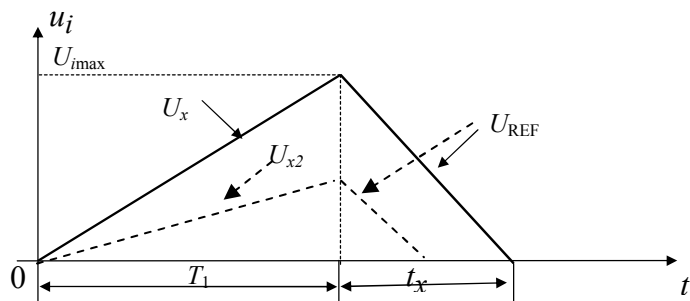


Fig. 3.4. Diagrama de timp aferentă funcționării CAN cu dublă integrare.

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:

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

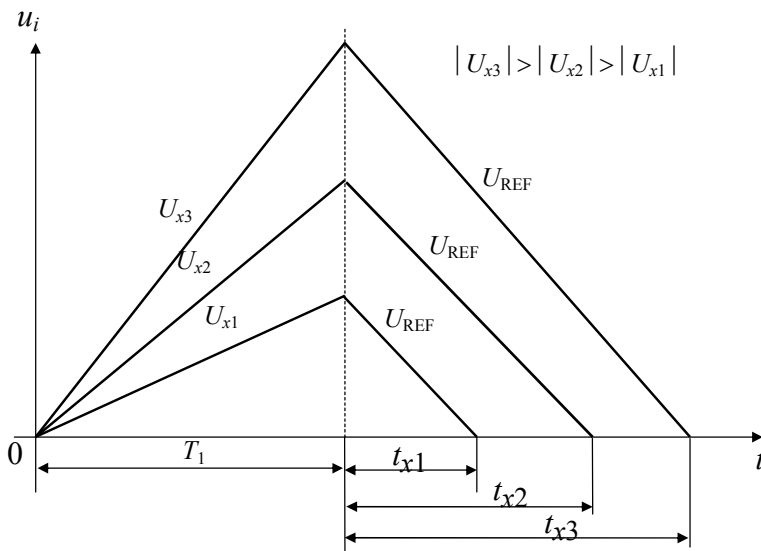


Fig. 3.5. Diagrame de timp pentru tensiuni de intrare diferite.

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, reprezentate în figura 3.5.

## 8. Convertor curenți - tensiune pentru multimetre electronice (cerințe, schema de principiu) paragraf § 3.3.1.

### **3.3.1. Convertor curenți-tensiune**

Pentru măsurarea curentului continuu se poate folosi circuitul din figura 3.9.

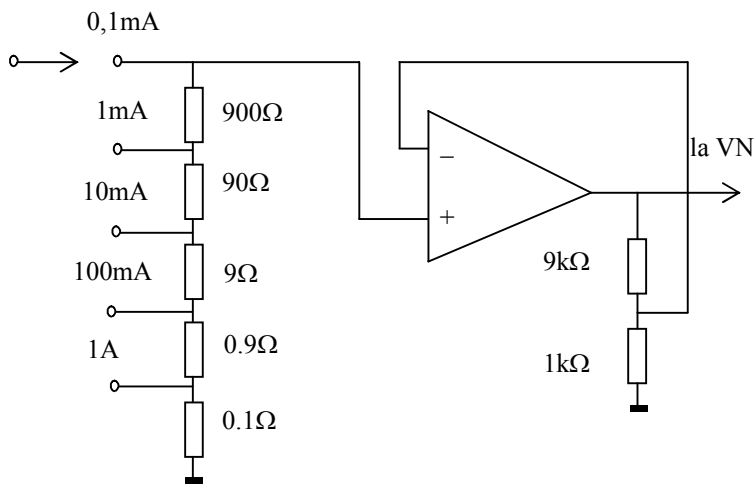


Fig. 3.9. Schema unui convertor curent-tensiune.

Curentul de măsurat parcurge un șunt comutabil producând o cădere de tensiune nominală de 100 mV. Se observă că amplificatorul de curent continuu este același cu cel din figura 3.2, dar fixat pe poziția x10. La ieșirea amplificatorului se furnizează spre voltmetrul numeric o tensiune între 0 și 1V pentru fiecare domeniu de măsurare a curentului.

În cazul în care căderea de tensiune pe rezistența șuntului (rezistență ce poate avea o valoare însemnată la măsurarea curenților mici) deranjează funcționarea în care are loc măsurarea, se utilizează un convertor curent-tensiune cu amplificator transimpedanță, figura 3.10.

