

UNIVERSITATEA “POLITEHNICA” DIN TIMIȘOARA

Facultatea de Electronică și Telecomunicații

EXAMEN LICENȚĂ

SPECIALIZAREA

ELECTRONICĂ APLICATĂ

2012-2013

UNIVERSITATEA “POLITEHNICA” DIN TIMIȘOARA

Facultatea de Electronică și Telecomunicații

EXAMEN LICENȚĂ

SPECIALIZAREA

ELECTRONICĂ APLICATĂ

2012-2013

# Cuprins

## Discipline fundamentale

Unități de măsură .....	1
Noțiuni generale de Fizică.....	4
Concepte/teoreme matematice de uz practic în exercitarea profesiei de inginer.....	9
Circuite electronice fundamentale.....	17
Circuite integrate analogice.....	31
Circuite integrate digitale.....	48
Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare.....	61
Semnale și sisteme.....	82
Zona tematică 5 (aplicații).....	94

## Discipline de specialitate

Aparate electronice de măsurat.....	112
Bazele sistemelor flexibile inteligente.....	126
Electronică de putere în comutație.....	168
Radiocomunicații.....	179
Sisteme cu logică programabilă.....	190
Sisteme de achiziții de date.....	199
Testarea echipamentelor pentru EA.....	206

# **UNITĂȚI DE MĂSURĂ**

## **ale Sistemului International**

1. Specificați unitatea SI pentru masă și simbolul ei. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru micro (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru masă este kilogramul. Simbolul său este kg. Factorul de multiplicare pentru micro este  $10^{-6}$ . Simbolul său este  $\mu$ .*
2. Specificați unitatea SI pentru lungime. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru mili (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru lungime este metrul. Simbolul său este m. Factorul de multiplicare pentru mili este  $10^{-3}$ . Simbolul său este m.*
3. Specificați unitatea SI pentru timp. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru micro (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru timp este secunda. Simbolul său este s. Factorul de multiplicare pentru micro este  $10^{-6}$ . Simbolul său este  $\mu$ .*
4. Specificați unitatea SI pentru curentul electric. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru mili (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru curentul electric este amperul. Simbolul său este A. Factorul de multiplicare pentru mili este  $10^{-3}$ . Simbolul său este m.*
5. Specificați unitatea SI pentru viteza unghiulară. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru kilo (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru angular viteza unghiulară este radianul pe secundă. Simbolul său este rad/s. Factorul de multiplicare pentru kilo este  $10^3$ . Simbolul său este k.*
6. Specificați unitatea SI pentru frecvență. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru tera (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru frecvență este herțul. Simbolul său este Hz. Factorul de multiplicare pentru tera este  $10^{12}$ . Simbolul său este T.*
7. Specificați unitatea SI pentru energie, lucru mecanic și căldură. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru mega (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru energie, lucru mecanic și căldură este jouleul. Simbolul său este J. Factorul de multiplicare pentru mega este  $10^6$ . Simbolul său este M.*
8. Specificați unitatea SI pentru putere și flux radiant. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru giga (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru putere și flux radiant este wattul. Simbolul său este W. Factorul de multiplicare pentru giga este  $10^9$ . Simbolul său este G.*
9. Specificați unitatea SI pentru for sarcină electrică și cantitate de electricitate. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru femto (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru sarcină electrică și cantitate de electricitate este coulombul. Simbolul său este C. Factorul de multiplicare pentru femto este  $10^{-15}$ . Simbolul său este f.*
10. Specificați unitatea SI pentru tensiune electrică, diferență de potențial și tensiune electromotoare. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru nano (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).

*Unitatea SI pentru tensiune electrică, diferență de potențial și tensiune electromotoare este voltul. Simbolul său este V. Factorul de multiplicare pentru nano este  $10^{-9}$ . Simbolul său este n.*

11. Specificați unitatea SI pentru intensitatea câmpului electric. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru mega (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru intensitatea câmpului electric este voltul pe metru. Simbolul său este V/m. Factorul de multiplicare pentru mega este  $10^6$ . Simbolul său este M.*
12. Specificați unitatea SI pentru rezistență electrică, impedanță și reactanță. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru kilo (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru rezistență electrică, impedanță și reactanță este ohmul. Simbolul său este  $\Omega$ . Factorul de multiplicare pentru kilo este  $10^3$ . Simbolul său este k.*
13. Specificați unitatea SI pentru conductanța electrică. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru kilo (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru conductanța electrică este siemensul. Simbolul său este S. Factorul de multiplicare pentru kilo este  $10^3$ . Simbolul său este k.*
14. Specificați unitatea SI pentru capacitatea electrică. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru pico (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru capacitatea electrică este faradul. Simbolul său este F. Factorul de multiplicare pentru pico este  $10^{-12}$ . Simbolul său este p.*
15. Specificați unitatea SI pentru inductanță. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru mili (exemplu: atto =  $10^{-18}$ , a).  
*Unitatea SI pentru inductanță este henry. Simbolul său este H. Factorul de multiplicare pentru mili este  $10^{-3}$ . Simbolul său este m.*

## **Noțiuni generale de fizică**

### 1. Enunțați legea lui Coulomb

**Răspuns** – Forța de natură electrică ce se exercită între două sarcini electrice punctiforme este direct proporțională cu produsul celor două sarcini și invers proporțională cu pătratul distanței dintre cele două sarcini.

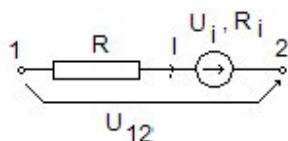
$$\vec{F} = \frac{q_1 \cdot q_2}{4\pi\epsilon} \cdot \frac{\vec{r}_2 - \vec{r}_1}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_1|^3}$$

unde semnificația mărimilor este:  $q_1$  și  $q_2$  - cele două sarcini punctiforme,  $\vec{r}_1$  și  $\vec{r}_2$  - vectorii de poziție ai sarcinilor punctiforme,  $\epsilon_0$  - permitivitatea dielectrică a vidului, mediului în care se găsesc cele două sarcini punctiforme fiind vidul.

### 2. Enunțați legea conducției pentru conductoare filiforme cu sursă de tensiune imprimată (legea generală a lui Ohm)

**Răspuns** - Suma între tensiunea la capetele unei porțiuni neramificate de circuit liniar filiform și tensiunea imprimată a sursei ce se găsește în acea porțiune, este egală, în fiecare moment, cu produsul între curent și rezistența electrică a porțiunii, produs numit și cădere de tensiune.

Legea conducției pentru conductoare filiforme care nu conțin surse de câmp imprimat (în figura de mai jos  $U_i = 0$ ,  $R_i = 0$ ) se exprimă prin relația,



$$U_{12} = R \cdot I, \text{ respectiv } I = \frac{U_{12}}{R} \text{ (legea lui Ohm)}$$

Dacă conductorul filiform conține sursă de câmp imprimat cu parametrii  $U_i$  – tensiunea imprimată și  $R_i$  – rezistența internă legea conducției se exprimă prin relația

$$U_{12} + U_i = I R_{12}, \text{ respectiv } I = \frac{U_{12} + U_i}{R + R_i} \text{ (legea generală a lui Ohm)}$$

### 3. Enunțați prima teoremă a lui Kirchhoff

**Răspuns** - În orice nod de circuit electric, suma algebrică a curenților electrici este egală cu zero. (Suma curenților care intră în nod este egală cu suma curenților care ies din nod).

Prima teoremă a lui Kirchhoff se exprimă prin relația,

$$\sum_i I_i = 0$$

unde curenții care ies din nod se consideră cu semnul plus, iar cei care intră în nod se consideră cu semnul minus.



#### 4. Enunțați a doua teorema a lui Kirchhoff

**Răspuns** - De-a lungul oricărui ochi de circuit electric, suma algebrică a căderilor de tensiune este egală cu suma algebrică a tensiunilor electromotoare.

A doua teoremă a lui Kirchhoff se exprimă prin relația,

$$\sum_i R_i I_i = \sum_j U_{e_j}$$

Tensiunile electromotoare ( $U_{e_j}$ ) se consideră cu semnul plus dacă sensul acestora coincide cu cel de parcurgere al ochiului, respectiv cu semnul minus dacă sensul acestora este invers celui de parcurgere al ochiului. Căderile de tensiune (termeni  $R_i I_i$ ) se consideră cu semnul plus dacă sensul curentului ( $I_i$ ) coincide cu sensul de parcurgere al ochiului, respectiv cu semnul minus dacă sensul acestuia este invers sensului de parcurgere al ochiului.

#### 5. Enunțați forma integrală a legii inducției electromagnetice

**Răspuns** - Tensiunea electromotoare indusă de-a lungul unui contur închis  $\Gamma$  este egală cu derivata în raport cu timpul, luată cu semn schimbat, a fluxului magnetic prin suprafața  $S_\Gamma$  ce se sprijină pe acel contur.

Forma integrală a legii se exprimă prin relația,

$$u_{e\Gamma} = - \frac{d\Phi_\Gamma}{dt}$$

unde  $u_{e\Gamma}$  este tensiunea electromotoare indusă în circuitul ce definește conturul  $\Gamma$ ,  $\Phi_\Gamma$  este fluxul magnetic printr-o suprafață oarecare deschisă ce se sprijină pe curba  $\Gamma$ ,  $\vec{B}$  este vectorul inducție magnetică în punctele ce aparțin suprafeței  $S_\Gamma$ .

#### 6. Să se definească puterea activă în regim sinusoidal

**Răspuns** - Puterea activă se definește pentru un circuit electric dipolar care funcționează în regim sinusoidal ca fiind valoarea medie pe o perioadă a produsului dintre valorile instantanee ale tensiunii și curentului.

Puterea activă se exprimă prin relația,

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_m \sin \omega t \cdot i_m \sin(\omega t - \varphi) dt = U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

unde  $P$  - este puterea activă,  $u_m \sin \omega t$  - tensiunea la bornele consumatorului,  $U$  - valoarea efectivă a tensiunii la bornele consumatorului,  $i_m \sin(\omega t - \varphi)$  - curentul consumatorului,  $I$  - valoarea efectivă a curentului prin consumator,  $T$  - perioada tensiunii și curentului ( $T = \frac{1}{f}$ ),  $\omega$  - pulsația tensiunii și a curentului ( $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  fiind frecvența tensiunii și curentului),  $\varphi$  - defazajul dintre tensiunea și curentul consumatorului, iar  $t$  - este timpul.

Unitatea de măsură a puterii active, în Sistemul Internațional de unități, se numește Watt, notându-se cu  $W$ .

#### 7. Să se definească puterea reactivă în regim sinusoidal

**Răspuns** - Puterea reactivă se definește ca fiind produsul dintre valoarea efectivă a tensiunii la bornele consumatorului, valoarea efectivă a curentului prin consumator și sinusul unghiului de defazaj dintre tensiunea și curentul consumatorului.

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi$$

unde  $Q$  – este puterea reactivă,  $U$  – valoarea efectivă a tensiunii la bornele consumatorului,  $I$  – valoarea efectivă a curentului prin consumator,  $\varphi$  – defazajul dintre tensiunea și curentul consumatorului.

Unitatea de măsură a puterii reactive, în Sistemul Internațional de unități, se numește volt-ampere reactiv, notându-se cu VAR.

#### 8. Să se definească puterea aparentă în regim sinusoidal

**Răspuns** – Puterea aparentă se definește ca fiind produsul dintre valoarea efectivă a tensiunii la bornele consumatorului și valoarea efectivă a curentului prin consumator.

$$S = U \cdot I$$

unde  $S$  – este puterea aparentă,  $U$  – valoarea efectivă a tensiunii la bornele consumatorului,  $I$  – valoarea efectivă a curentului prin consumator.

Unitatea de măsură a puterii aparente, în Sistemul Internațional de unități, se numește volt-ampere, notându-se cu VA.

#### 9. Să se definească capacitatea electrică

**Răspuns** – Capacitatea electrică este un parametru global ce caracterizează condensatorul ideal și se definește prin relația,

$$C = \frac{Q}{U}$$

unde  $Q$  – este sarcina electrică a armăturii pozitive, iar  $U$  – este diferența de potențial (tensiunea) dintre cele două armături.

Capacitatea electrică a unui condensator indică posibilitățile acestuia de a înmagazina energie electrică.

Unitatea de măsură a capacității electrice, în Sistemul Internațional de unități, se numește Farad, notându-se cu F.

#### 10. Să se definească tensiunea electrică dintre două puncte

**Răspuns** – Tensiunea electrică dintre două puncte este o mărime globală și se definește ca fiind integrala curbilinie a vectorului intensitate de câmp electric. Relația matematică ce definește tensiunea electrică între două puncte este,

$$U_{12} = \int_1^2 \vec{E} \cdot \vec{dl} = V_1 - V_2$$

unde  $\vec{E}$  – este intensitatea câmpului electric,  $\vec{dl}$  – este elementul de linie al curbei în lungul căreia se efectuează integrala,  $V_1$  – este potențialul din punctul 1, iar  $V_2$  – este potențialul din punctul 2.

În regimuri statice și staționare tensiunea electrică nu depinde de traseul pe care se efectuează integrala. În regimuri variabile tensiunea electrică depinde de traseul după care se efectuează integrala, caz în care câmpul electric nu mai este un câmp potențial.

Unitatea de măsură a tensiunii electrice, în Sistemul Internațional de unități, se numește Volt, notându-se cu V.

#### 11. Să se definească intensitatea curentului electric

**Răspuns** – Intensitatea curentului electric se definește ca fiind egală cu sarcina electrică ce străbate secțiunea transversală a unui conductor în unitate de timp. Relația matematică ce definește intensitatea curentului electric este,

$$i = \frac{dQ}{dt} = \int_S \vec{J} \cdot \vec{ds}$$

unde  $Q$  – este sarcina electrică,  $\vec{ds}$  – este elementul de suprafață al secțiunii transversale prin conductor (S),  $\vec{J}$  – este densitatea curentului de conducție, iar  $t$  – este timpul.

Unitatea de măsură a curentului electric, în Sistemul Internațional de unități, se numește Amper, notându-se cu A.

## 12. Enunțați teorema lui Ampere

**Răspuns** – Integrala vectorului intensitate de câmp magnetic pe orice curbă închisă  $\Gamma$  (tensiunea magnetomotore sau solenație) este egală cu integrala vectorului densitate de curent de conducție pe orice suprafață deschisă  $S_\Gamma$  ce se sprijină pe curba închisă  $\Gamma$ .

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_{S_\Gamma} \vec{J} \cdot d\vec{s} = i$$

unde  $i$  – este curentul electric de conducție prin suprafața  $S_\Gamma$ ,  $\vec{H}$  – este intensitatea câmpului magnetic,  $\vec{J}$  – este densitatea curentului de conducție,  $d\vec{s}$  – este elementul de suprafață al suprafeței  $S_\Gamma$ .

Unitatea de măsură a tensiunii magnetice, în Sistemul Internațional de unități, se numește Amper, notându-se cu A.

## 13. Să se definească inductanța unei bobine

**Răspuns** – Inductanța unei bobine se definește ca fiind raportul dintre înălțuirea magnetică totală a bobinei și curentul se parcurge spirele bobinei.

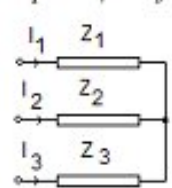
$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\Phi}{i}$$

unde  $i$  – este curentul electric de conducție ce parcurge spirele bobinei,  $\Psi$  – este înălțuirea magnetică totală a bobinei,  $\Phi$  – este fluxul magnetic mediu prin spirele bobinei, iar  $N$  – este numărul de spire al bobinei.

Unitatea de măsură a inductanței magnetice, în Sistemul Internațional de unități, se numește Henry, notându-se cu H.

## 14. Să se definească conexiunea stea la un consumator trifazat (caracteristici)

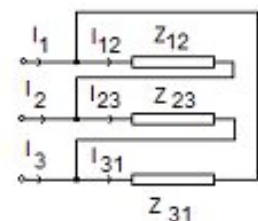
**Răspuns** – Conexiunea stea a unui consumator trifazat este aceea la care cele trei impedanțe de fază au un nod comun (ca în figura alăturată).



Dacă cele trei impedanțe de fază sunt egale, ca mărimi complexe ( $Z_1, Z_2, Z_3$ ) consumatorul trifazat este echilibrat. Un astfel de consumator se bucură de proprietatea că tensiunea de linie  $U_l$  satisface relația  $U_l = \sqrt{3} \cdot U_f$ , iar  $I_l = I_f$ . Tensiunea de fază ( $U_f$ ) reprezintă căderea de tensiune pe impedanțele de fază, iar tensiunea de linie ( $U_l$ ) reprezintă tensiunea dintre două faze. Curenții de fază ( $I_1, I_2, I_3$  – din figură) reprezintă acei curenți ce parcurg impedanțele de fază, iar curenții de linie sunt cei care parcurg linia electrică dintre sursa trifazată și consumatorul trifazat. La conexiunea stea curenții de linie sunt identici cu cei de fază.

## 15. Să se definească conexiunea triunghi la un consumator trifazat (caracteristici)

**Răspuns** – Conexiunea triunghi a unui consumator trifazat este aceea la care sfârșitul unei impedanțe este conectat cu începutul următoarei impedanțe (ca în figura alăturată).



Dacă cele trei impedanțe de fază sunt egale, ca mărimi complexe ( $Z_{12}, Z_{23}, Z_{31}$ ) consumatorul trifazat este echilibrat. Un astfel de consumator se bucură de proprietatea că tensiunea de linie  $U_l$  satisface relația  $U_l = U_f$ , iar  $I_l = \sqrt{3} \cdot I_f$ . Tensiunea de fază ( $U_f$ ) reprezintă căderea de tensiune pe impedanțele de fază, iar tensiunea de linie ( $U_l$ ) reprezintă tensiunea dintre două faze. Curenții de fază ( $I_{12}, I_{23}, I_{31}$  – din figură) reprezintă acei curenți ce parcurg impedanțele de fază, iar curenții de linie sunt cei care parcurg linia electrică dintre sursa trifazată și consumatorul trifazat ( $I_1, I_2, I_3$ ). La conexiunea triunghi tensiunile de linie sunt identici cu cele de fază.

**CONCEPTE / TEOREME MATEMATICE DE UZ  
PRACTIC  
ÎN EXERCITAREA PROFESIEI DE INGINER**

**1. Prezentați Formula lui Taylor pentru funcții de o variabilă și modul cum se utilizează în aproximarea funcțiilor prin polinoame.**

**Răspuns:**

Fie  $f: I \subset \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{R}$  și  $x_0 \in I, f \in C_I^{n+1}$ . Are loc formula lui Taylor

$$f(x) = T_n(x) + R_n(x)$$

unde  $T_n$  este polinomul lui Taylor de ordin  $n$ , iar  $R_n$  este restul

$$T_n(x) = f(x_0) + \frac{x-x_0}{1!} f'(x_0) + \dots + \frac{(x-x_0)^n}{n!} f^{(n)}(x_0),$$

$$R_n(x) = \frac{(x-x_0)^{n+1}}{(n+1)!} f^{(n+1)}(x_0 + \theta(x-x_0)), \quad 0 < \theta < 1.$$

Rezultă formula de aproximare pentru  $f(x)$  într-o vecinătate  $V$  a lui  $x_0$ :

$$f(x) \cong T_n(x),$$

cu eroarea  $\varepsilon_n = \sup_{x \in V} |R_n(x)|$ .

**2. Definiți noțiunile de valori și vectori proprii ai unui operator liniar.**

**Răspuns:**

Fie  $V$  un spațiu vectorial peste corpul  $\mathbf{K}$  și  $f: V \rightarrow V$  un operator liniar. Un vector nenul  $v \in V$  se numește vector propriu al operatorului  $f$  dacă există un scalar  $\lambda$  din  $\mathbf{K}$  a.î.  $f(v) = \lambda v$ . Scalarul  $\lambda$  se numește valoare proprie.

**3. Menționați modul de determinare al extremelor unei funcții de 2 variabile, derivabilă parțial.**

**Răspuns:**

Extremele funcției  $u = u(x, y)$  se găsesc printre punctele staționare asociate, care sunt

$$\text{soluțiile sistemului } \begin{cases} \frac{\partial u}{\partial x} = 0 \\ \frac{\partial u}{\partial y} = 0 \end{cases}.$$

Un punct staționar este punct de minim dacă  $\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} - \left( \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial y} \right)^2 > 0$  și  $\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} > 0$ ,

respectiv este punct de maxim dacă  $\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} - \left( \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial y} \right)^2 > 0$  și  $\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} < 0$ .

**4. Definiți următoarele noțiuni: media aritmetică, media aritmetică ponderată și media geometrică.**

**Răspuns:**

Fie  $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  o mulțime nevidă de date (numere reale) cu ponderile nenegative  $\{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ .

Media ponderată este  $M_p = \frac{p_1x_1 + p_2x_2 + \dots + p_nx_n}{p_1 + p_2 + \dots + p_n}$ , (elementele care au ponderi mai mari contribuie mai mult la medie). Formula poate fi simplificată când ponderile sunt normalizate, adică:  $\sum_{i=1}^n p_i = 1$ . În acest caz  $M_p = \sum_{i=1}^n p_i x_i$ .

Media aritmetică  $M_a$  este un caz particular al mediei ponderate  $M_p$  în care toate ponderile sunt egale  $p_i = \frac{1}{n}$ .

Avem  $M_a = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n}$  ( $M_a$  indică tendința centrală a unui set de numere).

Media geometrică  $M_g = \sqrt[n]{x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n}$  dacă  $x_i > 0, i = \overline{1, n}$ . Media geometrică are următoarea interpretare geometrică. Media geometrică  $M_g = \sqrt{ab}$ , a două numere  $a, b \in \mathbf{R}_+$  este egală cu latura unui pătrat cu aceeași suprafață ca și un dreptunghi cu laturile  $a$  și  $b$ .

**5. Definiți noțiunea de probabilitate condiționată, enunțați și interpretați formula lui Bayes.**

**Răspuns:**

Fie  $\{E, K, P\}$  un câmp de probabilitate și  $A, B \in K$  două evenimente cu  $P(A) \neq 0$ . Se numește probabilitate a evenimentului  $B$  condiționată de  $A$  expresia:

$$P_A(B) = P(B|A) = \frac{P(A \cap B)}{P(A)}$$

Fie  $S = \{B_1, B_2, \dots, B_n\}$  un sistem complet de evenimente.

Deci  $E = \bigcup_{i=1}^n B_i, B_i \in K, B_i \cap B_j = \emptyset, i \neq j$ . Se mai spune că sistemul  $S$  este o desfacere a evenimentului sigur  $E$ , iar evenimentele  $B_i$  se numesc cauze.

Formula lui Bayes

$$P_A(B_i) = \frac{P(B_i) \cdot P_{B_i}(A)}{\sum_{j=1}^n P(B_j) \cdot P_{B_j}(A)}$$

Această formulă exprimă probabilitatea unei cauze în ipoteza că evenimentul  $A$  s-a produs sau mai precis este probabilitatea că producerea evenimentului  $A$  să fie determinată de cauza  $B_j$ .

**6. Definiți pentru o variabilă aleatoare discretă următoarele caracteristici numerice: valoarea medie, dispersia și abaterea medie pătratică.**

**Răspuns:**

Fie  $\xi$  o variabilă aleatoare discretă cu distribuția

$$\xi : \begin{pmatrix} x_1, x_2, \dots, x_n \\ p_1, p_2, \dots, p_n \end{pmatrix}, \sum_{i=1}^n p_i = 1, p_i = P(\xi = x_i)$$

Valoarea medie  $M(\xi) = \sum_{i=1}^n x_i p_i$ . Valoarea medie reprezintă o valoare în jurul căreia se constată o grupare a valorilor variabilelor aleatoare.

Dispersia  $D^2(\xi) = \sigma^2 = M[(\xi - M(\xi))^2]$

Abaterea medie pătratică  $D(\xi) = \sigma = \sqrt{D^2(\xi)}$ .

Dispersia și abaterea medie pătratică sunt indicatori care caracterizează “împrăștierea” valorilor unei variabile aleatoare dând o indicație asupra gradului de concentrare a valorilor variabilei în jurul valorii sale medii.

**7. Definiți transformata Laplace și stabiliți formula de calcul a derivatei.**

**Răspuns:**

Dacă  $f$  este o funcție original, transformata Laplace a lui  $f$  este:

$$(Lf)(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt.$$

Imaginea derivatei

$$(Lf')(s) = s(Lf)(s) - f(0_+)$$

**8. Definiți Transformata Z (Laplace discretă) și calculați imaginea ei pentru semnalul discret treaptă - unitate.**

**Răspuns:**

Dacă  $\{f_n\}$  este un șir original, transformata Z a lui este:

$$Z(f_n)(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f_n z^{-n}.$$

Pentru șirul treaptă - unitate

$$\sigma(n) = \begin{cases} 0, & n < 0 \\ 1, & n \geq 0, \quad n \in Z \end{cases}$$

transformata Z este

$$Z\sigma(n)(z) = \sum_{n=0}^{\infty} z^{-n} = \frac{1}{1 - \frac{1}{z}} = \frac{z}{z-1}, \text{ pentru } |z| > 1.$$

9. Coordonate polare, cilindrice și sferice.

**Răspuns:**

a). *Trecerea la coordonate polare:*

$$\begin{cases} x = \rho \cos \varphi \\ y = \rho \sin \varphi \end{cases}$$

unde

$$\rho \in [0, \infty); \varphi \in [0, 2\pi),$$

stabilește legătura între coordonatele carteziene  $(x, y)$  ale unui punct din plan și coordonatele polare  $(\rho, \varphi)$  ale aceluiași punct.

b). *Trecerea la coordonate cilindrice:*

$$\begin{cases} x = \rho \cos \varphi \\ y = \rho \sin \varphi \\ z = z \end{cases}$$

unde

$$\rho \in [0, \infty); \varphi \in [0, 2\pi); z \in \mathbf{R},$$

stabilește legătura între coordonatele carteziene  $(x, y, z)$  ale unui punct din spațiu și coordonatele cilindrice  $(\rho, \varphi, z)$  ale aceluiași punct.

c). *Trecerea la coordonatele sferice:*

$$\begin{cases} x = \rho \cos \varphi \sin \theta \\ y = \rho \sin \varphi \sin \theta \\ z = \rho \cos \theta \end{cases}$$

unde

$$\rho \in [0, \infty); \varphi \in [0, 2\pi); \theta \in [0, \pi],$$

stabilește legătura între coordonatele carteziene  $(x, y, z)$  ale unui punct din spațiu și coordonatele sferice  $(\rho, \varphi, \theta)$  ale aceluiași punct.