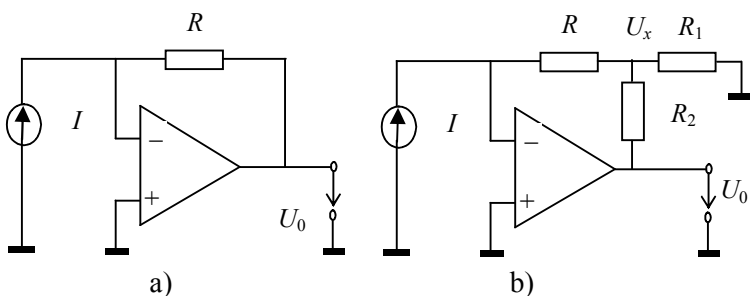


Fig. 3.10. Amplificatoare de transimpedanță.

Tensiunea de ieșire este:

$$U_0 = AI, \quad (3.12)$$

iar pentru circuitul din figura 3.10.a) avem:

$$U_0 = -RI \quad (3.13)$$

Putem calcula valoarea rezistenței  $R$  pentru diferite sensibilități. De exemplu, pentru 1V/mA avem  $R=1k\Omega$ , iar pentru 1V/ $\mu$ A avem  $R = 1M\Omega$ . Pentru sensibilități mai mari valoarea lui  $R$  devine nepermis de mare.

Circuitul din figura 3.10.b) elimină necesitatea unei valori foarte mari pentru  $R$ . În nodul rețelei T avem

$$U_x = -RI, \quad (3.14)$$

iar din relația lui Kirchoff pentru curenți avem

$$\frac{0 - U_x}{R} + \frac{0 - U_x}{R_1} = \frac{U_x - U_0}{R_2} \quad (3.15)$$

Eliminând tensiunea  $U_x$  obținem:

$$U_0 = -R_{ech}I, \quad (3.16)$$

unde

$$R_{ech} = \left(1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_1}\right)R \quad (3.17)$$

Se observă că  $R$  este înmulțit cu un factor supraunitar a cărui mărime este controlată de raportul  $R_2/R_1$ .

9. Conversoare curent continuu – curent alternativ de pentru valori medii (schema de principiu, funcționare, erori la măsurarea valorii efective).

paragraf § 3.3.3.

### 3.3.3. Conversoare curent alternativ-curent continuu de valoare medie

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

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

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

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

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

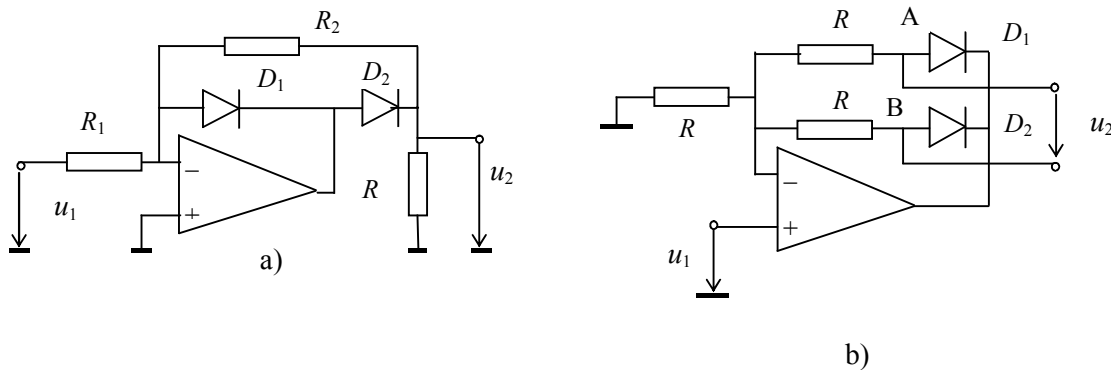


Fig.3.15. Scheme de conversoare c.a.-c.c. de valoare medie.

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

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

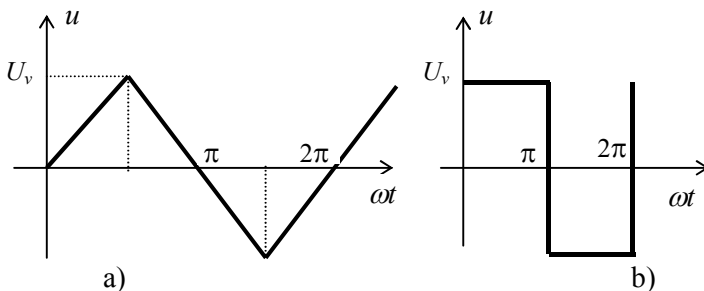


Fig. 3.16. Forma de undă triunghiulară și dreptunghiulară.

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

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

Valoarea efectivă a aceleiași unde este:

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

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

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

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

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

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

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

## 10. Convertor rezistență - tensiune pentru multimetre electronice (cerinte, schema de principiu) paragraf § 3.3.5.

### 3.3.5. Convertoare rezistență - tensiune

Dacă până acum convertoarele studiate preluau energie de la măsurand, în procesul de măsurare a rezistenței, aparatul de măsură trebuie să fie capabil să furnizeze energie. În principal se folosesc cele două scheme prezentate în figura 3.19.

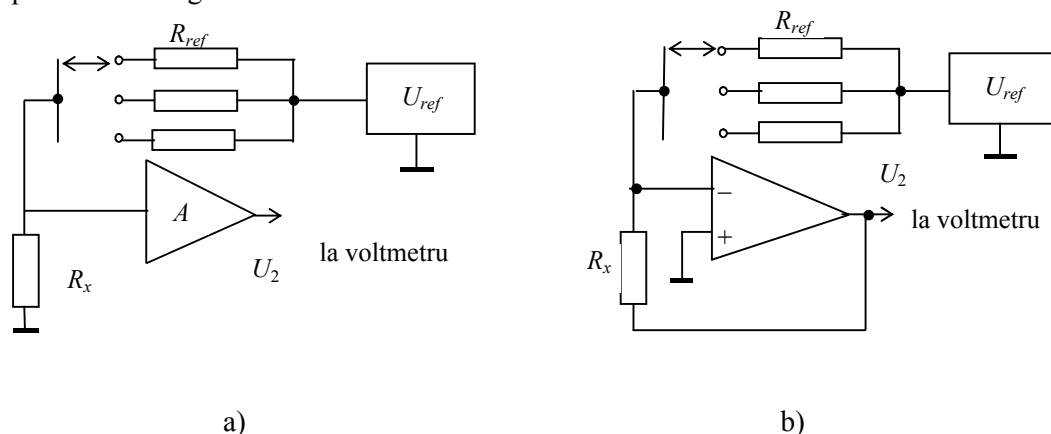


Fig.3.19. Scheme de convertoare rezistență - tensiune.

Prima variantă (figura 3.19.a) ) folosește o sursă de curent constant care determină o cădere de tensiune pe rezistența necunoscută  $R_x$ . Această cădere de tensiune este amplificată de un amplificator cu rezistență mare de intrare. Gamele de măsurare sunt obținute prin comutarea rezistoarelor de reacție ale amplificatorului A și prin schimbarea curentului generat de sursă.

A doua variantă (figura 3.19.b) ) plasează rezistența  $R_x$  în reacția amplificatorului operațional și astfel curentul de referință va fi egal cu cel care străbate rezistența necunoscută.

Rezultă relația:



$$\frac{U_{ref}}{R_{ref}} = \frac{U_2}{R_x}, \quad (3.31)$$

de unde

$$R_x = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} U_2 \quad (3.32)$$

Tensiunea  $U_2$  măsurată de voltmetrul numeric este deci proporțională cu  $R_x$ . Factorul de proporționalitate se poate modifica prin comutarea rezistoarelor  $R_{ref}$ .

# **Bazele sistemelor flexibile inteligente**

## **Anul III**

1. Reprezentarea rotațiilor spațiale cu ajutorul cuaternionilor pp.54-57.

### 3.8.3. Reprezentarea rotațiilor cu cuaternioni

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:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Folosind regula (3.17), calculăm întâi:

$$\begin{aligned} \mathbf{q} \cdot \mathbf{r} &= (s + \mathbf{v})(0 + \mathbf{r}) = 0 - \mathbf{v} \cdot \mathbf{r} + s \cdot \mathbf{r} + (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) = \\ &= -\mathbf{v} \cdot \mathbf{r} + s \cdot \mathbf{r} + \mathbf{v} \times \mathbf{r} \end{aligned} \quad (3.36)$$