10. Mărimi geometrice sau fizice care se calculează cu ajutorul integralelor. Formula de calcul a fluxului unui câmp vectorial.

**Răspuns:**

Aria unui domeniu plan, volumul unui corp, masa, centrul de greutate, momentele de inerție, lucrul mecanic.

Fie  $S$  o suprafață netedă și  $\vec{v} = P\vec{i} + Q\vec{j} + R\vec{k}$  un câmp vectorial continuu pe  $S$ . Fluxul câmpului  $\vec{v}$  prin suprafața  $S$  orientată de versorul normalei  $\vec{n} = (\cos \alpha)\vec{i} + (\cos \beta)\vec{j} + (\cos \gamma)\vec{k}$  la suprafața  $S$  este  $\iint_S \vec{v} \cdot \vec{n} dS = \iint_S (P \cos \alpha + Q \cos \beta + R \cos \gamma) dS$ .

11. Derivata după o direcție a unei funcții reale. Noțiunile de gradient, divergență și rotor.

**Răspuns:**

Fie  $f : D \subset \mathbf{R}^3 \rightarrow \mathbf{R}$ ,  $f(x, y, z)$  un câmp scalar și  $\vec{s} \in \mathbf{R}^3$ ,  $\|\vec{s}\| = 1$  un versor  $\vec{a} \in D$ . Numim derivata funcției  $f$  în punctul  $\vec{a}$  după direcția  $\vec{s}$  următoarea limită

$$\lim_{t \rightarrow 0} \frac{1}{t} [f(\vec{a} + t\vec{s}) - f(\vec{a})] = \frac{\partial f}{\partial \vec{s}}(\vec{a})$$

Derivata  $\frac{\partial f}{\partial \vec{s}}(\vec{a})$  caracterizează viteza de variație a funcției  $f$  în punctul  $\vec{a}$  după

direcția  $\vec{s}$ . Numim gradientul funcției  $f$  în punctul  $\vec{a}$  următorul vector

$$\text{grad } f(\vec{a}) = \nabla f(\vec{a}) = \frac{\partial f}{\partial x}(\vec{a})\vec{i} + \frac{\partial f}{\partial y}(\vec{a})\vec{j} + \frac{\partial f}{\partial z}(\vec{a})\vec{k}$$

unde Nabla este operatorul lui Hamilton  $\nabla \cdot = \frac{\partial}{\partial x}\vec{i} + \frac{\partial}{\partial y}\vec{j} + \frac{\partial}{\partial z}\vec{k}$ .

Se arată că  $\frac{\partial f}{\partial \vec{s}}(\vec{a}) = \vec{s} \cdot \nabla f(\vec{a})$  adică derivata câmpului scalar în  $\vec{a}$  după direcția  $\vec{s}$  este

egală cu produsul scalar al gradientului cu versorul  $\vec{s}$ .

Rezultă de aici că direcția gradientului unui câmp scalar este aceea după care derivata după o direcție are valoarea maximă, adică câmpul are cea mai rapidă variație.

Fie  $\vec{v} : U \rightarrow \mathbf{R}^3$  un câmp vectorial pe mulțimea deschisă  $U \subset \mathbf{R}^3$ ,  $\vec{v} = (P, Q, R)$ .

Divergența câmpului  $\vec{v}$  într-un punct curent din  $U$  este scalarul (numărul):

$$\text{div } \vec{v} = \frac{\partial P}{\partial x} + \frac{\partial Q}{\partial y} + \frac{\partial R}{\partial z} = \nabla \cdot \vec{v}$$

Rotorul câmpului  $\vec{v}$  într-un punct curent din  $U$  este vectorul:

$$\text{rot } \vec{v} = \left( \frac{\partial R}{\partial y} - \frac{\partial Q}{\partial z} \right) \vec{i} + \left( \frac{\partial P}{\partial z} - \frac{\partial R}{\partial x} \right) \vec{j} + \left( \frac{\partial Q}{\partial x} - \frac{\partial P}{\partial y} \right) \vec{k} = \nabla \times \vec{v}$$

12. Să se scrie seria și coeficienții Fourier pentru un semnal periodic continuu.

**Răspuns:**

Fie  $f: \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{R}$  o funcție integrabilă și periodică de perioadă  $T$  și  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  pulsația.

Coeficienții Fourier sunt:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt, n = 0, 1, \dots$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt, n = 1, 2, \dots$$

Seria Fourier asociată lui  $f$  este:

$$\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

13. Definiția transformatei Fourier. Formula de inversare Fourier.

**Răspuns:**

Transformata Fourier a unei funcții absolut integrabile  $f: \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{C}$  este:

$$\hat{f}(\omega) = \int_{\mathbf{R}} f(t) e^{-i\omega t} dt$$

Formula de inversare Fourier:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\mathbf{R}} \hat{f}(\omega) e^{i\omega t} d\omega.$$

14. Să se scrie formula de filtrare și transformata Fourier pentru impulsul unitate.

**Răspuns:**

Formula de filtrare este:  $\delta(x - x_0) = \delta_{x_0}$ , unde  $\delta$  este distribuția lui Dirac.

Transformata Fourier este:  $\hat{\delta} = 1$ .

15. Să se rezolve problema Cauchy:

$$\begin{cases} x'(t) = a(t)x(t) \\ x(t_0) = x_0 \end{cases}$$

unde funcția  $a = a(t)$  este continuă.

**Răspuns:**

Scriem ecuația sub forma

$$\frac{x'(s)}{x(s)} = a(s),$$

cu  $s$  arbitrar, și integrăm între  $t_0$  și  $t$ :

$$\ln x(t) - \ln x(t_0) = \int_{t_0}^t a(s)ds \iff \ln \frac{x(t)}{x(t_0)} = \int_{t_0}^t a(s)ds$$

de unde

$$x(t) = x_0 e^{\int_{t_0}^t a(s)ds}.$$

# **CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE**

## **Anul II**

1. Pentru un amplificator cu un tranzistor în conexiunea colector comun (repetor pe emitor), desenați schema și comentați valorile pentru: amplificarea în tensiune, rezistența de intrare și cea de ieșire.  
Curs 14 (pg. 1-2).

Obs

La studiul comportării cu frecvența a tranzistorului bipolar au fost introduse o serie de frecvențe caracteristice: frecvența de tăiere și frecvența de tranziție. Aceste mărimi caracterizează tranzistorul în conexiune EC.

Se definește un parametru similar frecvenței de tăiere „ $f_\alpha$ ” și pentru conexiunea BC.

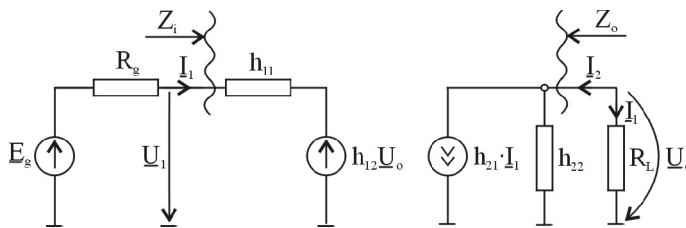
$$\underbrace{f_\alpha}_{BC} \leftrightarrow \underbrace{f_B}_{EC}$$

$$f_\alpha \cong f_T$$

În conexiunea BC tranzistorul se comporta mult mai bine cu frecvența deoarece  $f_\alpha \cong f_T \gg f_B$

### Comportarea la frecvențe medii a etajului de amplificare a tranzistorului bipolar

Din analiza precedentă a rezultat că la frecvențe medii unde pot fi neglijate reactanțele condensatoarelor din circuit și la care însă putem utiliza modelul cu parametrii h schema echivalentă de semnal mic a unui etaj de amplificare pentru orice tip de conexiune (EC, BC, CC) poate fi redusă la o singură schemă echivalentă:



Obs

S-a preferat utilizarea parametrilor h deoarece analiza poate fi făcută pentru toate cele trei conexiuni utilizând o singură schemă echivalentă și particularizând valorile parametrilor h corespunzătorii conexiunii avute în vedere.

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_e}{\underline{I}_1} = -\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}$$

$$\underline{U}_0 = -\underline{I}_2 \cdot R_L$$

$$\underline{I}_2 = h_{21}\underline{I}_1 + \underline{U}_0 h_{22} = h_{21}\underline{I}_1 - h_{22} \cdot \underline{I}_2 \cdot R_L$$

$$\underline{I}_2(1 + h_{22} \cdot R_L) = h_{21}\underline{I}_1$$

$$\underline{A}_i = -\frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} \quad (1)$$

$$\underline{Z}_i = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1}$$

$$\underline{U}_1 = h_{11}\underline{I}_1 + h_{12}\underline{U}_0 = h_{11}\underline{I}_1 - \underline{I}_2 \cdot R_L h_{12} = h_{11}\underline{I}_1 + R_L \cdot h_{12} \cdot \underline{A}_i \underline{I}_1$$

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1(h_{11} + R_L \cdot h_{12} \cdot \underline{A}_i)$$

$$R_i = \underline{Z}_i = h_{11} - R_L \cdot h_{12} \cdot \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_L} \quad (2)$$

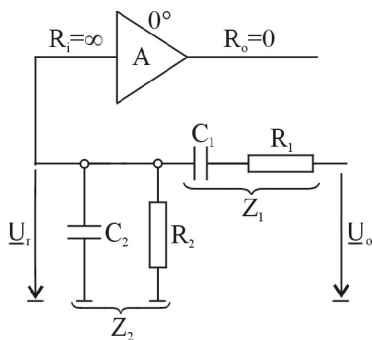
Obs

1. semnul „-” în expresia unei amplificări semnifică faptul că acel amplificator introduce un defazaj de  $180^\circ$
2. se constată apoi că mărimea rezistenței de intrare este influențată de rezistența de sarcină  $R_L$

$$R_L = 1K\Omega$$

$$R_i = 2K\Omega, 20\Omega, 100K\Omega$$

2. Desenați schema electrică a unei rețele Wien precum și modul de conectare.  
pentru a realiza un oscilator Wien. Explicați modul de funcționare al oscilatorului.  
Curs 26 (pg. 7-8).



$$\beta(j\omega) = \frac{U_r}{U_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{\frac{R_2}{j\omega C_2}} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1} \cdot \frac{1 + j\omega C_2 R_2}{R_2}$$

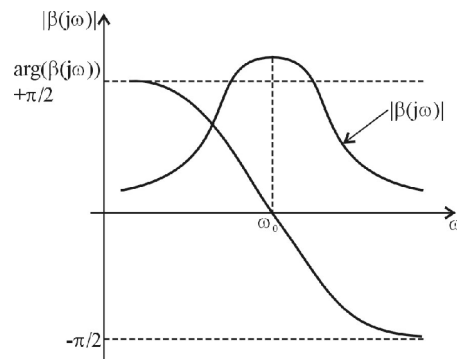
$$R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}$$

$$\Rightarrow \beta(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{1 + j\omega C_2 R_2 + 1 + j\omega C_1 R_1 - \omega^2 C_1 R_1 C_2 R_2}{j\omega C_1 R_2}} =$$

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_2} + \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2}{C_1 R_2} - \frac{\omega^2 C_1 R_1 C_2 R_2}{j\omega C_1 R_2}}$$

$$\omega = \omega_0, \beta(j\omega) \in \Re \Rightarrow \frac{1}{\omega_0 C_1 R_2} - \omega_0 C_2 R_1 = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}} = \frac{1}{RC}$$

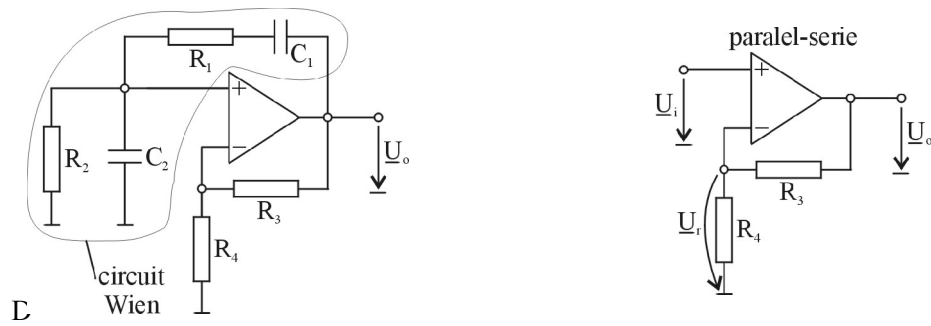
$$\beta_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} = \frac{1}{3}$$



Se constată comportamentul selectiv ca urmare apariția și mulțimea oscilațiilor este determinată nu numai de condiția de fază dar și de condiția de amplitudine deoarece pentru  $\omega_0, |\beta(j\omega)| = \max$  respectiv

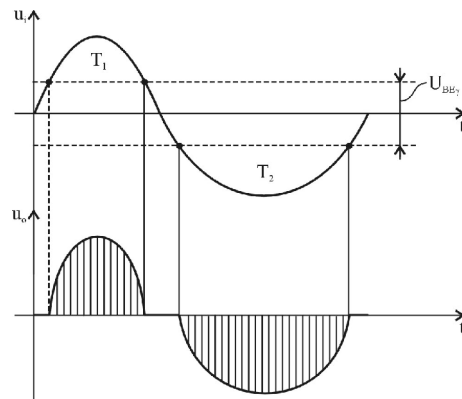
$\frac{1}{|\beta(j\omega)|} = \min$  și prin urmare pentru această pulsație poate fi satisfăcută condiția de amplitudine (1).

De regulă acest oscilator este cu frecvența reglabilă, reglarea frecvenței făcându-se în trepte, prin comutarea capacităților  $C_1, C_2$ , și continuu, modificându-se simultan rezistențele  $R_1, R_2$



e regulă oscilatoarele cu circuitul Wien se realizează în jurul unui amplificator operațional ca în figura:

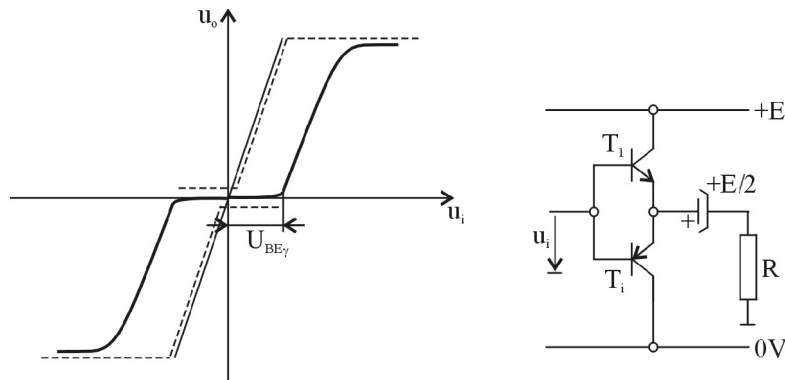
3. In ce regim (clasă) de funcționare a amplificatoarelor apar distorsiunile de racordare? Explicați apariția lor pe baza unei figuri.  
Curs 19 (pg. 5-6).



#### Obs

1. pe durata câte unei semialternanțe tranzistorul funcționează în conexiune CC.
2. pentru a asigura o excursie simetrică la ieșire tensiunile celor două surse de tensiune se iau egale  $|+E| = |-E| = E$
3. Datorită tensiunii de deschidere semnalul de ieșire va prezenta distorsiuni neliniare, așa numitele distorsiuni de racordare.

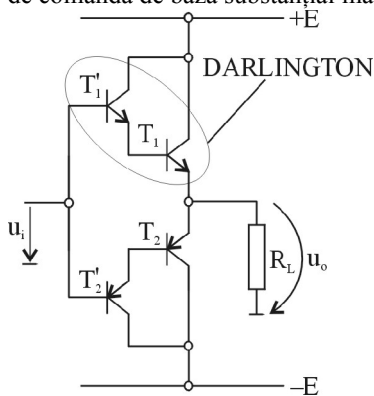




4. distorsiunile de racordare pot fi diminuate prin prepolarizarea tranzistoarelor finale (aducându-se ușor spre limita de conducție). Polarizarea tranzistoarelor final prezintă dezavantajul că poate conduce la ambalarea termică a tranzistoarelor.
5. Există posibilitatea alimentării etajului de ieșire de la o singură sursă de alimentare.
6. ponderea distorsiunilor de racordare (de trecere) scade pentru semnalele de intrare mai mari.
7. Pentru semnale de intrare foarte mari apar distorsiuni datorate intrării tranzistoarelor în saturație.

### ETAJE DE IEȘIRE ÎN CONTRATIMP CU TRANZISTOARE COMPUSE

Etajul de ieșire prezentat anterior necesită o putere de comandă însemnată de la etajul prefinal care în precede. Pentru a diminua această putere de comandă se utilizează așa-numitele tranzistoare compuse. Acestea constituie combinații de două sau chiar trei tranzistoare astfel conectate încât echivalează funcțional cu un tranzistor dar care necesită un curent de comandă de bază substanțial mai redus.



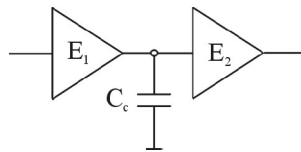
Se constată ușor reducerea substanțială a curenților de comandă dar în același timp circuitul prezintă dezavantajul înscrierii a două joncțiuni emitoare fapt ce reduce panta tranzistorului echivalent.

4. Cum trebuie să fie frecvența polului dominant din metoda de compensare cu același nume, față de frecvențele polilor amplificatorului necompensat. Justificați răspunsul.  
Curs 25 (pg. 1).

Compensarea cu poli dominant se realizează prin conectarea unui condensator de compensare între două etaje succesive ale amplificatorului.

$$A(j\omega) = \frac{A}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_3}\right)} \quad (1)$$

$$A_C(j\omega) = \frac{A}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_d}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_3}\right)} \quad (2)$$



$$\frac{\frac{R_i \cdot \frac{1}{j\omega C_c}}{R_i + \frac{1}{j\omega C_c}}}{R_0 + \frac{R_i \cdot \frac{1}{j\omega C_c}}{R_i + \frac{1}{j\omega C_c}}} = \frac{\frac{R_i}{1 + j\omega C_c}}{R_0 + \frac{R_i}{1 + j\omega C_c}} = \frac{R_i}{R_0 + R_i + 1 + j\omega C_c R_i R_0} = \frac{R_i}{R_0 + R_i} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_c R_i R_0}$$

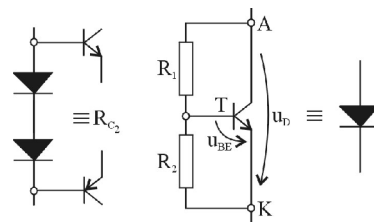
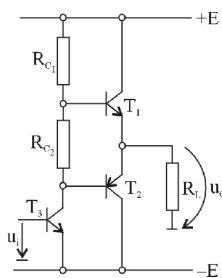
$$R_i \parallel R_0 \cdot C_c = T_d$$

$$\omega_d = \frac{1}{T_d}$$

5. Explicați rolul tranzistorului pilot al unui amplificator în contratimp respectiv cel al tranzistoarelor finale.

Curs 20 (pg. 2-3).

### Etaje de ieșire de clasă A B



Aceste etaje funcționează într-un regim care se situează între regimul de funcționare clasă A și regimul de funcționare clasă B (mai aproape de clasă B, în lipsa semnalului tranzistoarele încă conduc puțin). Etajele în clasă AB prezintă distorsiuni de racordare mai reduse.

Aceste distorsiuni sunt cu atât mai scăzute cu cât tranzistoarele conduc mai mult în lipsa semnalului. Acest fapt poate conduce însă pe de altă parte la pericolul ambalării termice. În clasă AB randamentul este și el ceva mai scăzut.

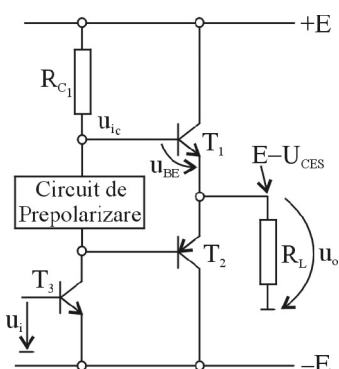
Dezavantajul schemei îl constituie instabilitatea funcționării cu temperatura.

$$u_{BE} = u_D \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$u_D = u_{BE} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Neajunsul schemei îl constituie lipsa unui control facil al tranzistorului de prepolarizare. Acest neajuns poate fi eliminat înlocuind cele două diode cu o superdioda.

### Bootstraparea etajului final



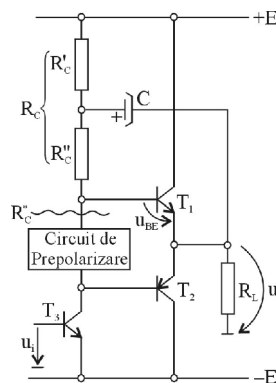
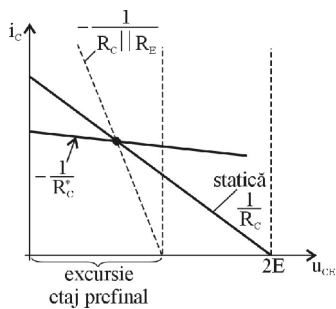
Bootstraparea este o metodă de a obține excursia maximă posibilă la ieșire în condițiile în care se utilizează aceleași tensiuni de alimentare.

Vom considera situația în care conduce  $T_1$ . Care este valoarea tensiunii de comandă?

$$u_{icm} = u_{BE} + E - u_{ces} > E(1)$$

Din relația (1) rezultă că etajul prefinal ar trebui alimentat cu o tensiune  $E' > E$  pentru a putea asigura comanda necesară pentru excursia maximă la ieșire.

Pe de altă parte excursia de la ieșirea etajului prefinal este diminuată față de tensiunea de alimentare ca urmare a dreptei de sarcină dinamică.



6. Cum se modifică rezistența echivalentă de intrare și de ieșire în cazul introducerii în circuit a unei reacții negative de tip paralel-paralel. Justificați răspunsul prin relații.  
Curs 23 (pg. 3).

**Reacție serie – paralel**

Sch,sch,sch,sch,sch

$$VI : \underline{I}_1, \underline{U}_2$$

$$VD : \underline{U}_1, \underline{I}_2$$

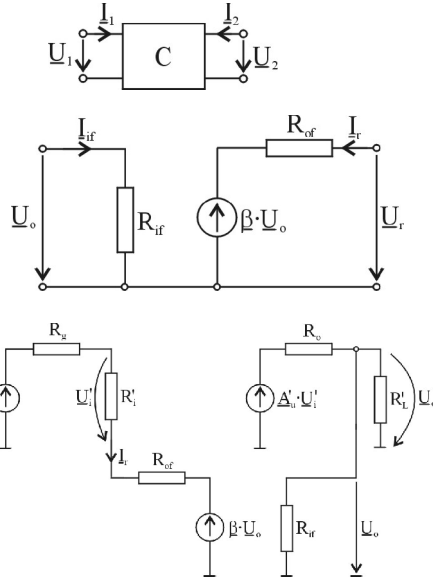
$$\underline{U}_1 = \underline{H}_{11} \underline{I}_1 + \underline{H}_{12} \underline{U}_2$$

$$\underline{I}_2 = \underline{H}_{21} \underline{I}_1 + \underline{H}_{22} \underline{U}_2 \quad (1)$$

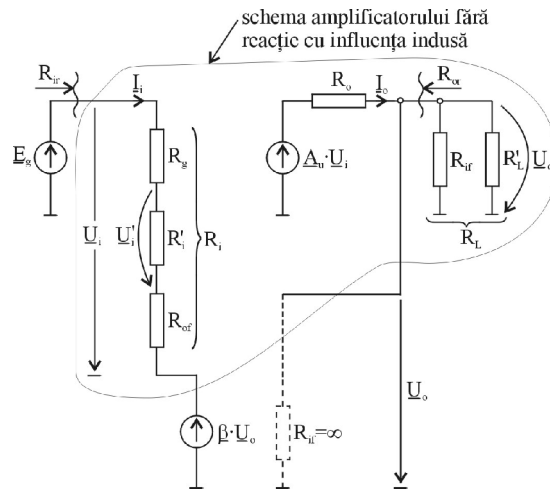
$$R_{if} = \left. \frac{U_{if}}{I_{if}} \right|_{U_r=0}$$

$$\beta = \left. \frac{I_r}{I_{if}} \right|_{U_r=0}$$

$$R_{of} = \left. \frac{U_r}{I_r} \right|_{I_{if}=0}$$



Se rearanjează schema.



7. Calculați frecvența limită la înalte a unui amplificator cu reacție, cunoscând frecvența limită la înalte pentru amplificatorul fără reacție și factorul de desensibilizare  $F=1+\beta A$ .  
Curs 21 (pg. 7-8).

**Efectul reacției negative asupra caracteristicii de frecvență**

Vom considera pentru început comportarea la înaltă frecvență. Cazul unui amplificator având funcția de răspuns la frecvență cu un singur pol.

$$A(j\omega) = \frac{A}{1 + j\omega T_i} \quad (1)$$

$$\beta(j\omega) = \beta$$

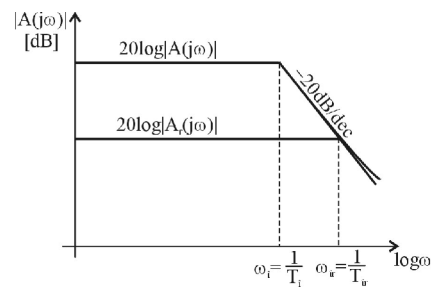
$$A_r(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - \beta A(j\omega)} = \frac{A}{1 + j\omega T_i} \cdot \frac{1}{1 - \beta \frac{A}{1 + j\omega T_i}} = \frac{A \cdot A}{1 + j\omega T_i - \beta A \cdot (1 - \beta A)}$$

$$\cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega T_i}{1 - \beta A}} = \frac{A_r}{1 + j\omega T_i}$$

$$20 \log |A(j\omega)| = 20 \log |A| - 20 \log \sqrt{(1 + j\omega T_i)^2} = 20 \log |A| - 20 \log \omega T_i$$

$$\omega = \omega_{ir} = \frac{1}{T_{ir}} \Rightarrow 20 \log |A| - 20 \log \frac{1}{T_{ir}} \cdot T_i = 20 \log |A| - 20 \log (1 - A\beta) =$$

$$= 20 \log \frac{|A|}{1 - A\beta} = 20 \log |A_r|$$

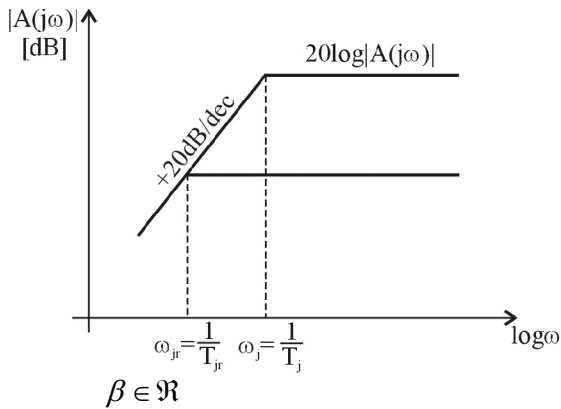


### Obs

Se constată că reacția negativă mărește de  $1 - A\beta$  ori frecvența limită superioară a benzii de trecere.