În continuare, folosind tot regula (3.17):

$$\begin{aligned}
 (\mathbf{qr})\mathbf{q}^{-1} &= (-\mathbf{v} \cdot \mathbf{r} + s \cdot \mathbf{r} + \mathbf{v} \times \mathbf{r})(s - \mathbf{v}) = \\
 &= -s(\mathbf{v} \cdot \mathbf{r}) - (s \cdot \mathbf{r} + \mathbf{v} \times \mathbf{r})(-\mathbf{v}) + s(s \cdot \mathbf{r} + \mathbf{v} \times \mathbf{r}) + \\
 &+ (-\mathbf{v} \cdot \mathbf{r}) \cdot (-\mathbf{v}) + (s\mathbf{r} + \mathbf{v} \times \mathbf{r}) \times (-\mathbf{v}) = \\
 &= -s(\mathbf{v} \cdot \mathbf{r}) + s\mathbf{r}\mathbf{v} + (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) \cdot \mathbf{v} + s^2\mathbf{r} + s(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) + \\
 &+ (\mathbf{v} \cdot \mathbf{r})(\mathbf{v}) - s(\mathbf{r} \times \mathbf{v}) - (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) \times \mathbf{v}
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

În această ultimă relație se observă că:

$$\begin{aligned}
 -s(\mathbf{v} \cdot \mathbf{r}) + s\mathbf{r} \cdot \mathbf{v} &= 0 \\
 (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) \cdot \mathbf{v} &= 0 \quad \text{- produs al doi vectori ortogonali} \\
 s(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) &= -s(\mathbf{r} \times \mathbf{v}) \\
 -(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) \times \mathbf{v} &= \mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r})
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Astfel:

$$\begin{aligned}
 (\mathbf{qr})\mathbf{q}^{-1} &= s^2\mathbf{r} + 2s(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) + (\mathbf{v} \cdot \mathbf{r})\mathbf{v} + \mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) = \\
 &= s^2\mathbf{r} + 2s(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) + (\mathbf{v} \cdot \mathbf{r})\mathbf{v} + 2[\mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r})] - \mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r})
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Aplicând *regula lui Gibbs* de transformare a produsului vectorial în produs scalar a doi vectori:

$$\mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) = (\mathbf{v} \cdot \mathbf{r})\mathbf{v} - (\mathbf{v} \cdot \mathbf{v})\mathbf{r} \tag{3.40}$$

Obținem:

$$\begin{aligned}
 (\mathbf{qr})\mathbf{q}^{-1} &= s^2\mathbf{r} + 2s(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) + (\mathbf{v} \cdot \mathbf{r})\mathbf{v} + 2\mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) - \\
 &- (\mathbf{v} \cdot \mathbf{r})\mathbf{v} + \mathbf{v}^2\mathbf{r} = (s^2 + \mathbf{v}^2)\mathbf{r} + 2s(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) + 2\mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r})
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

Întucât  $\mathbf{q}$  este un cuaternion unitate,  $s^2 + \mathbf{v}^2 = 1$ , se obține în final:

$$\mathbf{qrq}^{-1} = \mathbf{r} + 2s(\mathbf{v} \times \mathbf{r}) + 2\mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \mathbf{r}) \tag{3.42}$$

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

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

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

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

$$\mathbf{q} = \cos \frac{\theta}{2} + \sin \frac{\theta}{2} \mathbf{u} \tag{3.44}$$

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

Utilizând acest cuaternion, relația:

$$\mathbf{qrq}^{-1} \tag{3.45}$$

exprimă rotația cu un unghi  $\theta$  a oricărui vector  $\mathbf{r}$  în jurul axei de versor  $\mathbf{u}$  (fig.3.18.).

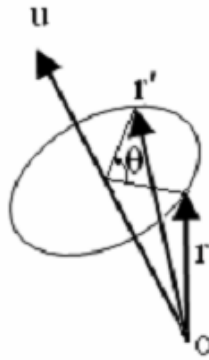


Fig.3.18. Rotația cu un unghi  $\theta$  a unui vector  $\mathbf{r}$  în jurul axei de versor  $\mathbf{u}$

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

*Exemplu:* O rotație cu  $90^\circ$  în jurul axei carteziene  $\mathbf{k}$ , urmată de o rotație cu  $90^\circ$  în jurul axei  $\mathbf{j}$  se poate reprezenta cu produsul cuaternional:

$$\mathbf{q}_1\mathbf{q}_2 = (\cos 45^\circ + \mathbf{j}\sin 45^\circ) \cdot (\cos 45^\circ + \mathbf{k}\sin 45^\circ) \quad (3.46)$$