### Analiza la joase frecvențe

Presupunem o funcție cu răspuns la frecvență cu un singur pol.



$$A(j\omega) = \frac{j\omega T_j}{1 + j\omega T_j} \cdot A(1)$$

$$A_r(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - \beta A(j\omega)} = A \cdot \frac{j\omega T_j}{1 + j\omega T_j} \cdot \frac{1}{1 - \beta A \frac{j\omega T_j}{1 + j\omega T_j}} = A \cdot \frac{j\omega T_j}{1 + j\omega T_j - \beta A(j\omega)T_j} =$$

$$\frac{A}{1 - \beta A} \cdot \frac{j\omega T_j (1 - \beta A)}{1 + j\omega T_j (1 - \beta A)} \Rightarrow A_r(j\omega) = \frac{A_r \cdot T_{jr}}{1 + j\omega T_{jr}}$$

8. Desenati schema echivalenta de zgomot a unui amplificator si definit factorul de zgomot F.  
Curs 20 (pg. 7-8).

Factorul de zgomot este parametrul prin care se apreciază performanțele de zgomot ale unui amplificator.

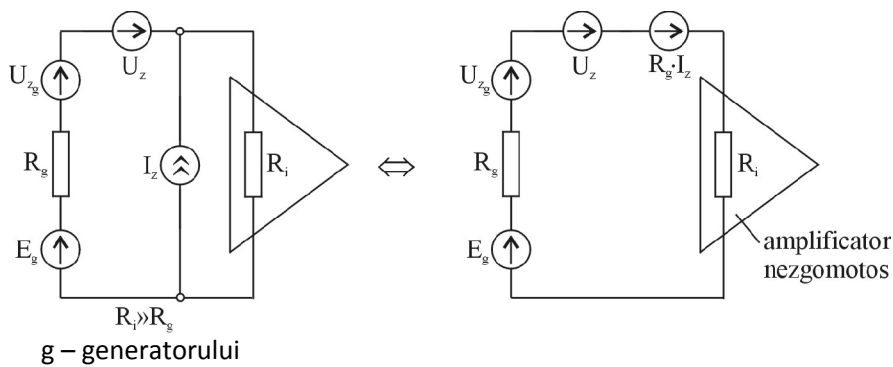
$$F = \frac{P_{zto}}{P_{zgo}} > 1$$

$$F \rightarrow 1$$

$$F = \frac{U_{zto}^2}{U_{zgo}^2 \cdot A^2}$$

În general din punct de vedere al zgomotelor unui amplificator este apreciat pe baza următoarei scheme echivalente. Studiul zgomotelor se face întotdeauna pentru ansamblul generator-amplificator.

t - total



$$F = \frac{U_{zto}^2}{A^2 \cdot U_{zg}^2} = \frac{(U_{zg}^2 + U_z^2 + R_g^2 \cdot I_z^2) \cdot \frac{A^2}{R_L}}{\frac{A^2}{R_L} \cdot U_{zg}^2} = 1 + \frac{U_z^2}{U_{zg}^2} + \frac{R_g^2 \cdot I_z^2}{U_{zg}^2}$$

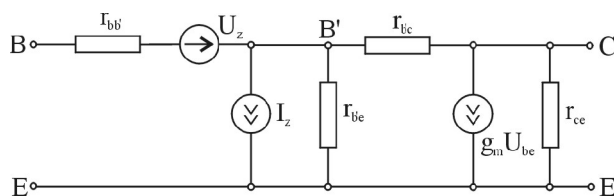
$$U_{zg}^2 = 4 \cdot K \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_g$$

$$F = 1 + \frac{U_z^2}{4 \cdot K \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_g} + \frac{R_g^2 \cdot I_z^2}{4 \cdot K \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_g \cdot I_z^2} = 1 + \frac{R_{ZD}}{R_g} + \frac{R_g}{R_{Zp}} \quad (1)$$

9. Demonstrati efectul reactie negative asupra variatiei relative a amplificarii.  
Curs 21 (pg. 1-2).

### Zgomotul tranzistorului bipolar

Sursele de zgomot ce caracterizează un tranzistor bipolar se introduc cel mai frecvent în modelul cu parametrii naturali.



$$U_z^2 = 4 \cdot K \cdot T \cdot \Delta f \left( R_{bb'} + \frac{1}{2g_m} \right) \quad (1)$$

$$\omega f, cst \Leftrightarrow 500 \div 1000 Hz$$

$$I_z^2 = \frac{4 \cdot K \cdot T \cdot \Delta f}{g_m \left( 1 + \frac{\omega}{\omega} \right)} \quad (2)$$

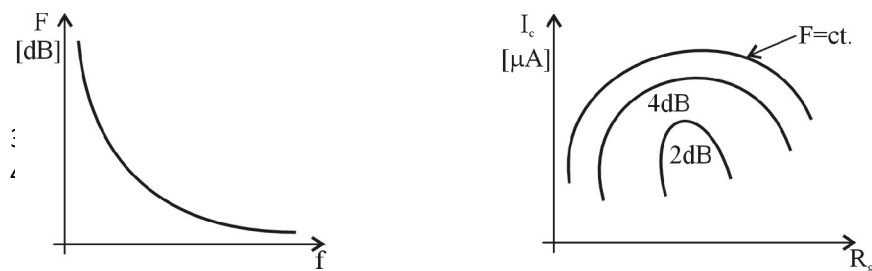
În cazul tranzistorului bipolar se pot defini mărimile  $R_{zs} = R_{bb'} + \frac{1}{2g_m}$

$$R_{zp} = \frac{2\beta}{g_m \left(1 + \frac{\omega_f}{\omega}\right)}$$

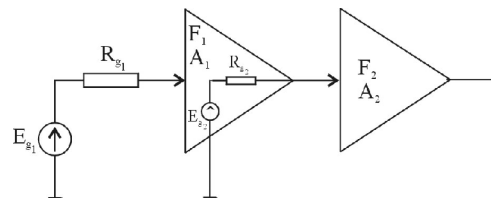
$$F = 1 + \frac{R_{zs}}{R_g} + \frac{R_g}{R_{zp}}; F \rightarrow F_{\min}$$

Obs.

1. Deoarece factorul de zgomot depinde de mărimile  $g_m$  și  $\beta$  mărimi care la rândul lor sunt determinate de curentul de colector, înseamnă că există o valoare a curentului de colector  $I_c$  pentru care  $F=F_{\min}$ .
2. În cataloage se specifică o serie de informații privind zgomotul tranzistoarelor bipolare.



3. Într-un amplificator principalele surse de zgomot sunt rezistențele.
4. Pentru a obține un amplificator nezmotos se minimizează efectul surselor de zgomot și se caută să se facă adaptarea cu rezistența generatorului de semnal pentru a se obține  $F_{\min}$ .  
Se demonstrează că în cazul unui amplificator cu mai multe etaje zgomotele primului etaj influențează în cea mai mare măsură performanțele de zgomot ale amplificatorului.



$$F = F_1 + \frac{R_{g2}}{R_{g2}} \cdot \frac{F_2}{A_1^2}$$

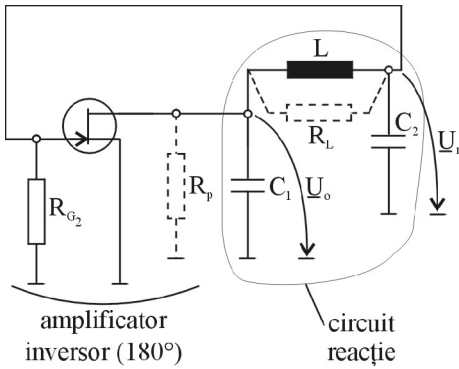
10. Prezentați schema și funcționarea unui oscilator Colpitts.  
Curs 27 (pg. 5-6).

## Oscilatorul COLLPITS

Utilizează transformatorul capacitiv.



Analizăm varianta cu tranzistor cu efectul de câmp.

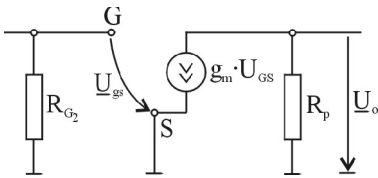


Tensiunile  $\underline{U}_r$  și  $\underline{U}_o$  sunt la rezonanță defazate cu  $180^\circ$  deoarece amplificatorul introduce și el un defazaj de  $180^\circ$  înseamnă că există reacție pozitivă și prin urmare, pot apărea oscilații.

Frecvența oscilațiilor este egală cu frecvența de rezonanță a circuitului oscilant.

$$\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{LC_e}}; C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Pentru stabilirea condiției de amplitudine se va calcula separat amplificarea respectiv  $\beta(j\omega)$  ce caracterizează circuitul de reacție.



$$A = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_{gs}} = \frac{-g_m \cdot \underline{U}_{gs} \cdot R_p}{\underline{U}_{gs}} = -g_m \cdot R_p$$

$$\beta(j\omega) = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_o} = \frac{I \frac{1}{j\omega C_2}}{-I \frac{1}{j\omega C_1}} = -\frac{C_1}{C_2}$$

$$A \cdot \beta(j\omega_0) > 1$$

$$-g_m \cdot R_p \cdot \left( -\frac{C_1}{C_2} \right) > 1$$

$$g_m > \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{1}{R_p} (1) - \text{conditia de amorsare}$$

### Obs

1. bobina de șoc  $X_L$  asigură alimentarea cu tensiune continuă a circuitului în condițiile în care blochează componenta variabilă spre sursa de semnal (care reprezintă pentru această componentă un scurtcircuit).
2. la acest oscilator frecvența este dificil de reglat în mod continuu, de aceea, se utilizează pentru generarea unor frecvențe fixe.

# **CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE**

## **Anul II**

1. Specificati si definiti cinci parametri referitori la circuitul de intrare a AO. (§2.2, pag.68-69)

### 1. Parametri referitori la circuitul de intrare:

- **tensiunea de decalaj inițială**  $U_{i0}$  (sau decalaj inițial de tensiune ori „offset” de tensiune) reprezentând o tensiune de eroare cauzată de inegalitatea tensiunilor  $U_{BE}$  ( $U_{GS}$ ) ale tranzistoarelor de la intrările etajului diferențial de intrare. Acest decalaj inițial se măsoară prin tensiunea ce trebuie aplicată la o intrare, cu o polaritate sau alta, pentru a realiza o tensiune de ieșire nulă (exemplu: 1...5 mV la amplificatoare operaționale cu tranzistoare bipolare uzuale, 10 mV la cele cu intrare pe TECJ sau MOS, 10  $\mu$ V la amplificatoare hibride cu pereche TECJ, 1  $\mu$ V la amplificatoare hibride cu chopper);

- **deriva termică de tensiune**,  $\Delta U_{i0}/\Delta T$ , denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al tensiunii de decalaj inițial; arată variația cu temperatura a acestei tensiuni și se măsoară în  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C;

- **curentul de polarizare a intrărilor** (sau „curent de intrare”), reprezentând valoarea medie a curenților de la cele două intrări. Exemplu:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

pentru intrare pe tranzistoare bipolare. Valoarea acestui curent depinde de tipul etajului diferențial de intrare;

- **curentul de decalaj inițial**,  $I_{i0}$  (sau „offset de curent”) reprezentând eroarea cauzată de inegalitatea curenților de intrare ai etajului diferențial; este măsurat ca diferență a curenților de la cele două intrări în situația când  $U_e=0$  (de obicei  $I_{i0}<0,1 I_B$ );

- **deriva termică de curent**, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al curentului de decalaj inițial; reprezintă raportul  $\Delta I_{i0}/\Delta T$  și se măsoară în nA/ $^{\circ}$ C sau pA/ $^{\circ}$ C;

- **rezistența de intrare diferențială** (pentru semnal diferențial), care reprezintă deseori și rezistența de intrare nesimetrică;

- **factorul de rejecție a semnalului comun**, CMRR (de obicei 90...110 dB);

- **factorul de rejecție a variației tensiunilor de alimentare** – SVRR, măsurat în dB (sau inversul lui, în  $\mu$ V/V).

Acesta reprezintă raportul între variația tensiunii simetrice de alimentare și semnalul diferențial, ce produc aceeași tensiune de ieșire diferențială.

2. Specificati si definiti doi parametri referitori la comportarea in regim dinamic a AO. (§2.2, pag.70)

**2. Parametri referitori la comportarea în regim dinamic (ca amplificator):**

- **amplificarea de tensiune**, fără reacție, la semnal mare, în condiții de  $\pm E$  și  $R_S$  precizate. Valoarea amplificării este în mod obișnuit 100.000...300.000;

- **banda de frecvență la amplificare unitară**, ce reprezintă frecvența de tăiere a axei logf de către caracteristica de frecvență a amplificatorului fără reacție corectat (sau frecvența de tăiere a amplificatorului cu reacție în regim de repetor, când  $A_{ur}=1$ , respectiv când  $20 \log A_{ur} = 0$ );

- **viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire**, „slew-rate”, notată SR, pentru semnal mare. La unele amplificatoare (cu corecție externă) se dă viteza maximă realizabilă pentru diferite corecții (care se aleg în funcție de amplificarea cu reacție dorită).

Pentru ca un semnal sinusoidal cu anumită amplitudine să sufere distorsiuni mici - 1% - la trecerea prin amplificator, trebuie ca mărimea SR să aibă o valoare:

$$SR \geq 2\pi f_{\max} (u_{em})_{\max}$$

iar pentru distorsiuni mai mici, coeficientul 2 se înlocuiește cu unul mai mare (3...4 pentru 0,5% sau chiar 8...10 pentru distorsiuni neglijabile). Deseori se dă în catalog caracteristica  $(u_{em})_{\max} = F(f_{\max})$  rezultată din relația de mai sus, pentru semnal sinusoidal cu distorsiuni 1% și o anumită corecție (deci o anumită viteză SR), (fig.2.9). Abaterea de la forma de variație hiperbolică este datorată atingerii excursiei maxime de tensiune la ieșirea AO impusă de alimentare și sarcină.

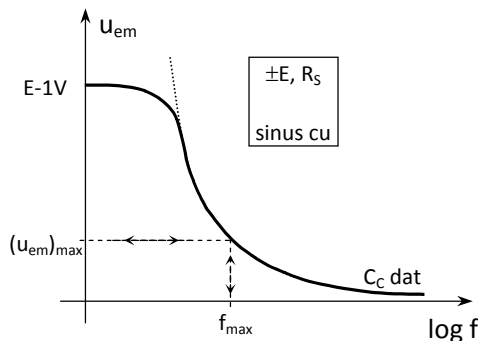


Fig. 2.9. Amplitudinea maximă a semnalului sinusoidal de la ieșirea AO în funcție de frecvență, în condițiile în care

3. Prezentați oglinda de curent cu tranzistor tampon și analizați valoarea raportului dintre curenții de pe cele două ramuri în contextul utilizării sale ca și sarcina activă pentru un etaj diferențial de intrare dintr-un AO integrat. (§1.1, pag.26)

### 3. Oglinda de curent cu tranzistor tampon

Schema acestei oglinzi, folosită ca sarcină activă în etajul diferențial de intrare al amplificatoarelor integrate (operaționale) este dată în fig.1.6. Tranzistorul  $T_3$ , denumit **"tampon"**, preluând un curent foarte mic din  $I_{ref}$ , face ca cei doi curenți  $I_e$  și  $I_{ref}$  să fie foarte apropiați.

Efectul Early apare și aici deoarece tranzistoarele lucrează la tensiuni colector-emitor diferite. Astfel,  $U_{CE2} = U_{BE3} + U_{BE2} \cong 1,2 \text{ V}$  iar  $U_{CE3} > U_{CE1} > U_{CE2}$ , ceea ce face ca  $\beta_3 > \beta_1 > \beta_2$  (tranzistorul tampon prezintă cea mai mare tensiune colector-emitor deoarece are colectorul legat la +E). Așa cum e de așteptat, inegalitatea factorilor  $\beta$  va conduce la apariția unei diferențe semnificative între curentul de ieșire al sursei și cel de referință. Astfel, admitând că  $T_2$  și  $T_3$  au curenți de bază egali, conform cu cele din fig.1.6 și în absența rezistenței  $R_{E3}$  (al cărui rol se va vedea puțin mai târziu) se obține:

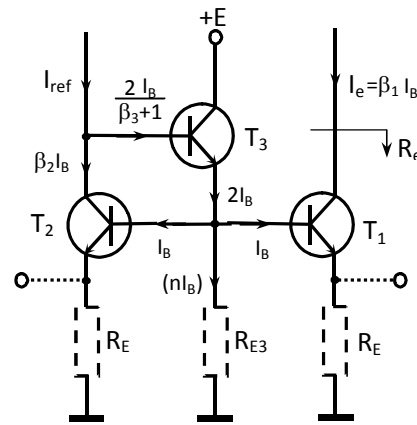


Fig. 1.6. Oglindă cu tranzistor tampon

$$I_e = \beta_1 I_B \quad \text{și} \quad I_{ref} = \beta_2 I_B + \frac{2I_B}{\beta_3 + 1} = \frac{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + 2}{\beta_3 + 1} I_B$$

caz în care:

$$\frac{I_e}{I_{ref}} = \frac{\beta_1 \beta_3 + \beta_1}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + 2} \cong \frac{\beta_1 \beta_3}{\beta_2 \beta_3} = \frac{\beta_1}{\beta_2}$$

Așadar raportul este net supraunitar (tensiunile  $U_{CE}$  ale celor două tranzistoare nu mai sunt atât de apropiate ca și la oglinda Wilson). Pentru a compensa acest lucru se introduce rezistența  $R_{E3}$  care mărește artificial curentul prin  $T_3$  și prin intermediul curentului său de bază, mărește și pe  $I_{ref}$ . Astfel se obține:

$$I_{ref} = \beta_2 I_B + \frac{(n+2)I_B}{\beta_3 + 1} = \frac{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + n + 2}{\beta_3 + 1} I_B$$

și raportul devine:

$$\frac{I_e}{I_{ref}} = \frac{\beta_1\beta_3 + \beta_1}{\beta_2\beta_3 + \beta_2 + 2 + n} \rightarrow 1$$

care poate fi făcut apropiat de 1 alegând potrivit valoarea rezistenței  $R_{E3}$ . Această rezistență are și rolul de a asigura o mai bună stabilitate termică circuitului.

Rezistențele  $R_E$  pot mări sensibil rezistența de ieșire  $R_e$  a sursei de curent (în colectorul lui  $T_1$ ). În unele amplificatoare integrate rezistențele  $R_E$  permit legarea între emitoarele lui  $T_1$  și  $T_2$ , din exteriorul integratului, a unui potențiomtru care poate ajusta fin raportul  $I_e / I_{ref}$  ("echilibrarea" amplificatorului).

4. Ce este o sursa band-gap, care este forma generala a tensiunii sale de iesire si explicati pe baza acestei formule principiul sau de functionare. (§1.2, pag.32, 33, 34)

#### 4. Sursă de tensiune de referință de tip "band-gap"

Coeficientul de temperatură de  $-2\text{mV}/^\circ\text{K}$  al tensiunii  $U_{BE}$  se poate compensa dacă se însumează cu aceasta o tensiune având un coeficient de temperatură de  $+2\text{mV}/^\circ\text{K}$ . Acest procedeu este utilizat în circuitul din fig.1.19, unde A este un amplificator diferențial. Aici prin  $T_2$  se realizează o reacție negativă mai puternică decât reacția negativă introdusă prin  $T_1$ . Rezistența de ieșire a acestei surse de tensiune este foarte mică datorită reacției negative în configurație cu nod la ieșire.

Deoarece cele două intrări ale amplificatorului (care are o amplificare de tensiune  $\geq 1000$ ) au aproximativ același potențial  $U_1$  rezultă:

$$U_{RC1} = U_{RC2}$$

deci:

$$I_{C2} = n I_{C1}$$

Căderea de tensiune pe rezistența  $R_1$  este:

$$I_{C1}R_1 = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C0}} - U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C0}} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = U_T \ln n$$

Cu aceasta rezultă:

$$I_{C1} = \frac{U_T \ln n}{R_1}$$

care este un curent dependent de temperatură prin intermediul lui  $U_T$ .

Căderea de tensiune pe rezistența  $R_2$  este:

$$U_{R2} = (I_{C1} + I_{C2})R_2 = R_2 \left( \frac{U_T \ln n}{R_1} + n \frac{U_T \ln n}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} (n+1) U_T \ln n = N U_T$$

unde s-a notat  $(R_2/R_1)(n+1)\ln n = N$  (constantă). Această tensiune ( $U_{R2}$ ) trebuie să aibă un coeficient de temperatură de  $+2\text{mV}/^\circ\text{K}$ .

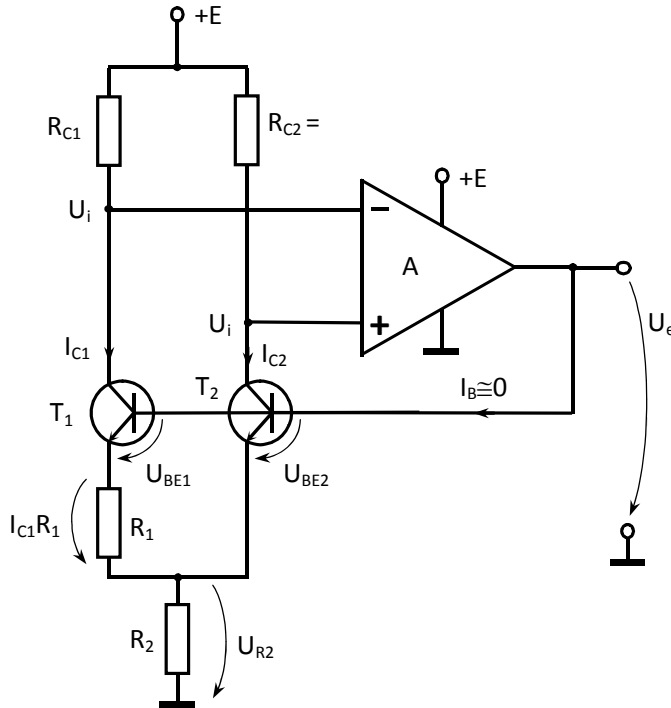


Fig. 1.19. Sursă de tensiune de referință de tip "band-gap"

Cunoscând că  $U_T = kT/q$  (în care  $k$  este constanta lui Boltzmann iar  $q$  sarcina electronului), se scrie:

$$\frac{dU_{R2}}{dT} = N \frac{dU_T}{dT} = N \frac{k}{q}$$

care este o constantă independentă de temperatură. Se obține în continuare:

$$\frac{dU_{R2}}{dT} = N \frac{kT}{qT} = \frac{N U_T}{T} = +2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{K}}$$

Considerând o anumită situație, de exemplu aceea cu  $T=300\text{K}$  și  $U_T = 26 \text{ mV}$ , rezultă:

$$N = 2 \cdot 10^{-3} \frac{300}{26 \cdot 10^{-3}} \cong 23.$$

Acest număr este realizat suficient de precis prin rapoarte de rezistențe. Astfel:

$$U_e = U_{BE2} + U_{R2} = U_{BE2} + NU_T = \text{const. (T)}$$

adică tensiunea  $U_e$  este compensată termic (în realitate nu total).

5. Amplificator inversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1)
6. Amplificator neinversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1)

### 5.6. Proprietățile amplificatorului operațional ideal

În multe aplicații A.O. se poate considera ideal, calculul circuitelor fiind atunci mult mai simplu. Aproximarea funcționării amplificatoarelor reale de a celor ideale se datorește performanțelor atinse în fabricarea lor.

Amplificatoarele operaționale ideale au următoarele proprietăți:

- amplificare de tensiune infinită,
- rezistență de intrare diferențială infinită,
- rezistență de ieșire nulă,
- curent de polarizare (intrare) nul,
- bandă de frecvență foarte largă (astfel încât nu intervine în funcționarea circuitului),
  - decalaje inițiale, derivate, zgomot nule,
- factor de rejecție a semnalului comun infinit,
- factor de rejecție a variației tensiunilor de alimentare infinit.

Pe baza acestor proprietăți se poate lucra cu AO folosind conceptele:

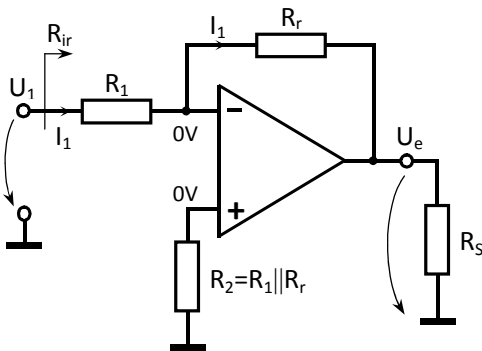
- curentul de intrare al AO ideal este nul,
- diferența de potențial dintre intrări este nulă.

Calculul circuitelor folosind AO ideal sunt valabile atât timp cât erorile AO real nu intervin semnificativ în tensiunea de ieșire. Deci acestea trebuie totuși apreciate sau verificate și comparate cu semnalul util de la intrare.



**a) Amplificatorul inversor (fig.3.1).**

Amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:



$$A_{ur} = \frac{U_e}{U_1} = \frac{-I_1 R_f}{I_1 R_1} = -\frac{R_f}{R_1}$$

și poate fi făcută de orice valoare. **Rezistența de intrare**  $R_{ir}$  „văzută” de sursa  $U_1$  este aproximativ egală cu  $R_1$  și este de valoare relativ redusă ( $n \times 10 \text{ K}\Omega$ ) din cauza reacției negative de tip paralel-paralel. Pentru a se lucra cu  $R_1$  de valoare mare trebuie folosit un amplificator cu  $R_i$  foarte mare. Rezistența de ieșire este neglijabilă datorită reacției negative cu configurație paralel la ieșire.

Fig. 3.1. Amplificator inversor cu AO

**b) Amplificator neinversor (fig.3.2).**

Amplificarea de tensiune cu reacție este:

$$A_{ur} = \frac{U_e}{U_2} = \frac{U_e}{U_e \frac{R_1}{R_1 + R_f}} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

și poate fi doar **supraunitară** pentru acest circuit. Rezistența de intrare „văzută” de sursa  $U_2$  este foarte mare, datorită reacției negative de tipul paralel-serie. Totuși ea este limitată la valoarea rezistenței de intrare pentru semnal comun care a fost ignorată față de rezistența de intrare diferențială până acum. La amplificatoarele uzuale rezistența de intrare pentru semnal comun are o valoare de ordinul  $n \times 10 \text{ M}\Omega$ .

Pentru realizarea unei amplificări de tensiune **subunitare** se poate utiliza un divizor de tensiune la intrarea + dar în acest caz rezistența de intrare coboară la o valoare obișnuită ( $n \times 10 \text{ K}\Omega$ ), (fig.3.3). Pentru acest circuit se poate scrie tensiunea de ieșire:

$$U_e = U' \left( 1 + \frac{R_f}{R_1} \right) = U_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left( 1 + \frac{R_f}{R_1} \right)$$

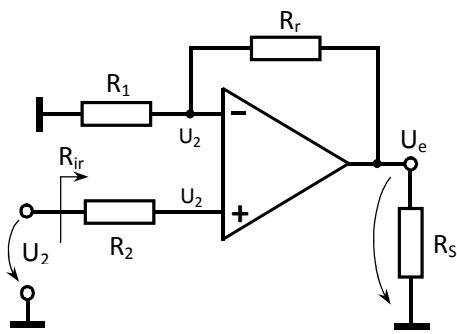


Fig. 3.2. Amplificator neinvertor cu AO și acum amplificarea lui  $U_2$  poate fi făcută subunitară.

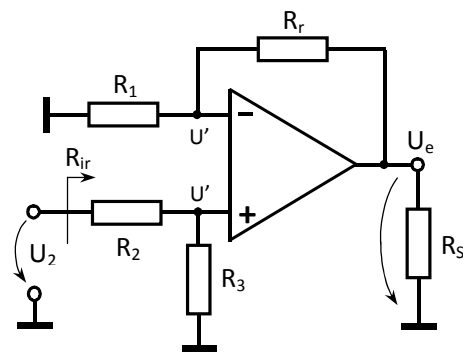


Fig. 3.3. Amplificator neinvertor cu divizor

Rezistența de intrare devine însă relativ redusă:  $R_{ir} \cong R_2 + R_3$

Pentru dimensionarea divizorului se vor utiliza condițiile:

- realizarea unei divizări impuse de relația de mai sus;
- realizarea unei erori minime prin egalitatea rezistențelor echivalente de la cele două intrări.

## 7. Amplificator logaritmă realizat cu un singur AO. (§3.2, pag. 91, 92)

### 7. Amplificatorul logaritmă.

Caracteristica volt-amperică exponențială a diodelor semiconductoare și a tranzistoarelor poate fi utilizată pentru realizarea unor amplificatoare cu caracteristică de transfer  $u_e = f(u_1)$  logaritmă. Este vorba de relația:

$$i_C = I_{C0} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} \quad \text{sau} \quad u_{BE} = U_T \ln \frac{i_C}{I_{C0}}$$

Folosirea tranzistoarelor în aceste amplificatoare este justificată de păstrarea caracterului exponențial al relației  $i_C - u_{BE}$  într-o gamă mai largă de variație a curentului decât al relației  $i_D - u_D$  de la diode.

Schema de principiu a amplificatorului logaritmîc este dată în fig.3.11, iar schema se completează în

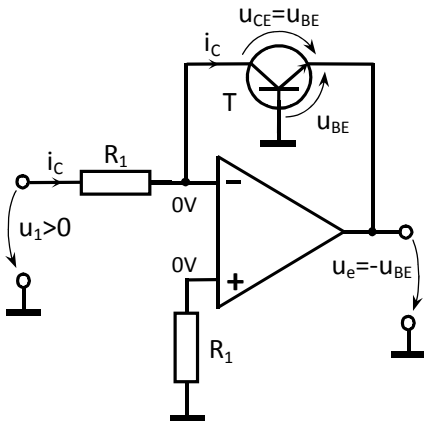


Fig. 3.11. Schema de principiu a unui

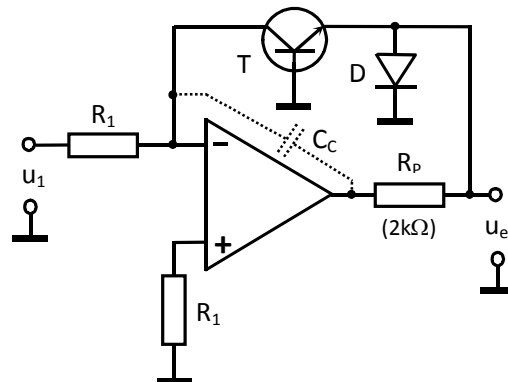


Fig. 3.12. Schemă practică pentru un amplificator

practică așa cum se arată în fig.3.12.

Pentru amplificatorul din fig.3.11 având  $i_c = u_1/R_1$  se scrie:

$$u_e = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_c}{I_{C0}} = -U_T \ln \frac{u_1}{R_1 I_{C0}}$$

și se constată că  $u_e$  este proporțională cu  $\ln u_1$ , adică se realizează o caracteristică de transfer logaritmîcă. Practic, la schema de principiu se mai adaugă câteva componente:

$C_c$  – pentru corecția caracteristicii de frecvență (eliminarea oscilației de înaltă frecvență a amplificatorului cu reacție negativă);

$R_p$  – pentru limitarea curentului de ieșire al amplificatorului (în situații incidente) dar mai ales pentru reducerea amplificării de tensiune a tranzistorului T ( $R_p$  realizează o reacție negativă locală);

D – pentru protecția joncțiunii emitoare a tranzistorului contra unei tensiuni inverse incidente mari (în mod normal este blocată).

Circuitul analizat mai sus prezintă însă câteva **dezavantaje** importante:

- dependența de temperatură a tensiunii de ieșire prin mărimile  $U_T$  și  $I_{C0}$ ;
- domeniul de variație restrâns al tensiunii de ieșire (câteva zecimi de V deoarece  $|u_e| = |u_{BE}|$ ).

8. Prezentați amplificatorul de masură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale. (§3.4, pag.101,102)

### 8. Amplificatorul de masură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale.

...Totuși, **schema clasică** de amplificator de instrumentație este mai complicată dar oferă în schimb mai multe facilități (fig.3.23). Ea se poate realiza cu 3 AO distincte, din care primele două trebuie să fie de precizie, sau se poate găsi sub formă de circuit integrat monolitic la care se atașează din exterior  $R_A$ . Simetria circuitului de intrare duce la o creștere a factorului CMRR global.

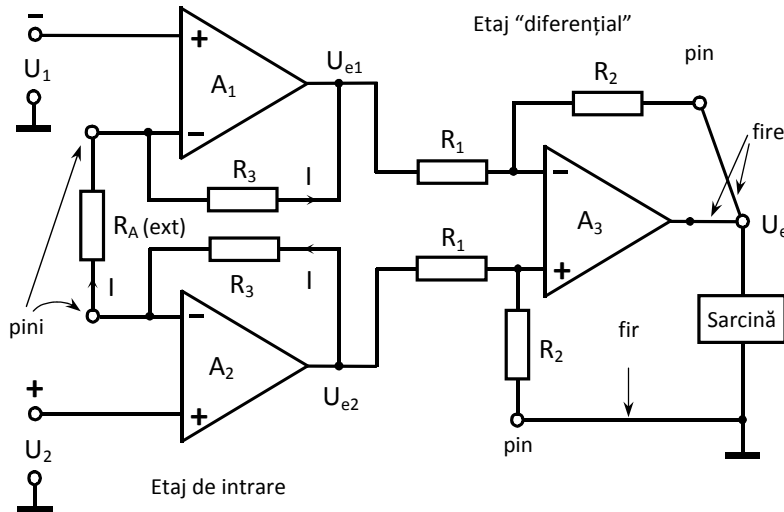


Fig. 3.23. Amplificator de măsură clasic

Relația tensiunii de ieșire se stabilește ținând cont că amplificatorul realizat cu  $A_3$  este diferențial, iar amplificatoarele cu  $A_1$  și  $A_2$  sunt neinversoare, fiecare utilizând rezistența  $R_A$  care impune amplificarea (și poate fi deci programabilă):

$$U_e = (U_{e2} - U_{e1}) \frac{R_2}{R_1} = I(R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_2 - U_1}{R_A} (R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} =$$

$$= (U_2 - U_1) \left( 1 + \frac{2R_3}{R_A} \right) \frac{R_2}{R_1} = A_{ur} (U_2 - U_1)$$

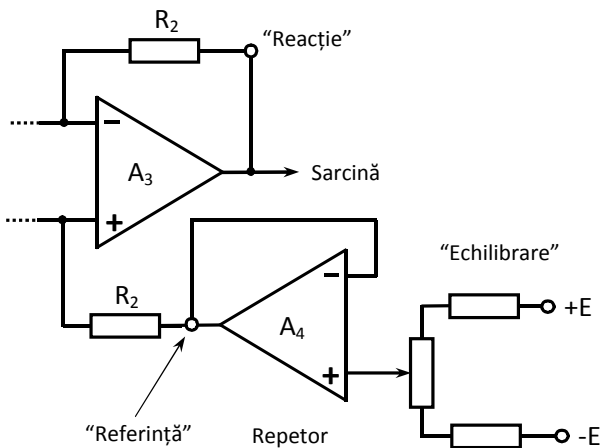


Fig. 3.24. Realizarea echilibrării la amplificatorul de măsură

Deci amplificatorul este „diferențial” și având la ambele intrări rezistență foarte mare – este un amplificator de „instrumentație”.  
Un astfel de amplificator monolitic prezintă pini pentru intrările – și +, pini pentru conectarea unei rezistențe  $R_A$  (notați „Amplificare”), precum și un pin numit „Reacție” și un pin numit „Referință” (marcați în fig.3.23). Aceștia din urmă permit eliminarea efectelor nedorite ale firelor lungi spre sarcină (ambii pini se leagă prin fire separate direct pe bornele sarcinii), iar pinul „Referință” mai permite introducerea unui circuit de echilibrare (fig.3.24). Se cunosc soluții speciale pentru folosirea amplificatorului de instrumentație cu fire lungi la intrare și (sau) ieșire [3]. În cazul de față, **circuitul de echilibrare**, folosind un AO repetor, nu introduce rezistență în serie cu  $R_2$  la pinul „Referință”, deci nu produce erori în amplificarea totală.

9. Prezentați redresorul de precizie monoalternanta inversor. (§3.5, pag.104, 105)

## 9. Redresor de precizie monoalternanta inversor.

...Există, de asemenea, varianta de redresor de precizie monoalternanță **inversor** (fig.3.28), care poate realiza și o amplificare.

În **semiperioada negativă** tensiunea  $u_{eA} > 0$  și  $D_1$  conduce, iar  $D_2$  este blocată. În acest caz se pot scrie ecuațiile:

$$u_1 = i_1 R_1 + u_i \quad (1)$$

$$u_1 = -i_1 R_2 + u_i \quad (2)$$

$$u_{eA} = -u_i A_u \quad (3)$$

$$u_{eA} = u_{d1} + u_e \quad (4)$$

Eliminând  $i_1$ ,  $u_{eA}$  și  $u_i$ , rezultă pentru semiperioada negativă a tensiunii  $u_1$ :

$$u_e = -\frac{u_1 \frac{R_2 + \frac{u_{d1}}{\beta_u A_u}}{R_1}}{1 + \frac{1}{\beta_u A_u}} = -\frac{u_1 \frac{R_2 + \varepsilon u_{d1}}{R_1}}{1 + \varepsilon} \quad \text{cu: } \beta_u = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad \varepsilon = \frac{1}{\beta_u A_u}$$

( $\beta_u$  = factorul de reacție de tensiune). Deoarece  $\beta_u A_u \gg 1$  rezultă cu aproximație:

$$u_e \cong -u_1 \frac{R_2}{R_1}$$

adică forma tensiunii de la ieșire repetă forma tensiunii de la intrare. Prin urmare se asigură precizia redresării și se poate realiza amplificarea dorită.

Dioda  $D_1$  are rolul de redresor dar tensiunea  $u_{d1}$  este împărțită cu  $\beta_u A_u \gg 1$ , și efectul acesteia, inclusiv efectul termic, este neglijabil. Cu alte cuvinte, dioda  $D_1$  prezintă o comportare ideală ce se datorește cuprinderii ei în bucla de reacție.

Pentru **semiperioada pozitivă** a tensiunii  $u_1$ , tensiunea  $u_{eA} < 0$  și dioda  $D_1$  este blocată. În lipsa diodei  $D_2$  ieșirea amplificatorului ajunge la saturație spre  $-E$  și comutarea acesteia spre  $u_{eA} > 0$  în semiperioada următoare ar fi lentă,  $D_1$  nu se deschide la timp provocând deformarea tensiunii  $u_e$  deci imprecizie, ca în fig.3.26. Prezența diodei  $D_2$  asigură evitarea saturației ieșirii amplificatorului (diodă antisaturație), menținând pe  $u_{eA}$  apropiată de zero ( $-0,6$  V). Astfel, dioda  $D_2$  conduce curentul ce vine de la intrare. Tensiunea  $u_i$  foarte mică produce prin divizorul  $R_2, R_S$  o tensiune de ieșire:

$$u_e = u_i \frac{R_S}{R_2 + R_S}$$

care este neglijabilă. Pe lângă tensiunea  $u_i$  redusă, în semiperioada pozitivă a lui  $u_1$  contează la intrare și decalajul inițial de tensiune (nu se face echilibrarea).

Forma tensiunii de ieșire a redresorului monoalternanță și caracteristica de transfer sunt date în

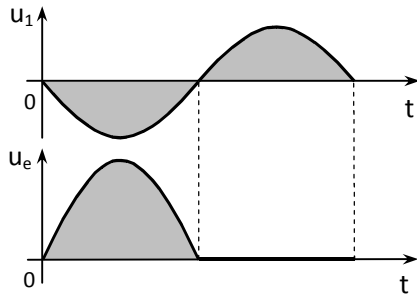


Fig. 3.29a. Formele de undă la intrarea și ieșirea redresorului

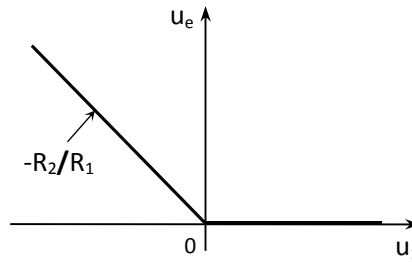


Fig. 3.29b. Caracteristica de transfer a

fig.3.29a și 3.29b.

Se pot redresa tensiuni mici de ordinul milivolților. Amplificatoarele integrate cu etaj final în clasă C (cu zonă moartă în caracteristica de transfer) nu sunt însă potrivite pentru redresoare de precizie de semnale mici (exemplu 709, 324 etc.).

Rezistența de intrare a redresorului de precizie inversor este modestă.

Dacă se dorește obținerea unei tensiuni redresate negative se inversează sensul celor două diode.

Pentru creșterea frecvenței tensiunii ce se redresează, cu menținerea preciziei, s-au mai aplicat unele soluții de îmbunătățire a compensării de frecvență [3]. Astfel, știind că în timpul scurt de comutare diodele  $D_1$  și  $D_2$  nu conduc, se poate crește factorul SR prin suspendarea corecției. Când corecția e prin efect Miller, condensatorul de corecție nu se conectează direct la ieșirea amplificatorului ci prin diodele  $D_1$ , respectiv  $D_2$  (fig.3.30). Când o diodă conduce corecția acționează normal.

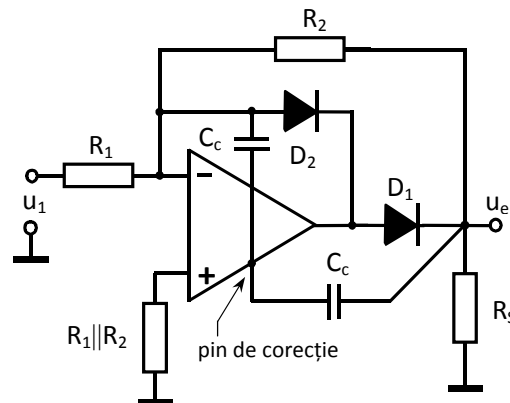


Fig. 3.30. Redresor cu frecvența de lucru mărită

prin efect Miller, condensatorul de corecție nu se conectează direct la ieșirea amplificatorului ci prin diodele  $D_1$ , respectiv  $D_2$  (fig.3.30). Când o diodă conduce corecția acționează normal.

10. Precizați câteva tipuri de comparatoare, desenați-le caracteristica de transfer și explicați care dintre acestea elimină riscul bascularilor multiple atunci când tensiunea de intrare este însoțită de zgomote. (§3.11)

## 10. Comparatoare.

### Comparatoare simple (fără reacție)

Comparatoarele sunt circuite care indică, prin tensiunea de ieșire, situația relativă a două tensiuni aplicate la intrări (fig.3.74). Este vorba aici de un comparator pentru tensiuni cu același semn. De obicei una din tensiuni este variabilă iar cealaltă este fixă, reprezentând cu aproximație „pragul comparatorului”. Când tensiunea variabilă este  $U_1$  comparatorul este „inversor”, iar când tensiunea variabilă este  $U_2$  comparatorul este „neinversor”.

Caracteristica de transfer a acestor comparatoare este prezentată în fig.3.75a (pentru inversor) și b (pentru neinversor).

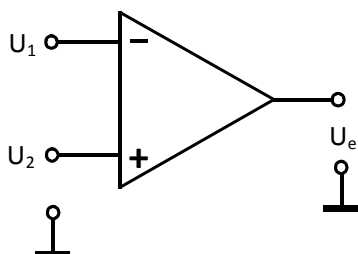


Fig. 3.74. Comparator simplu cu AO

Pentru situația  $U_1 < U_2$  rezultă la ieșire  $U_e = U_{emp}$  nivelul logic superior (pozitiv), iar pentru  $U_1 > U_2$  rezultă  $U_e = U_{emn}$  – nivelul logic inferior (negativ de obicei, dacă se alimentează AO cu două surse). Se folosește comparator inversor dacă se dorește bascularea ieșirii de la nivel superior spre inferior, atunci când tensiunea de intrare crescătoare depășește tensiunea fixă și comparator neinversor în caz contrar.

Dacă însă tensiunile  $U_1$  și  $U_2$  (sau una dintre ele) conțin zgomote, când tensiunea variabilă ajunge în dreptul zonei de indecizie apare fenomenul de „vibrație” (oscilație) a tensiunii de la ieșirea comparatorului (fig.3.76) care înseamnă schimbarea de câteva ori, consecutiv, a deciziei logice – deci comenzi false (uneori supărătoare) pentru circuitele și dispozitivele conectate la ieșire. Acesta este dezavantajul major al comparatorului simplu din fig.3.73; tensiunile ce se compară trebuie să fie foarte

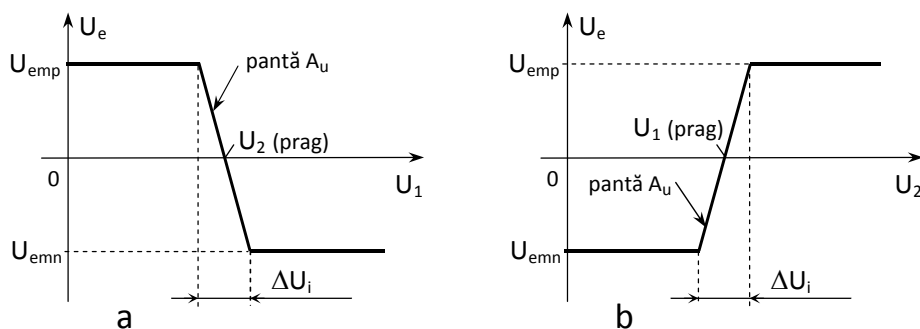
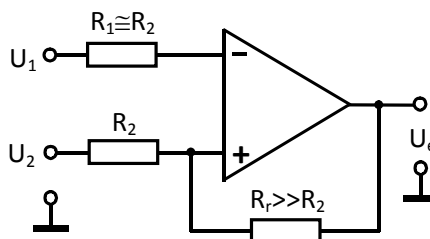


Fig. 3.75. Caracteristicile de transfer pentru comparatorul simplu inversor (a) și neinversor (b)

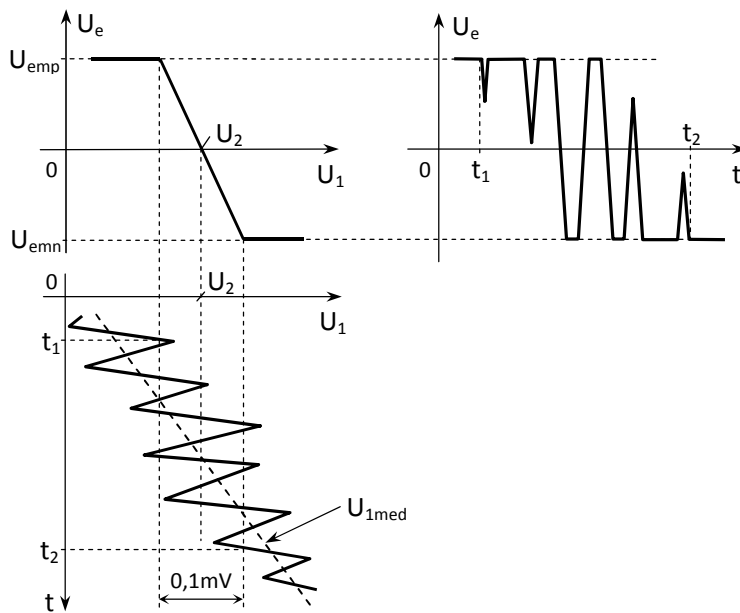
„curate” pentru evitarea „vibrațiilor”.

### Comparatoare cu reacție pozitivă („cu histerezis”)

Pentru eliminarea fenomenului de „vibrație” a tensiunii de ieșire a comparatorului, când tensiunile  $U_1$  și  $U_2$  (sau una dintre ele) conțin zgomote, se utilizează o reacție pozitivă (fig.3.79). Prin aceasta apare în caracteristica de transfer un „histerezis” (fig.3.80), care este mult mai lat decât zona de indecizie de la comparatorul fără reacție. Aceasta conduce la o eroare de comparare sensibil mai mare, dar în schimb decizia logică este fermă.



44  
Fig. 3.79. Comparator cu reacție pozitivă



Și în acest caz întâlnim comparator „inversor” și „neinversor”, după intrarea la care este aplicată tensiunea variabilă.

### a) Comparatorul inversor

Acest comparator se folosește atunci când se dorește bascularea ieșirii de la nivel superior spre inferior, dacă tensiunea de intrare crescătoare depășește tensiunea fixă. Caracteristica de transfer a acestui comparator este prezentată în fig.3.80.

Pentru explicarea funcționării comparatorului se consideră inițial că  $U_1 < 0$  și de valoare absolută mare (punctul A de pe caracteristica de transfer), iar  $U_2 > 0$ . Atunci  $U_2 \gg U_1$  și la ieșire se obține nivelul  $U_{emp}$ . Pe divizorul  $R_r - R_2$  rezultă la intrarea + o tensiune, notată cu  $U_1'$ , care îndeplinește inegalitatea  $U_1' > U_2$ . Dacă

tensiunea  $U_1$  crește

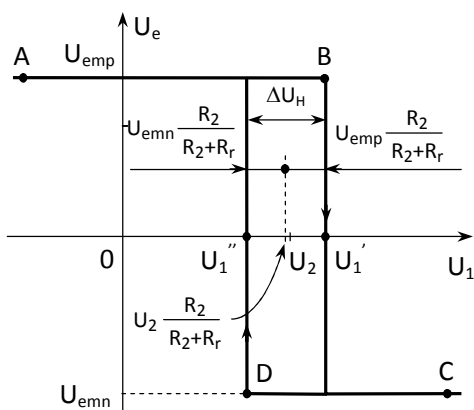


Fig. 3.80. Caracteristica de transfer a

comparatorului inversor



și atinge valoarea  $U_1'$  (punctul B pe caracteristică) intervine bascularea comparatorului care are loc din cauza situației tensiunilor existente direct la intrările + și – . Datorită reacției pozitive realizată prin  $R_r$ , bascularea se accelerează pentru că diferența dintre tensiunile de la intrările + și – se mărește rapid prin scăderea tensiunii  $U_e$  începând din punctul B. Astfel, trecerea la nivelul  $U_{emn}$  are loc pentru o variație foarte mică a tensiunii  $U_1$  și în caracteristica de transfer apare o ramură practic verticală.

Creșterea în continuare a tensiunii variabile  $U_1$  conduce la atingerea unui punct C pe caracteristică. Acum, pe divizorul  $R_r - R_2$  apare la intrarea + o tensiune notată cu  $U_1''$  și de valoare  $U_1'' < U_2$  (fig.3.80). Dacă în continuare  $U_1$  scade, bascularea spre nivelul logic superior începe la atingerea valorii  $U_1''$  - punctul D - și are loc la fel de brusc ca și prima basculare, datorită accentuării diferenței tensiunilor de la intrări prin reacție pozitivă. Nivelurile  $U_1'$  și  $U_1''$ , la care apar basculările se numesc „**pragurile**” comparatorului. Ele se pot calcula ținând cont de cele două situații ale tensiunilor pe divizorul  $R_r - R_2$  (fig.3.81) la momentul începerii basculării.

**Eroarea de comparare** în acest caz este determinată în primul rând de distanțele dintre praguri și tensiunea fixă  $U_2$  și se consideră cea mai mare dintre cele două distanțe.

(dacă acestea nu sunt egale între ele). **Lățimea zonei de histerezis** este stabilită de utilizator, întrucât ea trebuie să depășească amplitudinea vârf-la-vârf a zgomotelor însumate ale tensiunilor ce compară,  $U_1$  și  $U_2$ , (fig.3.82). În acest fel nu mai apar “vibrațiile” ieșirii comparatorului. În concluzie, se adoptă:

$$\Delta U_H > 1,2 \cdot \sum U_{zg.v.v.}$$

pentru a avea siguranța că la traversarea zonei de histerezis nici un vârf negativ al zgomotelor însumate nu va duce la coborârea tensiunii  $U_1$  după momentul  $t_1$  până sub pragul  $U_1''$ . Bascularea va fi fermă și are loc în momentul  $t_1$  al atingerii pentru prima dată a pragului  $U_1'$  dacă  $\Delta U_H$  este bine adoptată. Desigur, în prealabil se va face tot posibilul ca zgomotele suprapuse peste cele două tensiuni să fie cât mai reduse, spre a se putea lucra cu  $\Delta U_H$  mic.