Aplicând regula (3.17) de înmulțire a cuaternionilor:

$$\mathbf{q}_1\mathbf{q}_2 = s_1s_2 - \mathbf{v}_1 \cdot \mathbf{v}_2 + s_2\mathbf{v}_1 + s_1\mathbf{v}_2 + \mathbf{v}_1 \times \mathbf{v}_2$$

se obține:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_1\mathbf{q}_2 &= \cos 45^\circ \cdot \cos 45^\circ - 0 + \cos 45^\circ \cdot \sin 45^\circ \mathbf{j} + \\ &+ \cos 45^\circ \cdot \sin 45^\circ \mathbf{k} + \sin^2 45^\circ \cdot \mathbf{i} = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} - 0 + \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \mathbf{j} + \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \mathbf{k} + \frac{1}{2} \mathbf{i} = \\ &= \frac{1}{2} + \frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{2} = \frac{1}{2} + \frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \\ &= \cos 60^\circ + \frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{\sqrt{3}} \sin 60^\circ \rightarrow \text{Rot} \left( \frac{\mathbf{i} + \mathbf{j} + \mathbf{k}}{\sqrt{3}}, 120^\circ \right) \end{aligned} \quad (3.47)$$

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

2. Schema bloc a unui sistem robot. Funcțiile sistemului de conducere pp 23-28; pp.28-29.

*Definiție:* sistemul este un ansamblu de elemente interconectate astfel încât performanțele ansamblului sunt superioare sumei performanțelor individuale ale elementelor componente.

Părțile componente ale unui sistem robot (vezi fig.2.1) sunt:

- sistemul de comandă;
- sistemul de acționare;
- sistemul mecanic;
- sistemul de percepție.

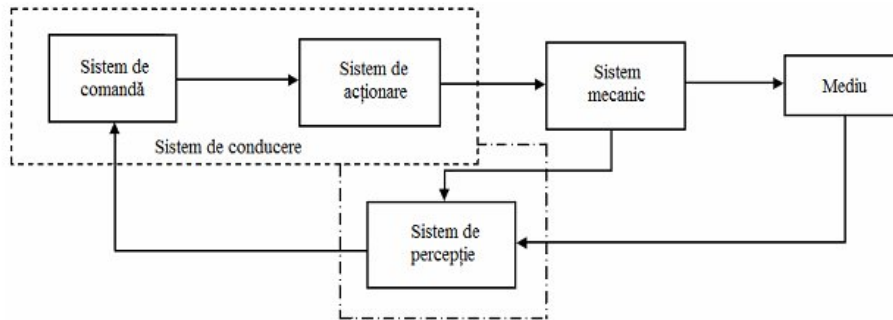


Fig.2.1.Sistemul robot

Sistemul de comandă și cel de acționare constituie **sistemul de conducere**.

Sistemul mecanic în acțiune asupra mediului se numește **sistem condus**.

Procesul robotizat este **procesul condus**.

*Observații:*

1. blocurile componente ale unui robot se află într-o legătură bidirecțională și se comportă împreună tot ca un sistem, denumit **sistem robot**.
2. unii autori includ în sistemul de conducere și sistemul de percepție.

Din punctul de vedere al circuitului informațional, care se stabilește într-un sistem robot, este valabilă schema bloc din figura 2.2 .

Întregul echipament este organizat în jurul calculatorului central aflat în dialog (prin intermediul circuitului de interfață) cu senzorii, traductoarele și circuitele de acționare.

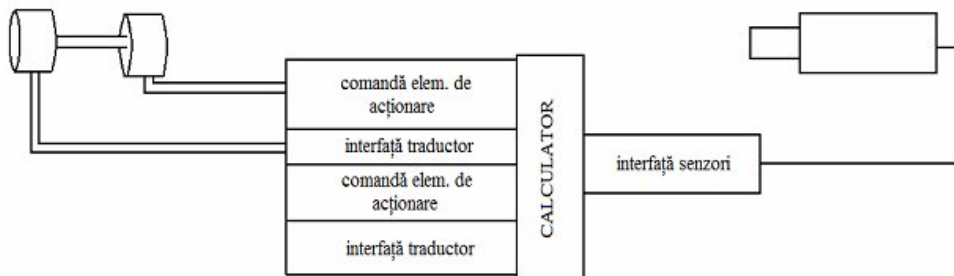


Fig.2.2. Schema bloc informațională pentru sistemul robot

*Observație:* vezi corespondența dintre blocurile celor două scheme din fig.2.1 și fig.2.2:

- sistem de comandă = calculator;
- sistem de percepție = senzori și traductoare;
- sistem de acționare = sistem de acționare.