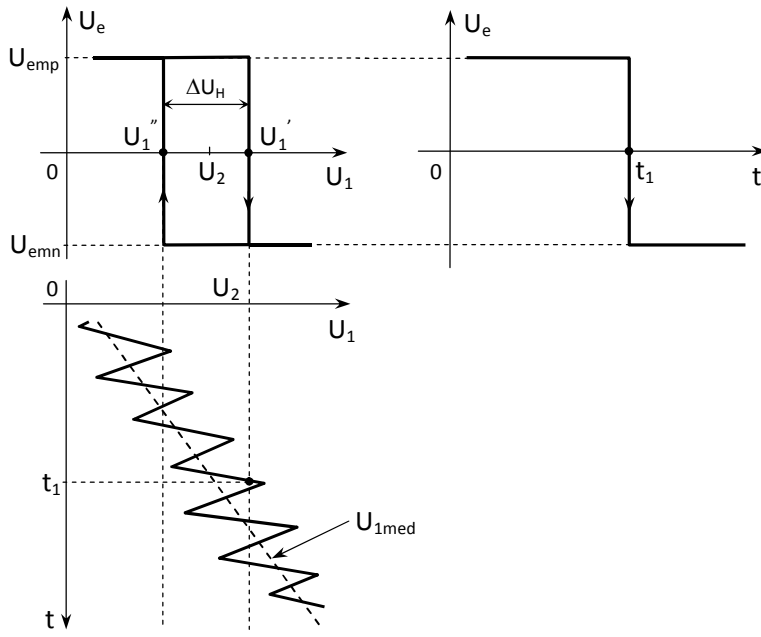


Fig. 3.82. Comportarea comparatorului cu histerezis de tip inversor

# **CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE**

## **Anul II**

## 1. Prezentări funcționarea unui decodificator pe post de demultiplexor

Utilizarea DCD 74HC(T)138 pe post de DMUX se poate face în următoarele moduri:

- dacă intrarea de date ( $D_i$ ) este o intrare de validare activă pe „0” ( $G_{2A}$  sau  $G_{2B}$ ) și codul de selecție este  $A = „1”, B = „1”,$  și  $C = „0”,$  datele prezente la intrarea de date se vor regăsi la ieșirea  $Y_3$ . Pentru  $D_i = „0”,$  circuitul este validat corect și ieșirea selectată este  $Y_3 = „0”$  (figura 1). Pentru  $D_i = „1”,$  circuitul nu este validat și ieșirea selectată este  $Y_3 = „1”$  (figura 2). Astfel datele prezente la intrarea de date se regăsesc nemodificate la ieșirea selectată.

- dacă intrarea de date ( $D_i$ ) este o intrare de validare activă pe „1” ( $G_1$ ) și codul de selecție este  $A = „0”, B = „1”,$  și  $C = „1”,$  datele prezente la intrarea de date se vor regăsi la ieșirea  $Y_6$ . Pentru  $D_i = „1”,$  circuitul este validat corect și ieșirea selectată este  $Y_6 = „0”$  (figura 3). Pentru  $D_i = „0”,$  circuitul nu este validat și ieșirea selectată este  $Y_6 = „1”$  (figura 4). Astfel datele prezente la intrarea de date se regăsesc negate la ieșirea selectată.

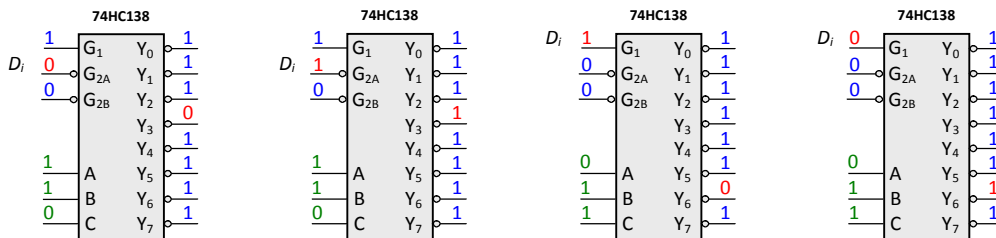


Figura 1;

Figura 2;

Figura 3;

Figura 4.

**Concluzie:** Nu se fabrică DMUX. Pe post de DMUX se poate folosi orice DCD care are o intrare de validare. Dacă aceasta este activă pe „0” se obține un DMUX neinversor iar dacă este activă pe „1” se obține un DMUX inversor.

**2. Desenați reprezentarea simbolică a unui bistabil de tip D care comută pe frontul crescător al impulsului de tact, tabelului lui de funcționare și formele de undă aferente**

Unul dintre cele mai simple bistabile care se produce sub formă integrată este bistabilul de tip D, activ pe frontul crescător al impulsului de tact aplicat la intrarea CK (figura 5).

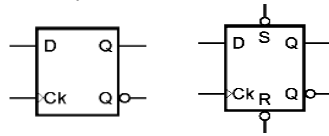


Figura 5. Bistabilul D care comută pe frontul crescător al tactului.

Informația aflată la intrarea D este transferată la ieșirea Q pe frontul crescător al tactului (conform tabelului 1). Dacă semnalul CK este pe palier (durata cât are valoarea „1” sau „0”), semnalul aplicat la intrarea D nu influențează ieșirea.

Tabelul 1

D	Q
0	0
1	1

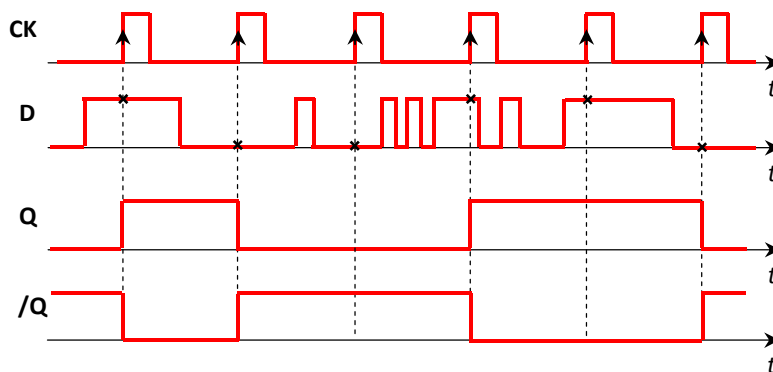
Pe lângă intrarea D, circuitul poate avea și două intrări asincrone prioritare /S și /R. Funcționarea se bazează pe tabelul 2 cu observația că dacă ambele intrări prioritare sunt inactive circuitul funcționează sincron conform tabelului 1.

Tabelul 2

/S	/R	Q	/Q
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1		
0	0	1	1

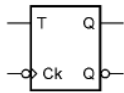
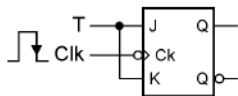
Funcționare sincronă conform tabelului 1

Stare interzisă



**3. Desenați reprezentarea simbolică a unui bistabil de tip T care comută pe frontul descrescător al impulsului de tact, tabelului lui de funcționare și formele de undă aferente**

Bistabilul T se obține numai din CBB JK-MS prin conectarea împreună a intrărilor J și K (CBB JK-MS este forțat să funcționeze doar în situațiile  $J = K = „0”$  și  $J = K = „1”$ ).



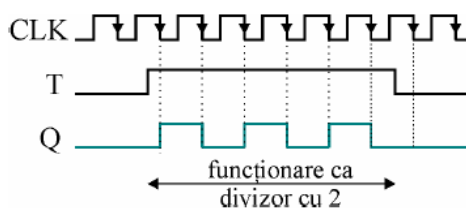
$T_n$	$Q_{n+1}$
0	$Q_n$
1	$\overline{Q_n}$

Tabelul de funcționare:

Obs:

Dacă T este permanent „1”,  $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$ ,

bistabilul basculează la fiecare impuls de tact.

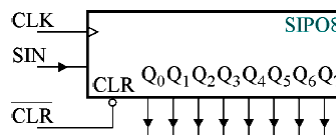


**4. Descrieți modalitățile de realizare a conversiei serie-paralel,**

respectiv paralel-serie a datelor

**Conversia serie-paralel** necesită utilizarea unui registru SIPO; ea se face în  $n$  tacte corespunzătoare celor  $n$  biți ai cuvântului binar.

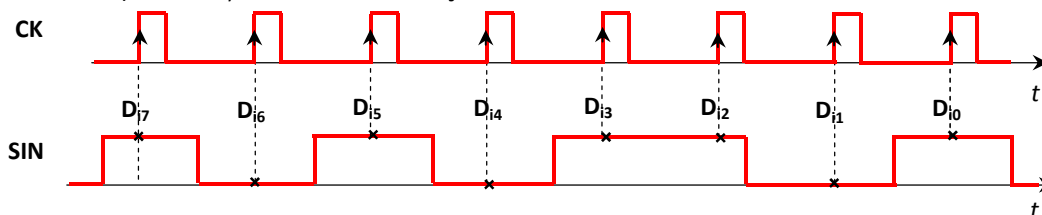
Funcționare:



Se șterge conținutul registrului punând intrarea /CLR la „0” (cu toate că principial nu este necesară inițializarea conținutului registrului, deoarece el se va suprascrie oricum după  $n$  impulsuri de tact).

Considerând un registru SIPO de 8 biți, secvența de înscriere a informației este  $D_7, D_6, \dots, D_0$  – fiind necesare 8 impulsuri de tact pentru ca bitul  $D_7$  (cel mai semnificativ) să ajungă la ieșire pe poziția corectă –  $Q_7$ . În acest moment cuvântul este înscris în totalitate în registru și poate fi citit paralel.

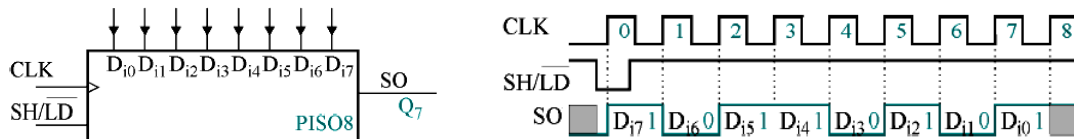
Ritmul în care sunt aduși biții la intrarea serială SIN trebuie să fie corelat cu secvența de aplicare a impulsurilor de tact. Registrul comută pe frontul crescător al tactului (chiar dacă bistabilele comută pe frontul descrescător). Secvența care se convertește este 10101101.



**Obs.:** Fiecare ieșire  $Q_i$  poate fi folosită ca ieșire serială (circuitul se poate folosi ca SISO1, ... SISO8).

**Conversia paralel-serie** necesită utilizarea unui registru PISO. Conversia se face în  $n$  tacte corespunzătoare celor  $n$  biți ai cuvântului binar.

Pentru înscrierea paralelă a datelor  $D_{17}, \dots, D_{10}$  se pune intrarea SH//LD = „0” și se aplică un impuls de tact (înscrierea propriu-zisă se face pe frontul crescător al semnalului de tact). Pentru citirea serială a datelor (a cuvântului de  $n$  biți) se pune intrarea SH//LD = „1” și se aplică  $n-1$  impulsuri de tact.



Întreaga operație de conversie necesită  $n$  perioade de tact, prima fiind destinată pentru încărcarea paralelă, iar restul pentru citirea serială.

### 5. Descrieți, pe scurt, principalele de realizare a memoriilor temporare FIFO și LIFO

Memoriile temporare sunt organizate pe  $n$  cuvinte binare de câte  $b$  biți compuse din  $b$  registre de deplasare serială SISO de câte  $n$  biți fiecare.

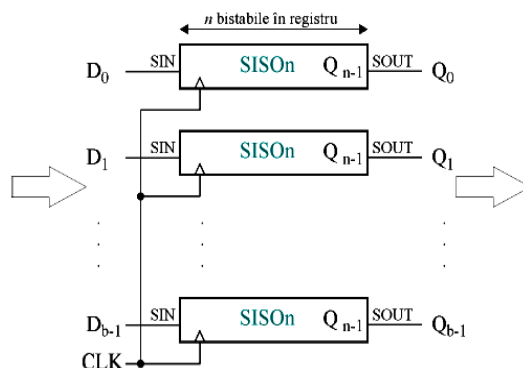
**Memoria FIFO** (First In First Out) se realizează cu ajutorul unor registre SISO care permit deplasarea într-un singur sens (spre dreapta).

Înscrierea cuvintelor binare de  $b$  biți în memorie se face în paralel pe cele  $b$  intrări seriale prin aplicarea a câte unui impuls de tact și deplasarea acestora spre dreapta.

Memorie este plină atunci când s-au înscris toate cele  $n$  cuvinte binare. După umplerea completă a memoriei, primul cuvânt *citit* (paralel pe cele  $b$  ieșiri seriale) este primul cuvânt înscris în memorie.

În procesul de citire, informația se deplasează în continuare spre dreapta cu fiecare impuls de tact aplicat. Prin citire, informația se pierde!

Acest tip de memorie poate fi utilizat la gestionarea adreselor altor memorii pe durata întreruperilor unui sistem cu microprocesor.



**Memoria temporară LIFO** (Last In First Out) necesită registre SISO care pot deplasa informația în ambele sensuri (o intrare  $R/\bar{L}$  - Right//Left - specifică sensul deplasării).

Înscriserea cuvintelor se face ca la memoria FIFO, prin deplasarea spre dreapta a datelor ( $R/\bar{L} = 1$ ) iar citirea se face prin deplasarea acestora spre stânga ( $R/\bar{L} = 0$ ).

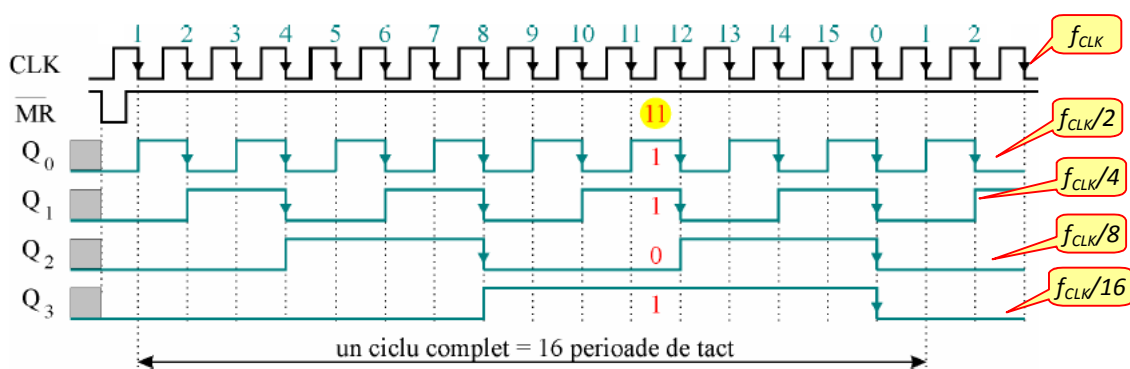
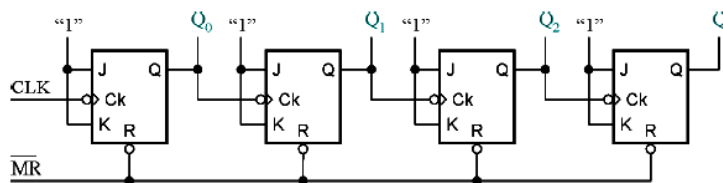
Astfel ultimul cuvânt înscris va fi primul citit.

Memoria LIFO se utilizează ca memorie stivă în sistemele cu microprocesoare.

### 6. Desenați schema unui numărător asincron binar, pe 4 biți, explicați funcționarea sa,

și trasați formele de undă aferente

Un numărător asincron binar, pe 4 biți, este format din 4 bistabile de tip T (provenite din JK-MS) cu T permanent pe „1”. Impulsurile de tact se aplică doar primului bistabil. Următoarele bistabile au ca semnal de tact ieșirea Q a bistabilului anterior (MR – Master Reset este o denumire sinonimă cu R - Reset sau CLR).





**Obs:**

1). Numărătorul numără în sens crescător (direct) adică cu fiecare impuls de CK aplicat, valoarea număratorului crește cu o unitate.

2). Numărătorul este modulo 16 (are 4 bistabile), al 16-lea impuls de tact încheie ciclul, el aducând număratorului pe zero. Cel de-al 17-lea tact global este primul impuls de tact din cel de-al doilea ciclu.

3). La un moment dat, codul binar obținut citind ieșirile corespunde cu numărul de impulsuri de tact aplicate în ciclul respectiv (citind ieșirile după 11 tacte rezultă  $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1011$  care corespunde cu numărul 11 codat binar). Aceasta este practic funcția de **numărare**.

4). Bistabilele funcționează ca **divizoare de frecvență cu 2**. Ieșirea  $Q_0$  divizează cu 2 frecvența tactului,  $Q_1$  divizează cu 2 frecvența semnalului  $Q_0$  și cu 4 frecvența tactului, etc.

5). Pentru extinderea capacității de numărare se pot conecta mai multe numărătoare în cascadă prin conectarea ieșirii  $Q_3$  la intrarea de tact a următorului numărător.

**7. Desenați schema unui numărător sincron binar, pe 4 biți, explicați funcționarea sa, și trasați formele de undă aferente**

Numărătoare sincrone sunt numărătoare la care impulsul de tact se aplică simultan tuturor bistabilelor (de tip T) permițând, astfel funcționarea la frecvențe de tact mult mai mari (tipic 35MHz).

În cadrul unui ciclu de numărare, la trecerea dintr-o stare în alta, unele bistabile trebuie să comute, altele nu. Înseamnă că numărătoarele trebuie realizate cu bistabile de tip T care au intrarea T accesibilă pentru a permite ca, înaintea aplicării următorului impuls de tact, intrarea T a bistabilului ce trebuie să comute să fie conectată la „1” iar intrarea T a bistabilului ce nu trebuie să comute să fie conectată la „0”.

Apare, astfel, necesitatea utilizării unor circuite logice pentru generarea valorilor T ce corespund celor  $n$  bistabile folosite pentru ca funcționarea număratorului să decurgă în conformitate cu *tabelul de funcționare* dorit.

Nr. tacte	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
initializare	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16 (0)	0	0	0	0

Din tabel se deduc următoarele:

- bistabilul  $Q_0$  trebuie să basculeze la fiecare impuls de tact, deci  $T_0 = 1$ ;
- bistabilul  $Q_1$  basculează numai dacă înaintea aplicării tactului  $Q_0 = 1$  deci  $T_1 = Q_0$ ;
- bistabilul  $Q_2$  basculează numai dacă înaintea aplicării tactului  $Q_0$  și  $Q_1$  sunt pe „1” adică:  $T_2 = Q_0 \cdot Q_1 = Q_1 \cdot T_1$ .

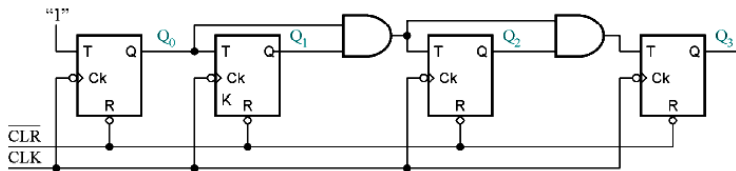
- bistabilul  $Q_3$  basculează numai dacă înaintea aplicării impulsului de tact  $Q_0, Q_1$  și  $Q_2$  sunt pe „1”  
deci  $T_3 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 = Q_2 \cdot T_2$ .
- în general se poate scrie:  $T_{n-1} = Q_0 \cdot Q_1 \cdot \dots \cdot Q_{n-2} = T_{n-2} \cdot Q_{n-2}$ .

În funcție de modul de scriere al valorilor  $T$  se disting două **metode de generare** a acestora:

- **serială** – dacă valoarea curentă a lui  $T$  se obține din cea anterioară:

$$T_2 = T_1 \cdot Q_1 \quad \text{și} \quad T_3 = T_2 \cdot Q_2$$

Schema numărătorului sincron obținut prin metoda serială:



Durata minimă a impulsului de tact este:

$$T_{CLK \min} = t_{PCLK \rightarrow Q} + (n - 2)t_{PSI} + \Delta t$$

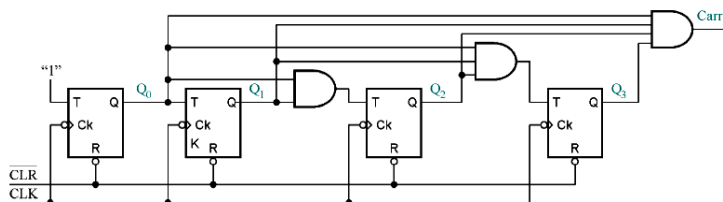
**Dezavantaj:** -  $t_p$  mai mare decât în cazul generării paralele a valorilor  $T$ .

**Avantaj:** - se utilizează numai porți ȘI cu două intrări.

- **paralelă** – dacă valorile lui  $T$  se obțin direct din valorile lui  $Q$ :

$$T_2 = Q_0 \cdot Q_1 \quad \text{și} \quad T_3 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2$$

Schema numărătorului sincron obținut prin metoda paralelă:



În cazul generării *paralele* a valorilor  $T$  durata minimă a impulsurilor de tact este:

$$T_{CLK\min} = t_{PCLK \rightarrow Q} + t_{PSI} + \Delta t$$

Se observă că  $t_p$  este mai mic ceea ce conduce la o frecvență de tact mai ridicată. Din acest motiv aceasta este varianta preferată la realizarea numărătoarelor sincrone integrate.

Semnalul Carry (semnalul de transport) se generează din semnalele  $Q_0, Q_1, Q_2,$  și  $Q_3$ .  $Cy = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3$  și se aplică intrării  $T$  a numărătorului (bistabilului) următor în cazul extinderii capacității de numărare (cascadarea numărătoarelor).

## 8. Prezențați, sumar, principalele metode de obținere

### a divizoarelor de frecvență programabile

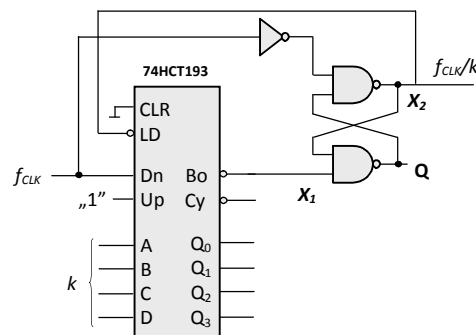
Divizoarele de frecvență programabile sunt divizoare de frecvență la care raportul de divizare se poate modifica de la un ciclu de divizare la următorul.

#### Varianta 1 – cu numărare în sens invers și încărcare paralelă.

Este cea mai utilizată metodă de obținere a unui divizor programabil. Se bazează pe utilizarea unui numărător reversibil cu posibilitatea de a fi încărcat paralel. Numărul cu care se realizează divizarea ( $k$ ) se aduce la intrările paralele și se încarcă în numărător prin activarea liniei  $/LD$ . Numărătorul este decrementat cu frecvența  $f_{CLK}$  aplicată la intrarea Count Down ( $Dn$ ) până când el ajunge în starea 0000. În acel moment ieșirea Borrow ( $/Bo$ ) trece pe „0”, activează intrarea  $/LD$ , și inițiază o nouă încărcare a numărătorului cu numărul  $k$ .

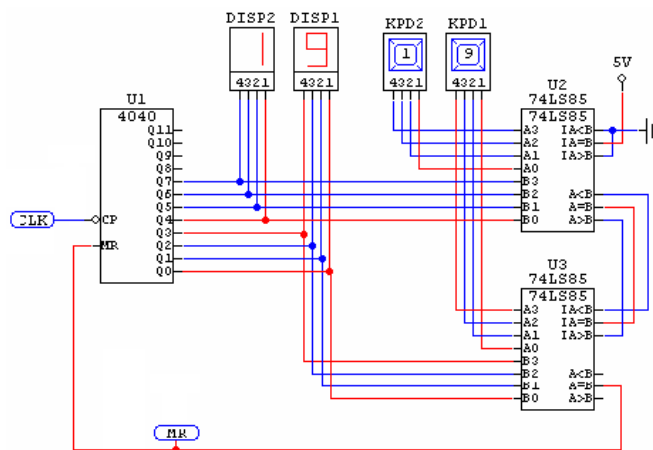
Deoarece bistabilele din componența numărătorului nu au același timp de încărcare și, astfel apare riscul unei încărcări incomplete, este necesar intercalarea unui bistabil SR de memorare a impulsului de încărcare (la fel ca la numărătoarele modulo  $p$ ).

Astfel, la ieșirea  $/Q$  acestuia se obține semnalul  $f_{CLK}/k$ .



### Varianta 2 – cu numărare în sens direct și comparator.

Metoda utilizează un numărător asincron (4040) și două comparatoare pe 4 biți (74LS85) care specifică raportul de divizare k. Numărătorul numără în sens direct, de la 0 până la valoarea k prestabilită de comutatoarele [KPD1 și KPD2]. În acel moment comparatoarele sesizează egalitatea și activează semnalul de ștergere /MR. Schema prezentată este pe 8 biți.



Pentru obținerea unui divizor de frecvență pe 12 biți sunt necesare un numărător și un comparator pe 12 biți.

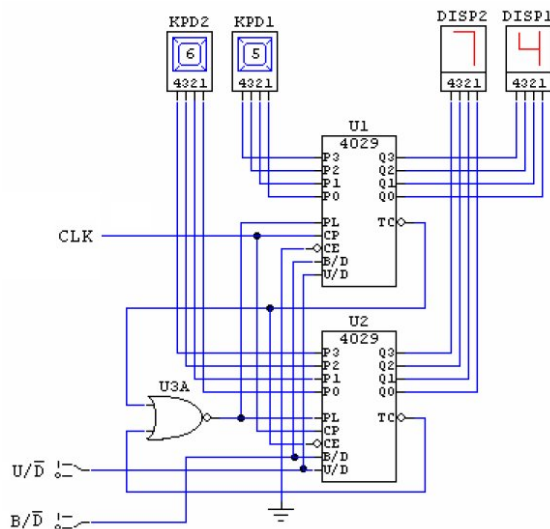
Schema prezentată este una care funcționează foarte bine în regim de simulare digitală, dar nu în realitate deoarece folosește circuite CMOS și TTL LS în același montaj. Pentru a rezolva acest neajuns, cel mai bine este să se folosească variantele HC sau HCT ale circuitelor prezentate: 74HCT4040 și 74HCT85, caz în care schema nu va mai prezenta nici un neajuns.

### Varianta 3 – combinată, cu posibilitatea numărării în ambele sensuri.

Este cea mai versatilă metodă. Se bazează pe folosirea numărătoarelor 4029 la care intrarea de încărcare este comandată de o poartă SAU-NU cu un număr de intrări egal cu numărul de circuite 4029 utilizate.

Circuitul oferă:

- numărare în sens crescător, de la numărul prestabilit k la 255 (dacă  $U/\overline{D} = 1$ );
- numărare în sens descrescător, de la p la 0 (dacă  $U/\overline{D} = 0$ );
- numărare binară (dacă  $B/\overline{D} = 1$ );
- numărare zecimală (dacă  $B/\overline{D} = 0$ ).



## 9. Enumerați principalele avantaje și dezavantaje ale memoriilor SRAM

### în comparație cu memoriile DRAM

Memoriile RAM se clasifică în:

- RAM statice (**SRAM** – Static Random Access Memory) la care celula elementară de memorare este un latch D realizat în tehnologie bipolară sau unipolară;
- RAM dinamice (**DRAM** – Dynamic Random Access Memory) - celula elementară este o capacitate; sunt realizate numai în tehnologie unipolară NMOS sau CMOS.

Memoria SRAM *păstrează datele* pentru o perioadă de timp *nelimitată*, până în momentul în care ea este rescrisă. În schimb, memoria DRAM necesită *rescrierea permanentă*, la câteva fracțiuni de secundă, altfel informațiile fiind pierdute.

Avantajele memoriei SRAM: utilitatea crescută datorită modului de funcționare și viteza foarte mare (raportul de timp de acces SRAM/DRAM = 8-16).

Dezavantajele memoriei SRAM: densitatea de integrare mai redusă și prețul mult mai mare decât al memoriei DRAM (de obicei raportul de capacitate DRAM/SRAM = 4-8 iar raportul de cost SRAM/DRAM = 8-16).

**Aplicațiile** de bază ale memoriilor RAM se regăsesc la PC-urile. Memoria SRAM este folosită cel mai adesea ca memorie intermediară/cache, pe când DRAM-ul este utilizat ca memorie principală a oricărui sistem.

## 10. Explicați, pe scurt, funcționarea unei memorii DRAM

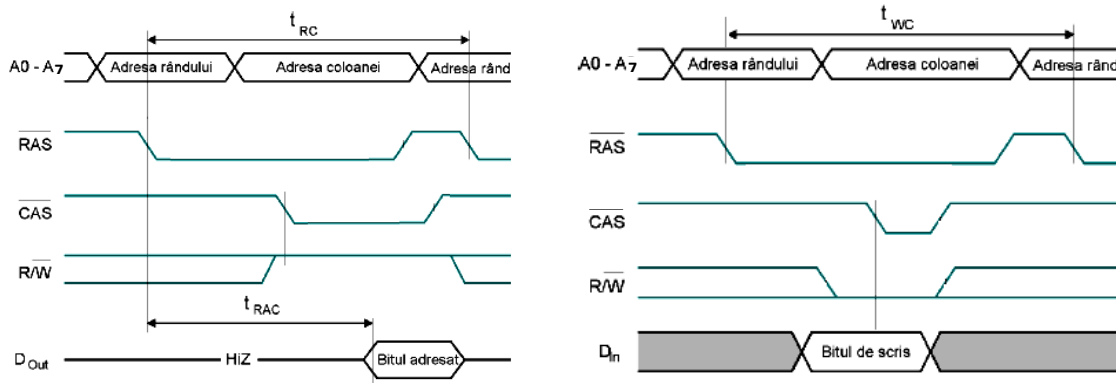
(citire, scriere, reîmprospătare)

### **Citirea informației memorate într-o memorie DRAM**

La liniile de adresă se aduce adresa de linie  $A_0...A_7$ . După ce aceasta s-a stabilizat se activează linia  $\overline{RAS}$  pentru încărcarea adresei de linie în registrul din circuitul de comandă. În continuare adresa se decodifică, se selectează linia și conținutul tuturor celulelor de memorare aferente liniei se scrie în registrul de linii.

Apoi se aduce la intrare adresa de coloane  $A_8...A_{15}$ . După ce aceasta s-a stabilizat se activează semnalul  $\overline{CAS}$ . Pe frontul descrescător al  $\overline{CAS}$  se investighează linia  $\overline{WE}$ . Aceasta trebuie să fie pe „1” deoarece se execută o operație de citire. Tot pe frontul descrescător al semnalului  $\overline{CAS}$  se memorează adresa coloanei  $A_8...A_{15}$  în registrul corespunzător din circuitul de comandă. Cu ajutorul lor și al MUX-ului, se selectează una dintre cele 256 de coloane ale liniei memorate în registrul de linii, și conținutul celulei selectate se transmite, prin buffer (aflat în stare normală), spre ieșire  $D_{out}$ .

În continuare se dezactivează  $\overline{RAS}$ -ul (conținutul registrului de linii se reînscrie în matricea de memorare) apoi se dezactivează și  $\overline{CAS}$ -ul și linia  $D_{out}$  trece pe Z.



Citirea informației

Scrierea informației

### **Scrierea informației în memorie**

Furnizarea adresei locației de memorare în care urmează să se scrie informația se face la fel ca la operația de citire.

Deosebirile apar pe frontul descrescător al  $\overline{CAS}$  când în urma investigării se găsește linia  $\overline{WE}$  pe „0”. Acest fapt înseamnă că urmează o operație de scriere și, tot în acel moment datele care urmează a fi scrise trebuie să fie prezente pe linia  $D_{in}$ . În continuare se memorează adresa coloanei  $A_8...A_{15}$  în registrul corespunzător din circuitul de comandă. Cu ajutorul lor și al DMUX-ului, se selectează una dintre cele 256 de coloane ale liniei memorate în registrul de linii, și informația de pe  $D_{in}$  se memorează în această celulă.

În continuare se dezactivează  $\overline{RAS}$ -ul (conținutul registrului de linii se reînscrie în matricea de memorare) apoi se dezactivează și  $\overline{CAS}$ -ul.

### ***Reîmprospătarea informației memorate***

Se folosește un numărător pe 8 biți, cu funcționare continuă care generează adresele celor 256 de linii. Pe frontal descrescător al semnalului /RAS se selectează o linie ce corespunde adresei. Conținutul fiecărei celule ale acestei linii se înscrie în registru de linii. Pe frontul crescător al semnalului /RAS se reînscrie informația din registru de linii, regenerată în celulele corespunzătoare.

În continuare se trece la următoarea adresă și se reîmprospătează informațiile din celulele liniei următoare.

# **Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare**

## **Anul II**



## 1. Structura generală a unui sistem de prelucrare numerică cu procesor (SPN)

[1], pag. 11

În acest capitol sunt prezentate principiile generale privind structura și funcționarea unui sistem de prelucrare numerică cu procesor (SPN).

Structura generală a unui SPN este prezentată în figura 1.1. Unitatea centrală de prelucrare (UCP), este cea mai importantă componentă a unui astfel de sistem. Principala funcție a UCP este de a executa un program reprezentat printr-o secvență de instrucțiuni. Programul este încărcat în prealabil în memorie, mai concret în memoria program. Execuția programului implică existența unor date care urmează să fie prelucrate. Acestea se găsesc fie în memoria de date, fie sunt preluate de la periferice. Execuția programului se concretizează prin generarea unor date care pot fi stocate în memoria de date sau pot comanda perifericele. Perifericele asigură schimbul de informații cu exteriorul. În cea mai simplă formă perifericele sunt reprezentate de porturile de intrare-ieșire (intrări-ieșiri numerice). Alte exemple de periferice sunt: convertoarele analog-numeric (intrări analogice), convertoarele numeric-analogice (ieșiri analogice), interfețele (porturile) seriale, temporizatoarele.

Un *procesor (microprocesor)*, care este specific calculatoarelor personale, conține doar UCP, relativ la figura 1.1. Acesta are o mare putere de calcul deoarece trebuie să execute mai multe aplicații în același timp. De aceea, memoria și perifericele sunt externe, fiind poziționate în interiorul carcasei calculatorului. Un *microcontroler*, la fel ca un *procesor de semnal*, conține toate cele 3 elemente componente din figura 1.1 integrate în aceeași capsulă. Aceste două dispozitive sunt folosite pentru aplicații dedicate. Diferența între cele două este că procesorul de semnal este optimizat din punct de vedere al instrucțiunilor pentru a face prelucrări de semnal (filtrări numerice sau transformări Fourier rapide) în timp ce un microcontroler are integrate o gamă mai largă de periferice, în special intrări-ieșiri numerice.

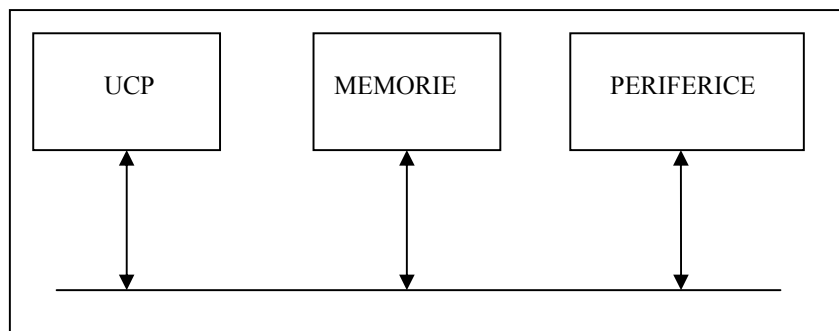


Fig. 1.1 Structura generală a unui SPN.

2. Să se precizeze funcțiile registrelor PC (Program Counter) și, respectiv, SR (Status Register) pentru un procesor.

[1], pag. 13, 15, 34-35.

Registrul PC (*Program Counter*) indică adresa din memorie a instrucțiunii care urmează să fie executată (adresa primului octet al instrucțiunii). Rezultă că după fiecare instrucțiune registrul PC își mărește conținutul cu numărul de octeți ai codului mașină ai instrucțiunii respective. Acest lucru este valabil când execuția programului este liniară, adică nu există ramificații în program. O ramificație înseamnă că următoarea instrucțiune executată nu este cea de la adresa care urmează după ultimul octet al instrucțiunii curente, ci una situată la o adresă mai mare sau mai mică. Există trei posibilități de ramificații: instrucțiunii de salt, apeluri de subrutine sau răspunsuri la cereri de întrerupere. În aceste situații, registrul PC va fi încărcat cu adresa instrucțiunii unde se va face saltul. Această adresă este cu un număr de unități mai mare sau mai mică decât conținutul registrului PC înainte de salt.

Registrul SR (*Status Register*) conține la majoritatea dispozitivelor biți indicatori care sunt modificați în urma execuției unei instrucțiuni aritmetice sau logice: C (*Carry*), V (*Overflow*), N (*Negative*), Z (*Zero*).

**Bitul indicator de transport C (*Carry bit*).** Acest bit este poziționat la nivel logic 1 dacă rezultatul unei operații aritmetice a produs un transport și este poziționat la nivel logic 0 dacă nu a avut loc un transport.

**Bitul indicator de depășire V (*Overflow bit*).** Acest bit se poziționează la nivel logic 1 dacă rezultatul unei operații aritmetice depășește domeniul de valori corespunzător reprezentării în cod complementul lui doi.

**Bitul indicator de semn N (*Negative bit*).** Acest bit se poziționează la nivel logic 1 dacă rezultatul unei operații este un număr negativ și la nivel logic 0 dacă rezultatul operației este un număr pozitiv.

**Bitul indicator de zero Z (*Zero bit*).** Acest bit se poziționează la nivel logic 1 în urma execuției unei instrucțiuni al cărei rezultat este zero și este poziționat la nivel logic 0 dacă rezultatul este diferit de zero.

De asemenea, registrul SR conține și bitul care permite validarea întreruperilor mascabile, notat de obicei GIE (*General Interrupt Enable*). În afară de acești biți, registrul SR mai poate conține și alți biți.

3. Să se precizeze funcția registrului SP (Stack Pointer) și a memoriei stivă pentru un procesor.

[1], pag. 14, 15.

Funcția registrului SP este în strânsă legătură cu registrul PC. Apelul unei subrutine sau răspunsul la o cerere de întrerupere înseamnă un salt la o adresă unde este plasată subrutina (subrutina de întrerupere).

Astfel, în figura 1.3 instrucțiunea  $CALL\ S_1$ , aflată la adresa  $ADR1$  apelează subrutina  $S_1$ , aflată la adresa  $AS_1$ . La încheierea subrutinei (instrucțiunea  $RET$ ) programul trebuie să se reîntoarcă la instrucțiunea care urmează după cea care a făcut apelul, adică instrucțiunea Instr. 1, aflată la adresa  $ADR1+n$  ( $n$  reprezintă numărul de octeți ai instrucțiunii Instr.1). Pentru a fi posibil acest lucru, registrul PC trebuie încărcat cu adresa  $ADR1+n$ . Această adresă a fost disponibilă în registrul PC după extragerea codului mașină al instrucțiunii  $CALL\ S_1$ , înainte de decodificarea și execuția acestei instrucțiuni. De aceea, execuția instrucțiunii  $CALL\ S_1$  înseamnă mai întâi salvarea registrului PC și abia apoi încărcarea lui cu adresa de salt ( $AS_1$ , în acest caz). Zona de memorie unde se realizează salvarea se numește *stivă*.

De obicei salvarea în stivă se face la adrese descrescătoare. În acest sens, registrul SP (*Stack Pointer*, indicator al vârfului stivei) este decrementat cu 1 pentru fiecare octet salvat în stivă. Conținutul acestui registru indică adresa ultimului octet salvat.

Se presupune că înainte de execuția instrucțiunii  $CALL\ S_1$  conținutul registrului SP era  $4000h$ . Deoarece fiecare adresă salvată în stivă conține 2 octeți, înseamnă că registrul SP a fost decrementat de 4 ori, adică conține valoarea  $3FFCh$ . La execuția instrucțiunii  $RET$  din subrutina  $S_2$ , registrul PC se încarcă cu conținutul stivei de la adresele SP și SP+1 (adică  $3FFCh$  și  $3FFDh$ ), iar registrul SP se incrementează cu 2 unități. La execuția instrucțiunii  $RET$  din subrutina  $S_1$  registrul PC se încarcă de asemenea cu conținutul stivei de la adresele SP și SP+1 ( $3FFEh$  și  $3FFFh$  în acest caz), după care registrul SP se incrementează din nou cu 2 unități. Rezultă că numerele existente în stivă se citesc în ordinea inversă celei în care au fost salvate, de unde denumirea de stivă sau memorie LIFO (*Last In First Out*).

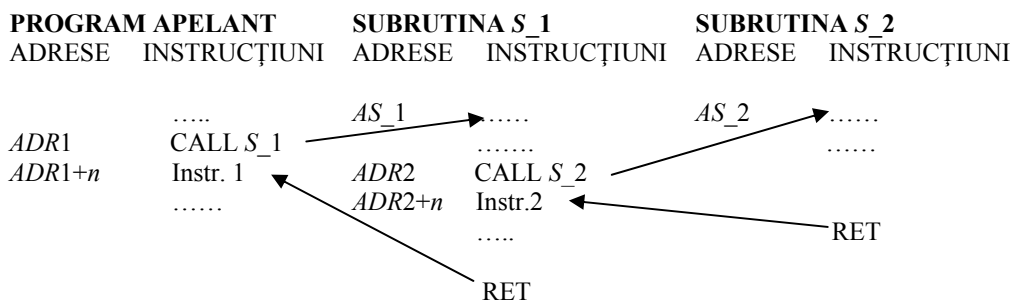


Fig. 1.3 Apelul unei subrutine.

#### 4. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere

[1], pag. 27.

În principiu, funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere se face conform figurii 1.13. Instrucțiunea în curs de execuție în momentul primirii cererii de întrerupere se află în PROGRAMUL PRINCIPAL la adresa  $ADR1$ . Ea este executată complet, după care se face automat saltul pentru execuția SUBRUTINEI DE ÎNTRERUPERE. După încheierea subrutinei de întrerupere, execuția programului continuă de la adresa  $ADR1+n$  ( $n$  reprezintă numărul de octeți ai instrucțiunii de la adresa  $ADR1$ ). Pentru a fi posibil acest lucru, adresa  $ADR1+n$ , care este conținută în registrul PC după extragerea instrucțiunii de la adresa  $ADR1$ , este automat salvată în stivă. Apoi, registrul PC este încărcat (tot automat!) cu adresa subrutinei de întrerupere (numită și *vector de întrerupere*, *interrupt vector*) corespunzătoare sursei  $i$ . Efect: începe execuția subrutinei de întrerupere. De remarcat că înaintea execuției subrutinei de întrerupere, o parte dintre registrele microcontrolerului, printre care registrul SR, sunt salvate în stivă. Execuția subrutinei de întrerupere se încheie cu o instrucțiune de tip RETI (*return from interrupt*) care implică refacerea registrelor salvate în stivă, inclusiv a registrului Program Counter, având ca efect continuarea execuției de la adresa  $ADR1+n$ .

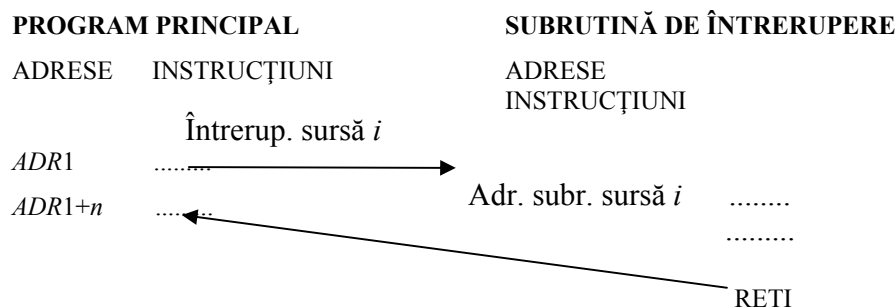


Fig. 1.13. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere.

#### 5. Să se prezinte principal funcțiile de ieșire și de intrare ale unui pin al unui microcontroler (Digital I/O).

[1] pag. 16,17.

În figura 1.6 se prezintă principal funcțiile de ieșire și de intrare ale unui pin.

Astfel, pentru un pin având funcția de ieșire, informația binară (un bit cu valoarea 0 sau 1 logic) este transmisă din microcontroler la pin, regăsindu-se sub forma unei tensiuni (0 logic-0V, 1 logic-tensiunea de alimentare pozitivă  $+V_{cc}$ ). Tensiunea respectivă poate fi măsurată cu un voltmetru.

Pentru un pin având funcția de intrare, informația binară aplicată la pin sub forma unei tensiuni de la o sursă (0 logic-0V sau masă, 1 logic-tensiunea de alimentare pozitivă +V<sub>cc</sub>) este transmisă în microcontroler, regăsindu-se în valoarea unui bit (0 sau 1 logic).

Rezumând, cele două operații pot fi prezentate sintetic astfel:

**Ieșire:** bit (scris prin program) → tensiune la pin (măsurată cu un voltmetru).

**Intrare:** tensiune la pin (aplicată de la o sursă) → bit (citit prin program).

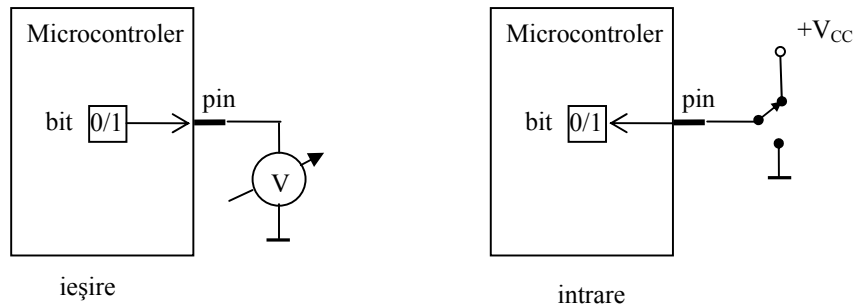


Fig. 1.6 Funcțiile de ieșire și, respectiv, de intrare ale unui pin.

6. Care este rolul magistralei de adrese (MA) într-un sistem de prelucrare numerică cu procesor? Dacă MA are 16 linii, care este dimensiunea spațiului memorie adresat? Determinați intervalul de adresare corespunzător unei capacități de memorie de 8 Kocteți care începe la adresa 2500h.

[2], slide nr. 7, 8.

Magistrala de adrese selectează locația de memorie care urmează să fie scrisă sau citită. Pentru o magistrală de adrese de 16 biți, dimensiunea spațiului de memorie adresat este de  $2^{16}1B = 2^6 2^{10}B = 64 \text{ KB}$ .

Intervale de adresare	Capacitate de memorie
0000h÷00FFh	256 octeți
0000h÷00FFh	256 octeți
...	
0000h÷03FFh	1024 octeți = 1 koctet
...	
0000h÷0FFFh	4 kocteți
...	
0000h÷3FFFh	16 kocteți

Din tabel se deduce că la 8 kocteți corespunde intervalul 0000-1FFFh. Pentru obținerea intervalului cerut, se translatează capetele intervalului 0000-1FFFh cu 2500h, adică se obține intervalul 2500h-44FFh.

## 7. Descrieți funcția de temporizare a unui periferic de tip Timer (temporizator)

[1], pag. 18.

Un periferic de tip „Timer” sau temporizator generează evenimente periodice. Perioada evenimentelor sau temporizarea se stabilește prin numărarea unui număr prestabilit de impulsuri cu o anumită perioadă. Astfel, temporizatorul conține un numărător și un generator de semnal de tact. Numărătorul se încarcă cu o constantă iar apoi se decrementează cu 1 la fiecare impuls primit [1]. Temporizarea corespunde anulării conținutului numărătorului. Primul impuls primit după anulare reîncarcă constanta și apoi procesul se continuă în acest fel. Există și varianta în care numărătorul începe numărarea de la 0 și își incrementează conținutul la fiecare impuls primit. În acest caz temporizarea corespunde momentului când conținutul numărătorului egalează o constantă prestabilită, iar la următorul impuls primit numărarea reîncepe de la 0. De fiecare dată când temporizarea se încheie (conținutul numărătorului se anulează sau egalează constanta predefinită) un bit indicator (*flag*) este trecut pe 1 logic.

Expresia temporizării este

$$T = \frac{Cst}{f_0} = Cst \cdot T_0, \quad (1.1)$$

unde  $Cst$  este constanta de temporizare, iar  $f_0=1/T_0$  reprezintă frecvența impulsurilor de numărare.

Pe baza relației (1.1) rezultă cele două posibilități de modificare a perioadei de temporizare: modificarea constantei  $Cst$  sau modificarea frecvenței  $f_0$ . A doua variantă se realizează de obicei prin divizarea semnalului furnizat de generatorul de tact.

Există temporizatoare de 8 biți, 16 biți, 24 de biți, etc. În funcție de numărul de biți al temporizatorului rezultă valoarea maximă a constantei  $Cst$ .

În practică, utilizarea unui temporizator implică să se facă o acțiune de fiecare dată când perioada de temporizare s-a încheiat (modificarea stării unui led, citirea stării unui pin programat ca intrare, declanșarea unei conversii analog-numerice, etc.). Pentru aceasta este necesară testarea continuă a bitului indicator (*flag*) și executarea acțiunii respective în momentul când bitul devine 1. Bitul respectiv trebuie imediat șters (trecut pe 0) pentru ca ulterior să se poată detecta noua trecere pe 1.

8. Descrieți principal funcția de captură a unui timer (temporizator). Prezentați apoi pe baza schemei de mai jos, funcționarea modului Timer\_A al familiei de microcontrolere MSP430x4xx în modul de lucru „captură”.

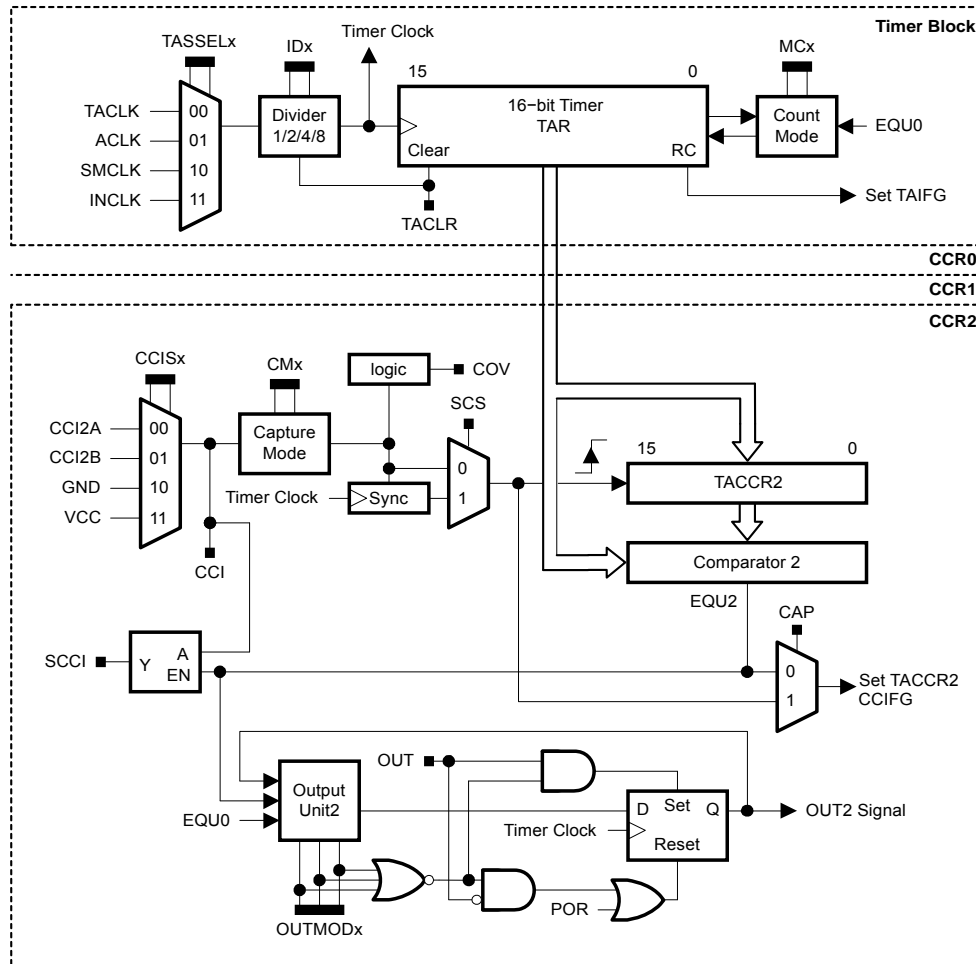


Fig. 3.7 Structura modului Timer\_A [2].

[1], pag. 18, pag. 94-95.