## 2.2. Schema bloc a părții electrice a unui robot

În fig.2.3. se arată o variantă ce descrie sistemul robot, reprezentând mai multe detalii din structura un echipament de conducere uzual.

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

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

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

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

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

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

În schema bloc din figura 2.2, un S.C.L. (cu structură de S.R.A.) s-a reprezentat prin grupurile: comandă element de acționare, elemente de acționare, interfață, traductor; elementul de acționare se compune din motor, transmisie și frâne.

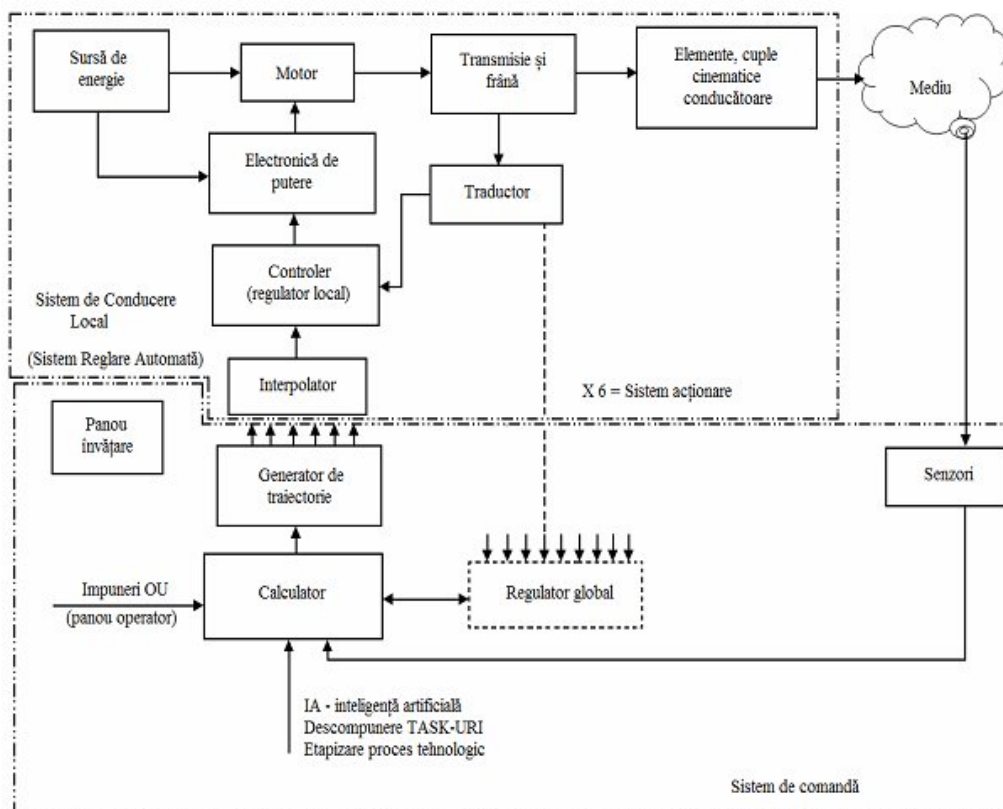


Fig.2.3. Schema bloc detaliată a unui sistem robot

*Observație:* În ultimul timp se utilizează termenul de **actuador**, care provine de la verbul *to actuate* din limba engleză. Traducerea acestuia în limba română este a potrive, a ajusta. Prin actuador, în funcție de context, se înțelege motorul cu cel puțin o parte din transmisie și/sau frână. Uneori în actuador se subînțelege ca fiind inclusă și o parte electronică (de comandă sau senzor).

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

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

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

**Sistemul de conducere** al unui robot este implementat fizic cu echipamente electrice și electronice care, în majoritatea lor, sunt introduse într-un dulap denumit **dulap cu echipamente electrice și electronice**.

Nu toate echipamentele electrice se află în acest dulap:

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

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

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

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

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

Panoul de învățare este prevăzut cu o tastatură **alfanumerică** (litere și cifre) și un afișaj alfanumeric. De regulă este dotat și cu un joystick cu care se pot comanda mișcările sistemului mecanic. Este folosit în faza de programare a robotului când operatorul uman învață robotul ce are de făcut și întocmește programul înscriind instrucțiune după instrucțiune.

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

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

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

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

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

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