Funcția de *captură* presupune existența unui semnal exterior microcontrolerului notat  $s$  (aplicat la un pin) pe lângă structura de bază care conține numărătorul și generatorul de semnal de tact. În acest caz numărătorul numără crescător. Operația de captură implică captarea (reținerea) conținutului numărătorului în momentele de timp corespunzătoare fronturilor semnalului  $s$ .

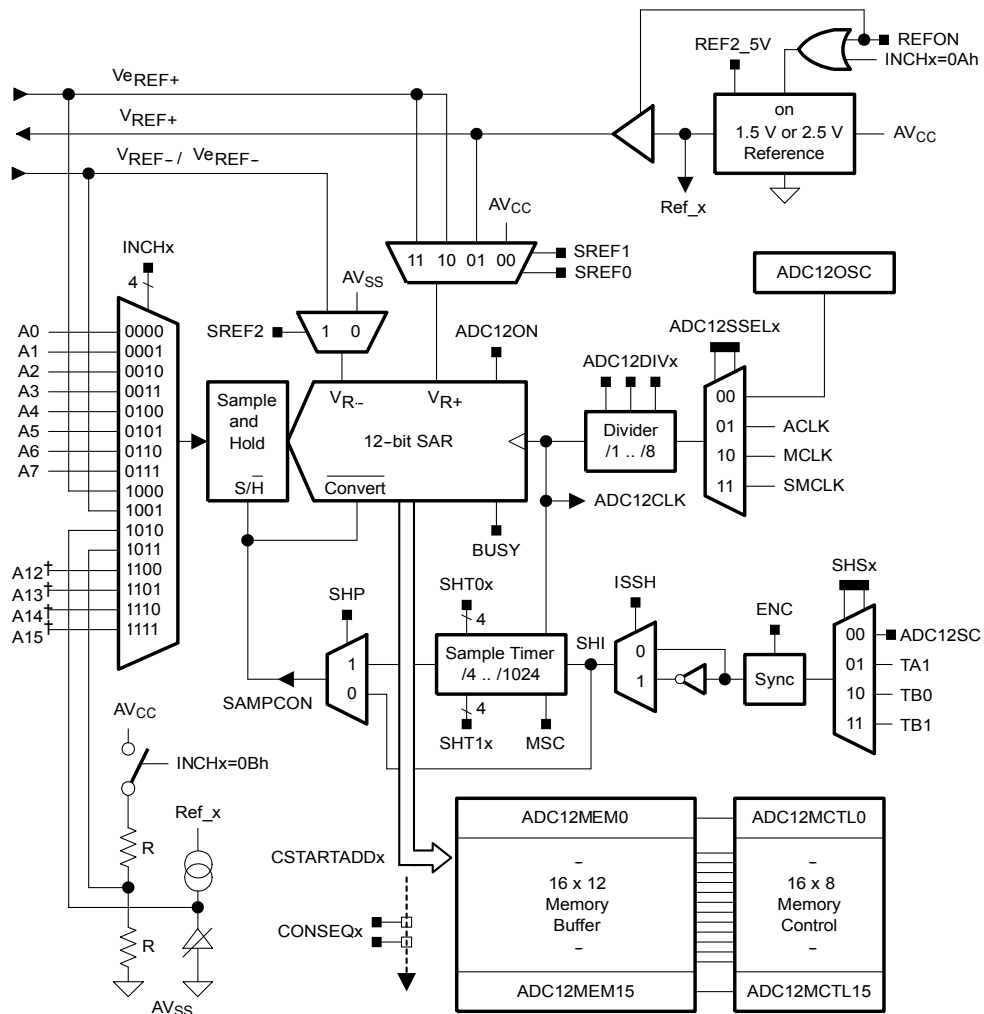
Unitățile CCR0, CCR1 și CCR2 permit implementarea *funcției de captură*, când bitul CAP este pe 1 logic. Prin intermediul biților CCISx se selectează unul din cele 4 semnale posibile (CCIxA și CCIxB provin de la pini). Frontul (fronturile) acestui semnal vor declanșa captura. Dacă biții CCISx au succesiv valorile binare 11, 10, 11, 10,..., semnalul de intrare comută între Vcc și GND. Astfel se pot face capturi fără a fi nevoie de un semnal extern. Biții CMx permit selectarea frontului semnalului ales cu biții

CCISx, la apariția căruia se va face captura (crescător, descrescător sau ambele). În momentul când are loc captura:

-conținutul registrului numărător TAR este memorat în registrul TACCRx, x=0, 1, 2;

-bitul indicator (flag) TACCRx CCIFG, x=0, 1, 2, devine 1 logic.

9. Descrieți principial funcția unui modul ADC (analog to digital converter) al unui microcontroler. Prezentați apoi pe baza schemei de mai jos (modulul ADC12 al familiei de microcontrolere MSP430x4xx) cum se măsoară temperatura.



† MSP430FG43x and MSP430FG461x devices only

Fig. 3.11 Structura ADC12 [2].

[1], pag. 21, 104, 109.



Un periferic de tip “ADC” (*Analog to Digital Converter*, convertor analog-digital sau analog-numeric) primește la intrare o tensiune, care poate lua orice valoare într-un interval dat, pe care o convertește într-un număr reprezentat prin  $n$  biți. Expresia numărului furnizat de ADC, notat  $N_{ADC}$ , numit și rezultatul conversiei este

$$N_{ADC} = 2^n \frac{U_{in}}{U_{ref}}, \quad (1.4)$$

unde  $U_{in}$  reprezintă tensiunea de intrare iar  $U_{ref}$  reprezintă o tensiune de referință, care impune și intervalul în care  $U_{in}$  poate lua valori, adică  $[0, U_{ref}]$ . Numărul de biți  $n$  are valori de tipul 8, 10, 12 sau chiar 16 și se mai numește rezoluție.

Cuanta convertorului (numită și 1 LSB) este reprezentată prin expresia

$$q = \frac{U_{ref}}{2^n}. \quad (1.5)$$

Folosind cuanta se poate determina tensiunea de intrare în funcție de rezultatul conversiei,  $U_{in} = qN_{ADC}$ . Aceasta reprezintă însă o aproximare a  $U_{in}$  deoarece determinarea rezultatului prin relația (1.4) implică o aproximare în sensul că  $N_{ADC}$  reprezintă de fapt cel mai apropiat întreg de numărul rațional  $2^n U_{in} / U_{ref}$ .

Modulul ADC12 are 16 intrări analogice (numite și canale), A0, A1,...,A15. Dintre acestea, 12 corespund unor pini ai microcontrolerului, iar 4 sunt conectate direct la tensiuni interne (una dintre acestea, A10, selectată când biții INCHx au valoarea 1010, corespunde unui senzor de temperatură).

Acesta furnizează o tensiune care depinde de temperatură ( $Temp$ ), considerată în grade Celsius, conform relației:

$$U_{Temp} = 0,00355Temp + 0,986. \quad (3.5)$$

Determinarea temperaturii implică: conversia tensiunii corespunzătoare canalului 10 (adică  $N_{ADC}$ ), determinarea  $U_{in}$  din (1.4), iar apoi variabila  $Temp$  se determină din (3.5) unde  $U_{Temp}$  este  $U_{in}$  determinat anterior.

**10.** Descrieți principal interfața serială sincronă de tip SPI (*Serial Peripheral Interface*).

[1] pag. 24, 25.

Termenul de sincron se referă la faptul că există o linie comună de *semnal de tact* comandată de unul dintre dispozitive, cel care are funcția de *master*. Și în acest caz există câte o linie pentru transmisia în fiecare sens și una de masă.

Comunicația serială sincronă între o componentă cu funcție *master* și o componentă cu funcție *slave* este prezentată în figura 1.11.

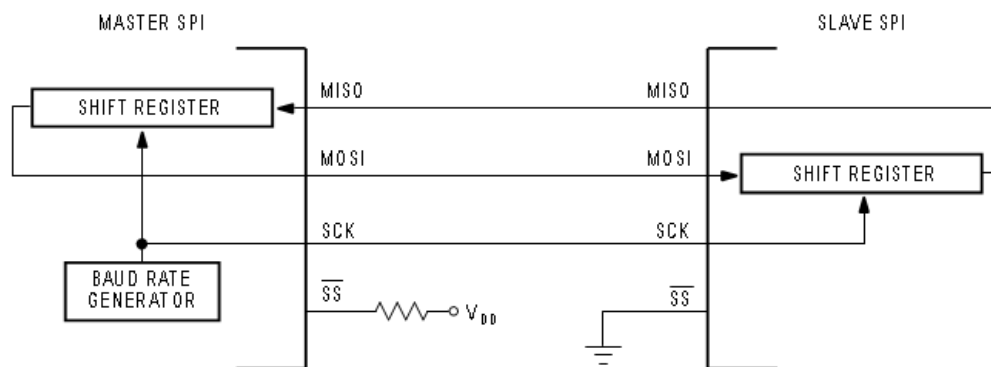


Fig. 1.11 Comunicația serială sincronă.

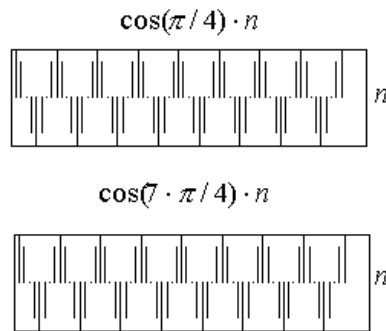
Comanda interfeței SPI pentru funcția *master/slave* se realizează prin linia de selecție /SS (*Slave Select*). Interfața SPI a componentei *master* conține circuite (*baud rate generator*) pentru generarea semnalului de tact (*Serial Clock*) SCK. Cele două dispozitive SPI conțin câte un registru de deplasare (*shift register*) de  $n$  biți (valori uzuale pentru  $n$ : 8, 16) care sunt interconectate într-o configurație de registru distribuit de  $2n$  biți prin liniile de date MOSI (*Master Out/Slave In*) și MISO (*Master In/Slave Out*), figura 1.11. Transferul de date se realizează prin deplasarea cu  $n$  biți a conținutului registrului distribuit, sincronizată cu semnalul de tact SCK, și are ca rezultat schimbul de octeți între cele două componente *master/slave*.

# **CIRCUITE ȘI SISTEME**

## **ANUL II**

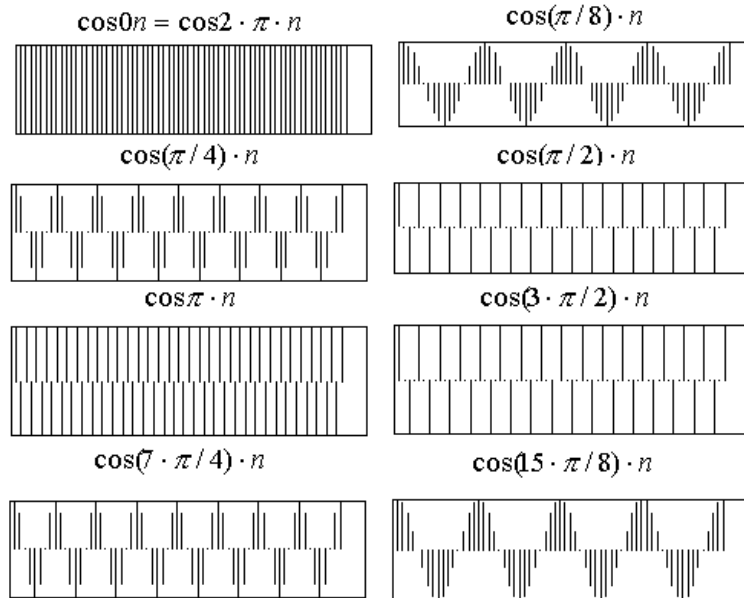
## 1. Confuzii datorate eșantionării. Exemple

Prin eșantionarea ideală a semnalului  $x(t) = A\cos\omega_0 t$  cu pasul  $T_e$  se obține semnalul în timp discret  $x[n] = A\cos\Omega_0 n$  cu  $\Omega_0 = \omega_0 T_e$ . Pentru diferite alegeri ale pasului de eșantionare ar trebui să se obțină semnale în timp discret diferite. Există însă alegeri diferite ale pasului de eșantionare care conduc la același semnal în timp discret. De exemplu pentru  $T_{e1} = \pi/4\omega_0$  se obține semnalul în timp discret  $x_1[n] = A\cos\frac{\pi}{4}n$  iar pentru  $T_{e2} = 7\pi/4\omega_0$  se obține semnalul  $x_2[n] = A\cos\frac{7\pi}{4}n$ . Dar, datorită periodicității funcției cosinus cu perioada  $2\pi$ , se poate scrie:  $x_2[n] = A\cos\left(2\pi - \frac{\pi}{4}\right)n = x_1[n]$ . Cele două semnale în timp discret sunt reprezentate grafic în figura de mai jos.



Analizând figura se constată că cele două semnale în timp discret sunt identice.

În consecință, există alegeri diferite ale pasului de eșantionare, care pot conduce la semnale în timp discret identice, producând confuzie. Exemple similare pot fi observate și în figura de mai jos.

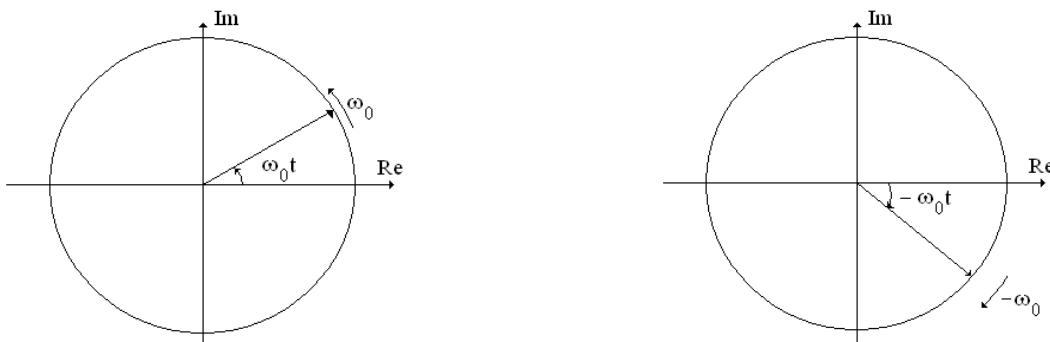


## 2. Semnale complexe. Fazori. Conceptul de frecvență negativă

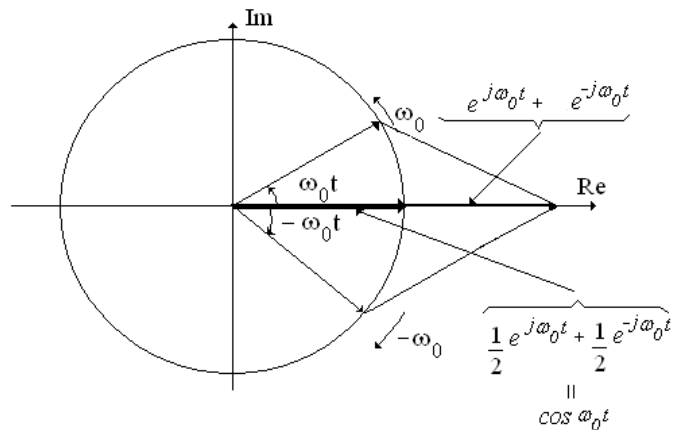
Este bine cunoscută prima formulă a lui Euler:

$$\cos \omega_0 t = \frac{e^{j\omega_0 t} + 1/e^{j\omega_0 t}}{2}.$$

Cele două exponențiale complexe din membrul drept sunt semnale complexe care se mai numesc și fazori. Ele pot fi reprezentate ca și vectori rotitori în planul complex. Acești vectori au module unitare și se rotesc cu viteze unghiulare  $\omega_0$  și respectiv  $-\omega_0$ . Ei sunt reprezentați în figura de mai jos.



Dar  $\omega_0$  reprezintă și pulsația (sau frecvența) semnalului  $\cos \omega_0 t$ . De aceea se mai spune că frecvența fazorului  $e^{-j\omega_0 t}$  este negativă. Acest concept nu are un suport fizic, dar este util pentru simplificarea calculului. Construcția semnalului  $\cos \omega_0 t$  cu ajutorul celor doi fazori este prezentată în figura următoare.



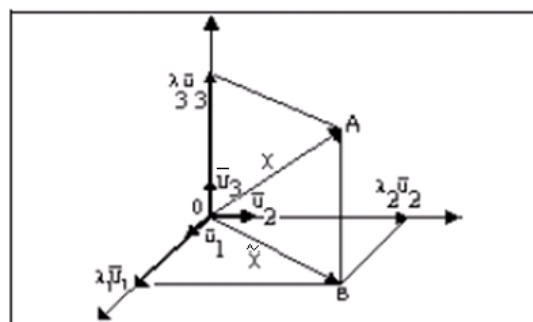
### 3. Teorema proiecției. Exemplu de aplicare în teoria aproximării

Enunțul teoremei proiecției este următorul.

Fie  $H$  un spațiu Hilbert și  $H_s$  un subspațiu Hilbert închis al acestuia. Oricare ar fi vectorul  $x$  din  $H$  există un vector  $\tilde{x}$  din  $H_s$  care reprezintă cea mai bună aproximare a lui  $x$  cu elemente din  $H_s$ , care are proprietățile:

- distanța de la  $x$  la  $\tilde{x}$  este cea mai mică distanță de la  $x$  la orice element din  $H_s$ ;
- eroarea comisă,  $e = x - \tilde{x}$ , este ortogonală pe subspațiul  $H_s$ .

Dacă dimensiunea spațiului Hilbert  $H$  este 3 și dacă dimensiunea spațiului Hilbert  $H_s$  este 2, atunci teorema proiecției se particularizează la teorema celor trei perpendiculare așa după cum se vede în figura de mai jos.



Cea mai bună aproximare a vectorului  $OA=x$  cu elemente din planul generat de versorii  $\vec{u}_2$  și  $\vec{u}_3$  este dată de vectorul  $OB=\tilde{x}$ , proiecția vectorului  $OA$  pe acest plan ( $H_s$ ).

În acest caz, eroarea de aproximare este dată de vectorul  $BA=e$ , care este într-adevăr ortogonal pe  $H_s$  (așa după cum afirmă cea de a doua consecință a teoremei proiecției).

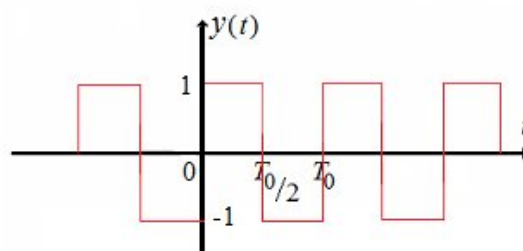
Dacă se consideră că spațiul Hilbert  $H$  are dimensiunea  $n$  fiind generat de baza  $\{u_1, u_2, \dots, u_n\}$  și că spațiul Hilbert  $H_s$  este generat de baza  $\{u_1, u_2, \dots, u_m\}$  cu  $m < n$  atunci cea mai bună aproximare a lui

$$x = \sum_{k=1}^n \langle x, u_k \rangle u_k \text{ cu elemente din } H_s \text{ este pe baza teoremei proiecției } \tilde{x} = \sum_{k=1}^m \langle x, u_k \rangle u_k \text{ obținut prin}$$

trunchierea descompunerii lui  $x$  la un număr de  $m$  elemente.

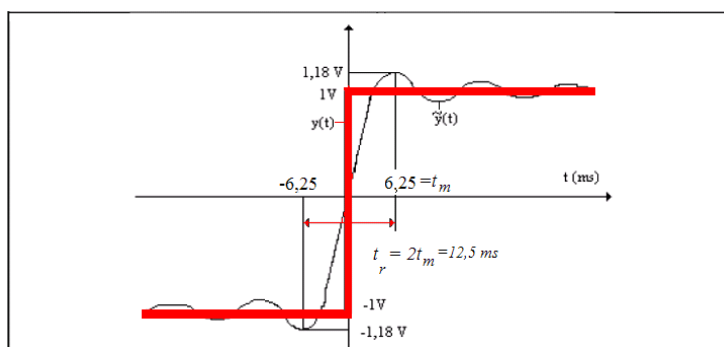
#### 4. Fenomenul Gibbs

În anul 1898, Albert Michelson, fizician experimental, a construit primul analizor de spectru. El a dorit să facă analiza spectrală a semnalului periodic din figura de mai jos.



Unda dreptunghiulară cu factorul de umplere 0,5  
fara componenta continua.

Fiind de bandă limitată, ca orice aparat experimental, analizorul său nu a putut să măsoare componentele armonice ale semnalului decât până la un anumit ordin. Folosind aceste valori, Michelson a încercat să reconstruiască semnalul analizat, dar în loc să obțină forma de undă reprezentată cu roșu în figura următoare, a obținut forma de undă reprezentată cu negru.



Fenomenul Gibbs pentru o undă rectangulară cu  $T_0=1s$  (factor de umplere 0,5).

Neînțelegând motivul pentru care s-a obținut prin reconstrucție o formă de undă diferită de cea analizată, Michelson i-a cerut ajutorul lui Gibbs. Acesta i-a oferit explicația următoare.

Descompunerea în serie Fourier trigonometrică a semnalului din prima figură este:

$$y(t) = \frac{4}{\pi} \sin \omega_0 t + \frac{4 \sin 3\omega_0 t}{3\pi} + \dots$$

și are o infinitate de termeni. Trunchiind această descompunere la primii săi  $n$  termeni, se obține aproximarea:

$$\tilde{y}(t) = \frac{4}{\pi} \sin \omega_0 t + \frac{4 \sin 3\omega_0 t}{3\pi} + \dots + \frac{4 \sin(2n-1)\omega_0 t}{(2n-1)\pi} = \frac{4\omega_0}{\pi} \int_0^t [\cos \omega_0 \tau + \cos 3\omega_0 \tau + \dots + \cos(2n-1)\omega_0 \tau] d\tau ,$$

sau, exprimând în formă compactă suma de cosinusuri și aproximând cu ajutorul funcției sinus integral  $Si$ :

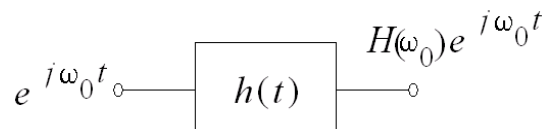
$$\tilde{y}(t) \approx \frac{2}{\pi} Si(2n\omega_0 t)$$

al cărei grafic este tocmai curba neagră din ultima figură. Osculațiile sale au condus la denumirea de fenomen Gibbs, specific tuturor reconstrucțiilor prin trunchiere.

## 5. Răspunsul sistemelor liniare și invariante în timp continuu la semnale periodice. Metoda armonică

Exponențiala complexă de modul unitar este funcție proprie pentru orice sistem liniar și invariant în timp, așa cum este ilustrat în figura următoare.





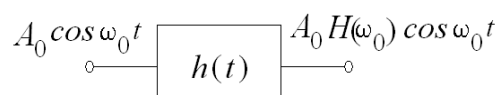
Valoarea proprie corespunzătoare este răspunsul în frecvență al sistemului calculat la frecvența exponențialei complexe ( $\omega_0$ ).

Dacă la intrarea sistemului se aduce o combinație liniară de exponențiale complexe,

$$x(t) = \sum_k c_k e^{jk\omega_0 t}, \text{ atunci, pe baza principiului suprapunerii efectelor, se va obține semnalul}$$

$$y(t) = \sum_k c_k H(k\omega_0) e^{jk\omega_0 t}.$$

Pentru  $c_k = \frac{A_0}{2}$  pentru  $k = \pm 1$  și  $c_k = 0$  în rest, se obține metoda armonică, prezentată în figura următoare.



Răspunsul poate fi exprimat și în forma echivalentă:

$$A_0 |H(\omega_0)| \cos(\omega_0 t + \arg\{H(\omega_0)\})$$

care permite măsurarea caracteristicilor de modul și de fază ale răspunsului în frecvență al sistemului. Pentru valori succesive ale lui  $\omega_0$  se măsoară amplitudinea răspunsului, valorile obținute servind la trasarea caracteristicii de modul și faza inițială a răspunsului, valorile obținute servind la trasarea caracteristicii de fază a răspunsului în frecvență al sistemului.

## 6. Teorema simetriei. Aplicații

Majoritatea proprietăților transformării Fourier sunt valabile pentru semnale de clasă  $L^1 \cap L^2$ . În cazul semnalelor de clasă  $L^2$  sunt valabile câteva proprietăți suplimentare. Una dintre acestea este teorema simetriei. Enunțul acestei teoreme este următorul.

Transformata Fourier a transformatei Fourier a semnalului  $x(t)$  este proporțională cu  $x(-t)$ .

$$F\{F\{x(t)\}(\omega)\}(t) = 2\pi x(-t).$$

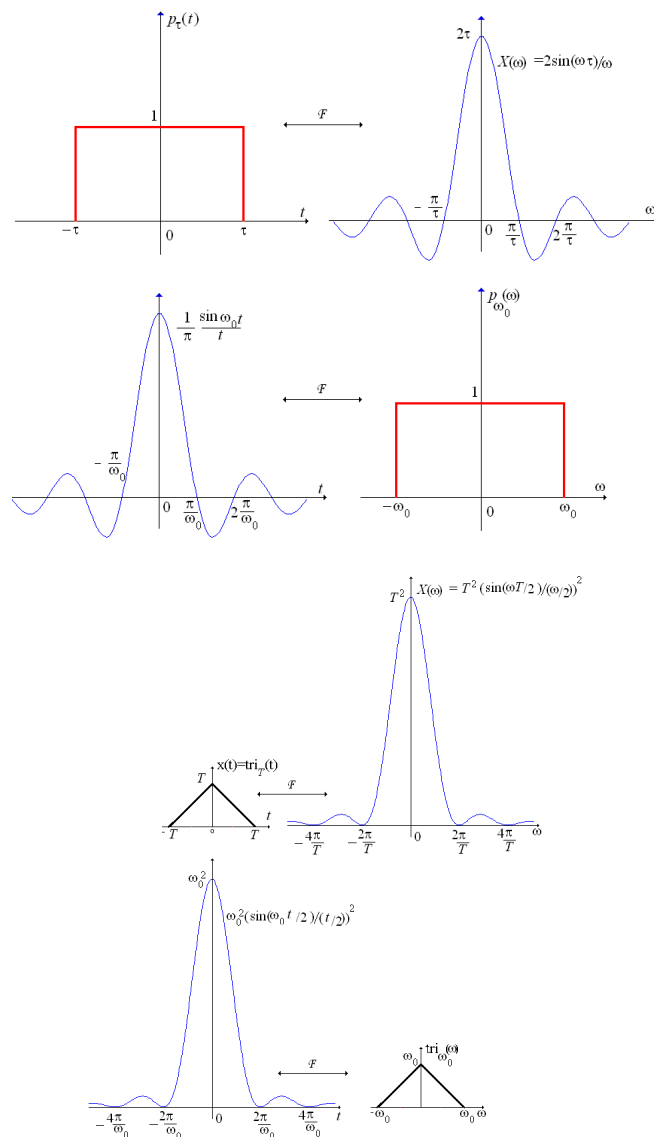
Această teoremă permite calculul transformărilor Fourier ale unor noi semnale pe baza unor transformate Fourier deja cunoscute.

Făcând schimbările de variabile și de constante de forma

$\omega \rightarrow t$  și  $t \rightarrow \omega$  se obține schema de calcul a unor noi transformate Fourier din figura de mai jos.

$$\begin{array}{l}
 x(t) \leftrightarrow X(\omega) = F\{x(t)\}(\omega) \\
 X(t) \leftrightarrow 2\pi x(-\omega) = F\{X(t)\}(\omega)
 \end{array}$$

În continuare se prezintă două aplicații ale acestei teoreme.



## 7. Relația de incertitudine Heisenberg-Gabor

Este bine cunoscut faptul că semnalele de durată limitată sunt de bandă nelimitată și că semnalele de bandă limitată sunt de durată nelimitată. Totuși este necesară localizarea semnalelor în domeniile timp și frecvență. Pentru localizarea în timp se folosesc două mărimi: timpul central,  $t_c$  și dispersia semnalului în jurul timpului central,  $\sigma_t^2$ , definite după cum urmează:

$$t_c = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t|x(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt}, \quad \sigma_t^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t-t_c)^2|x(t)|^2 dt}{2 \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt}.$$

La fel și în domeniul frecvență, pentru localizare se folosește

frecvența centrală,  $\omega_c$  și dispersia spectrului semnalului în jurul frecvenței centrale,  $\sigma_\omega^2$ , definite în ecuațiile următoare:

$$\omega_c = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega|X(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |X(\omega)|^2 d\omega}, \quad \sigma_\omega^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\omega-\omega_c)^2|X(\omega)|^2 d\omega}{2 \int_{-\infty}^{\infty} |X(\omega)|^2 d\omega}.$$

Cu ajutorul acestor dispersii se poate enunța relația de incertitudine Heisenberg-Gabor. Enunțul său este următorul.

Dacă  $\sigma_t$  și  $\sigma_\omega$  pot fi calculate pentru un anumit semnal, atunci este valabilă relația:

$$\sigma_t \sigma_\omega \geq \frac{1}{2}$$

oricare ar fi semnalul considerat.

Egalitatea are loc dacă și numai dacă semnalul considerat este Gaussian.

În consecință, dacă localizarea temporală a unui semnal este mai bună decât localizarea temporală a unui alt semnal, atunci localizarea frecvențială a primului semnal va fi mai slabă decât localizarea frecvențială a celui de al doilea semnal. Pentru numeroase semnale  $\sigma_t$  sau  $\sigma_\omega$  au valori infinite. Pentru aceste semnale relația lui Heisenberg-Gabor este inoperantă.

## 8. Diagrame spectrale pentru semnale periodice în timp discret

Caracterizarea în domeniul frecvență a semnalelor periodice în timp discret se face cu ajutorul coeficienților descompunerii în serie Fourier a acestor semnale. Există mai multe tipuri de diagrame spectrale, de modul, de fază și de putere. Diagrama spectrală de modul reprezintă mulțimea dubletelor de forma (modulul coeficientului, frecvența corespunzătoare coeficientului). Diagrama spectrală de fază se referă la dublete de forma (faza coeficientului, frecvența corespunzătoare coeficientului) iar diagrama spectrală de putere la dublete de forma (pătratul modulului

coeficientului, frecvența corespunzătoare coeficientului). Coeficienții Fourier ai semnalului  $x[n]$ , periodic de perioadă  $N$  se calculează cu formula,

$$c_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jk \frac{2\pi}{N} n}.$$

Secvența acestor coeficienți este periodică de perioadă  $N$ . În continuare se prezintă un exemplu. Se consideră semnalul  $x[n] = \sin \frac{2\pi}{N} n$ , care este periodic de perioadă  $N$ . El poate fi descompus în serie Fourier pe baza celei de a doua formule a lui Euler:

$$x[n] = \frac{1}{2j} e^{j \frac{2\pi}{N} n} - \frac{1}{2j} e^{-j \frac{2\pi}{N} n},$$

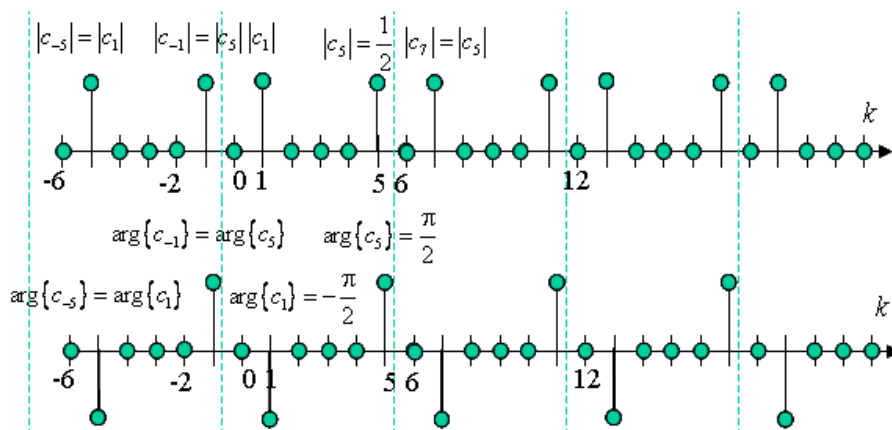
sau, pe baza periodicității exponențialei complexe:

$$x[n] = \frac{1}{2j} e^{j \frac{2\pi}{N} n} - \frac{1}{2j} e^{j \frac{2\pi}{N} (N-1)n}.$$

Prin identificare cu formula de descompunere în serie Fourier a semnalelor periodice în timp discret:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{jk \frac{2\pi}{N} n},$$

se obțin valorile celor doi coeficienți Fourier nenuli:  $c_1 = \frac{1}{2j}$  și  $c_{N-1} = -\frac{1}{2j}$ . Pentru  $N=6$ , se obțin diagramele spectrale de modul și de fază din figura următoare.



### 9. Funcția de corelație pentru semnale discrete de energie finită

Funcția de corelație a două semnale  $x$  și  $y$ , măsoară gradul de asemănare dintre aceste două semnale. Ea se mai numește și funcție de intercorelație a semnalelor  $x$  și  $y$  și pentru semnale de energie finită se definește cu relația:

$$R_{xy}[k] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^*[n]y[n+k].$$

Spectrul său se numește densitate interspectrală de energie a celor două semnale și poate fi calculat cu relația:

$$S_{XY}(\Omega) = X^*(\Omega)Y(\Omega).$$

În cazul în care cele două semnale sunt identice,  $x=y$ , vorbim despre autocorelație și despre densitate spectrală de putere. În continuare se prezintă câteva proprietăți ale funcției de autocorelație.

Proprietatea 1. Teorema Wiener-Hincin

Autocorelația unui semnal este pereche Fourier cu densitatea sa spectrală de putere:

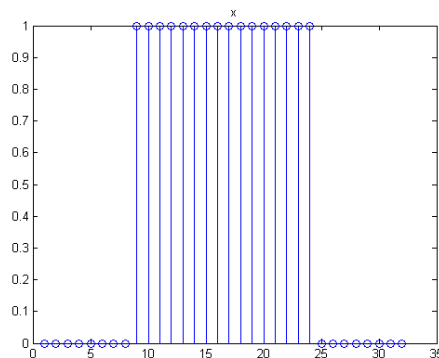
$$R_x[k] \leftrightarrow |X(\Omega)|^2 = S_x(\Omega).$$

Proprietatea 2. Funcția de autocorelație are un maxim în origine. Această valoare este egală cu energia semnalului.

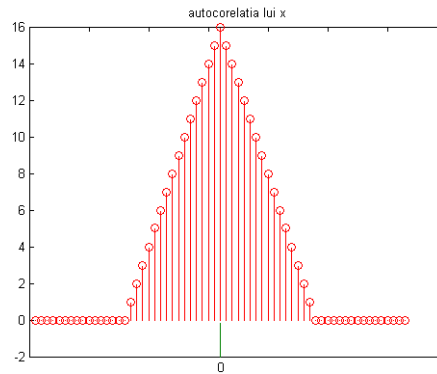
$$W_x = R_x[0] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(\Omega)|^2 d\Omega.$$

Proprietatea 3. Funcția de corelație este pară.

Se consideră semnalul din figura de mai jos.



Autocorelația sa este reprezentată grafic în figura următoare.



Analizând ultima figură se constată că s-a obținut o funcție pară cu maximul în origine de valoare egală cu energia semnalului din figura anterioară.

#### 10. Relația între densitățile spectrale de putere și de energie ale semnalelor ce trec prin sisteme discrete, liniare și invariante în timp

Sistemul cu răspunsul la impuls  $h[n]$  răspunde la semnalul de intrare  $x[n]$  cu semnalul  $y[n]$ . Legătura dintre aceste semnale este dată de ecuația  $y[n] = x[n] * h[n]$ . Luând în ambii membri transformata Fourier în timp discret, se obține:

$Y(\Omega) = X(\Omega)H(\Omega)$  sau  $|Y(\Omega)|^2 = |X(\Omega)|^2 |H(\Omega)|^2$  adică  $S_y(\Omega) = |H(\Omega)|^2 S_x(\Omega)$ . Dacă semnalul  $x[n]$  este de energie finită, atunci funcțiile  $S_x(\Omega)$  și  $S_y(\Omega)$  reprezintă densități spectrale de energie iar dacă semnalul  $x[n]$  este de putere medie finită atunci funcțiile  $S_x(\Omega)$  și  $S_y(\Omega)$  reprezintă densități spectrale de putere.

Dacă semnalul de intrare în sistem este un zgomot alb atunci  $S_x(\Omega) = N_0$ , o valoare constantă, iar densitatea spectrală de putere a semnalului de la ieșire devine egală cu pătratul modulusului răspunsului în frecvență al sistemului. În consecință, cu ajutorul unui zgomot alb, se poate identifica pătratul modulusului răspunsului în frecvență al unui sistem liniar și invariant în timp discret. Aceasta este o metodă de identificare a răspunsului în frecvență al unui sistem liniar și invariant în timp discret echivalentă cu metoda armonică.

## **Zona Tematica 5**

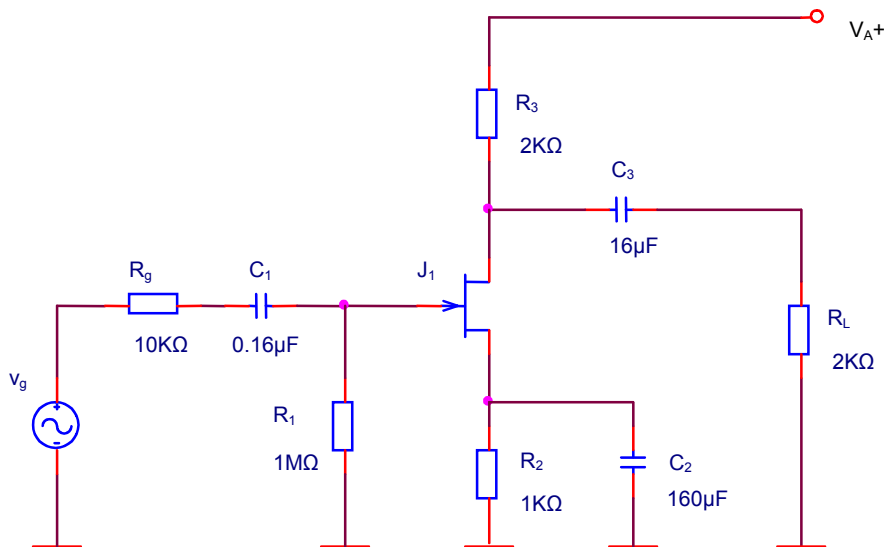
## CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

### - 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:

- a) Folosind teorema lui Miller;
- b) 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).

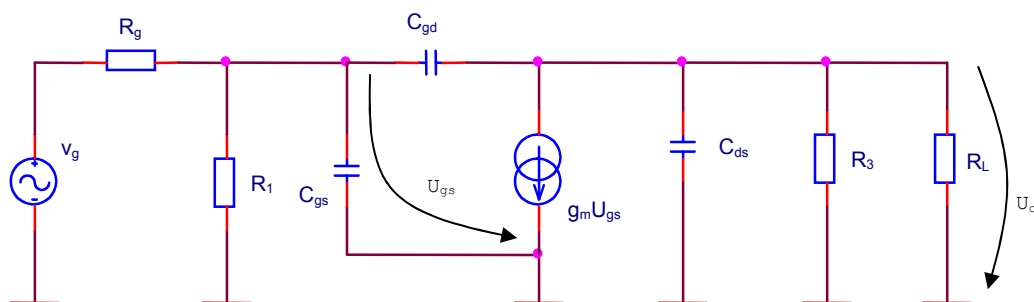




Fig. 9. Schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic pentru circuitul din fig. 8.

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

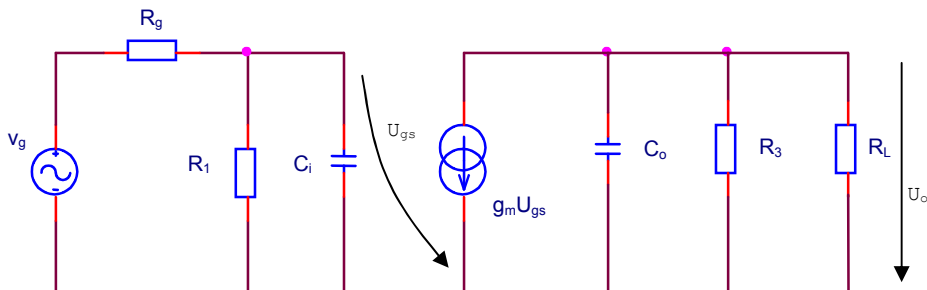


Fig. 10. Schema echivalentă după aplicarea teoremei lui Miller.

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

(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.

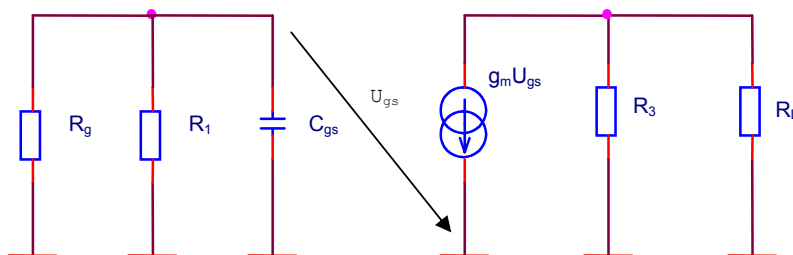


Fig. 11. Schema echivalentă, cazul  $C_{gs}$ .

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

(28)

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

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

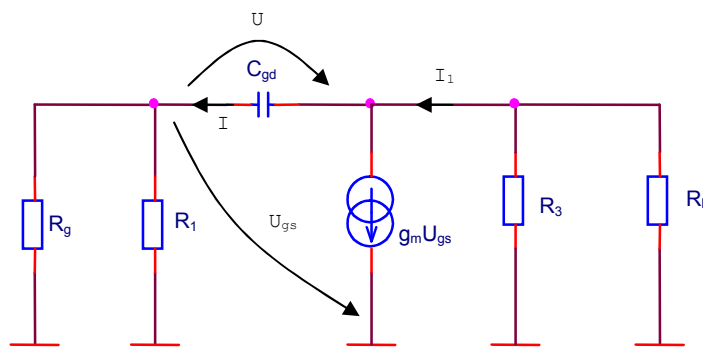


Fig. 12. Schema echivalentă, cazul  $C_{gd}$ .

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

(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)

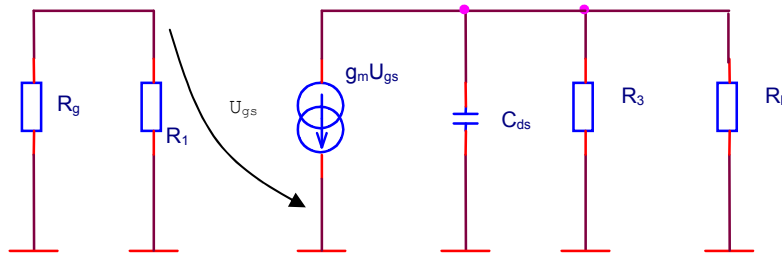


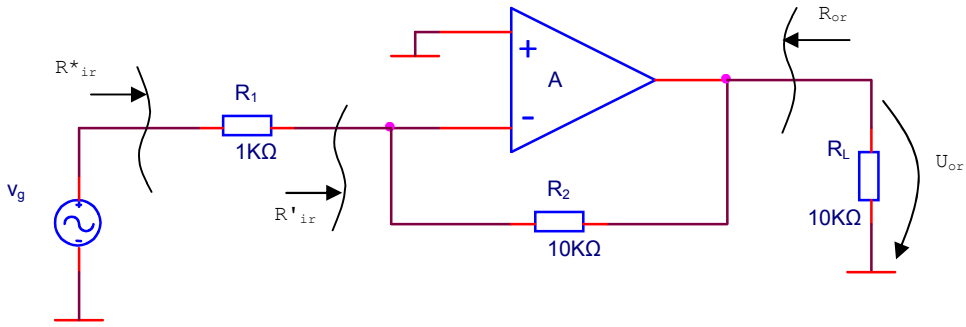
Fig. 13. Schema echivalentă, cazul  $C_{ds}$ .

Efectul cumulativ 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  $R_2$ .

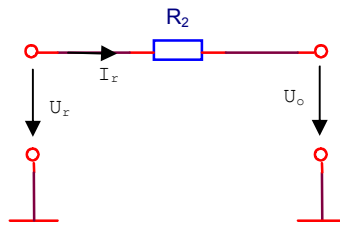


Fig. 2. Cuadripolul de reacție.

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

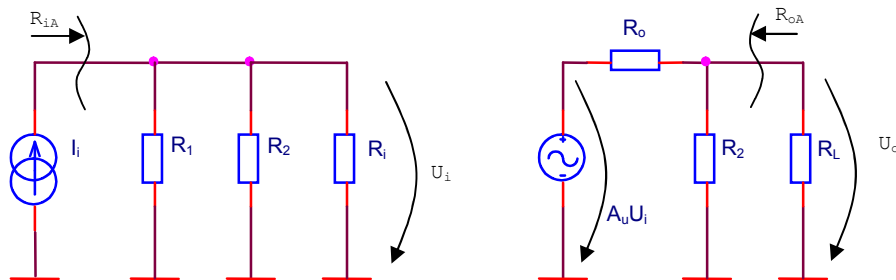


Fig. 3. Schema echivalentă, cu influența cuadripolului de reacție inclusă, pentru circuitul din fig. 1.

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:

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

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

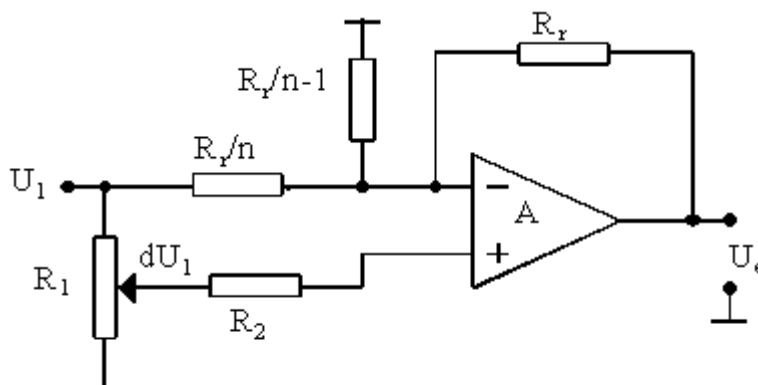
$$R_{i_r} = R_1 \parallel R_{i_r}' \cong R_{i_r}' \Rightarrow R_{i_r}^* = R_1 + R_{i_r}' \cong R_1$$

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

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

## CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

**Problema 1.** 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:

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

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

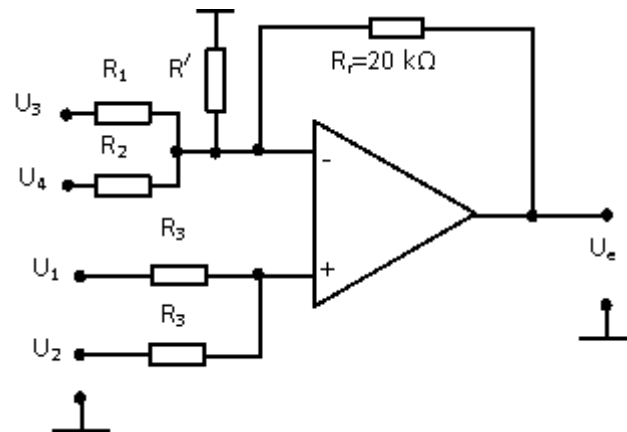
$$U_e = 1,5U_1 + 1,5U_2 - 0,25U_3 - 0,75U_4$$

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:

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

Din  $R_{\text{ech}}$  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:

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

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.

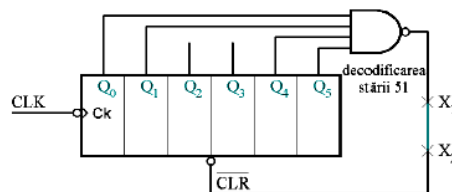
Numărul de bistabile necesare  $n$  este:  $2^{n-1} < 51 < 2^n$ . Relația este îndeplinită pentru  $n=6$  ( $32 < 51 < 64$ ).

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:

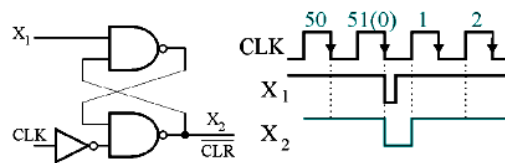
Nr. impuls tact	$Q_5$	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
.						
50	1	1	0	0	1	0
51 (0)	$1 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 0$	0	0	$1 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 0$

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

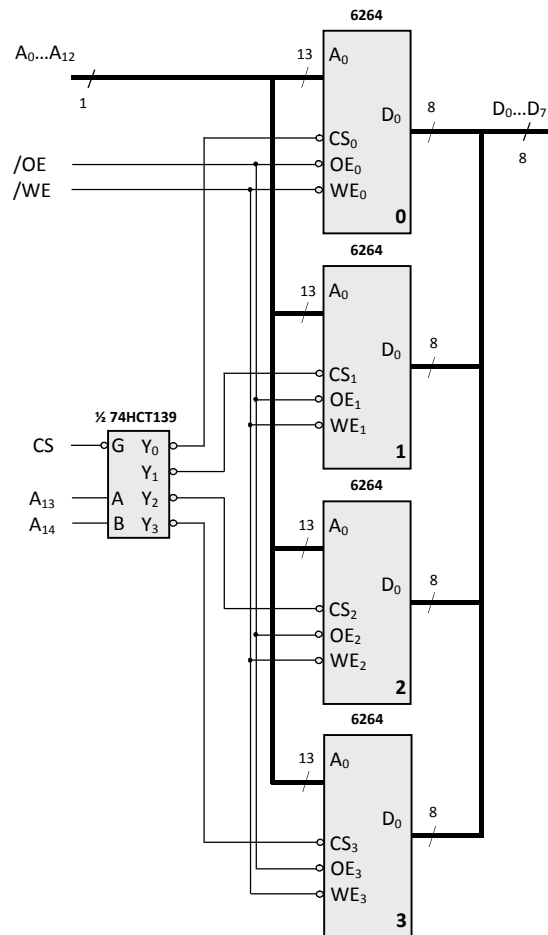


Figura 6. Memorie SRAM de capacitate 32k x 8 biți.

## SEMNALE SI SISTEME

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

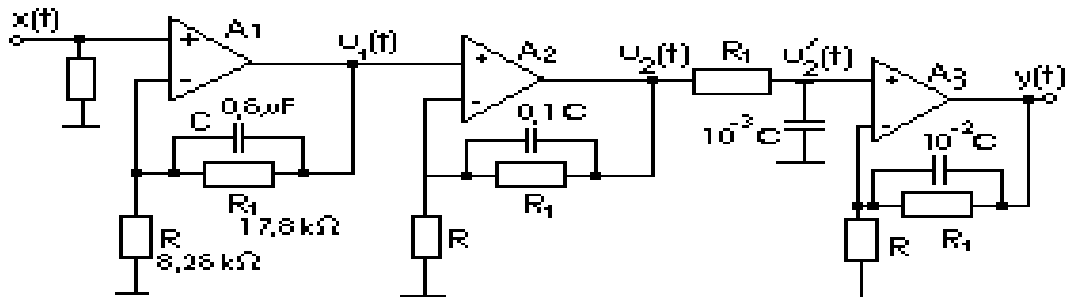
Da.

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:

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

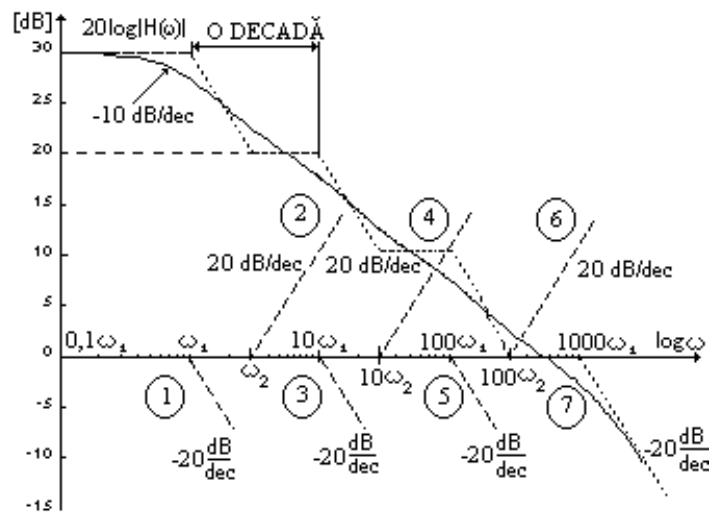
Elementele schemei se aleg astfel încât:  $\omega_2 = 3,162 \omega_1$ . Rezultă  $A = 3,162$ .

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 NUMERICA CU PROCESOARE

1. Să se scrie o secvență de program în limbaj de asamblare pentru microcontrolerul MSP430G2231 care completează starea 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 cunoaște structura registrului TACTL precum și funcțiile biților de interes:

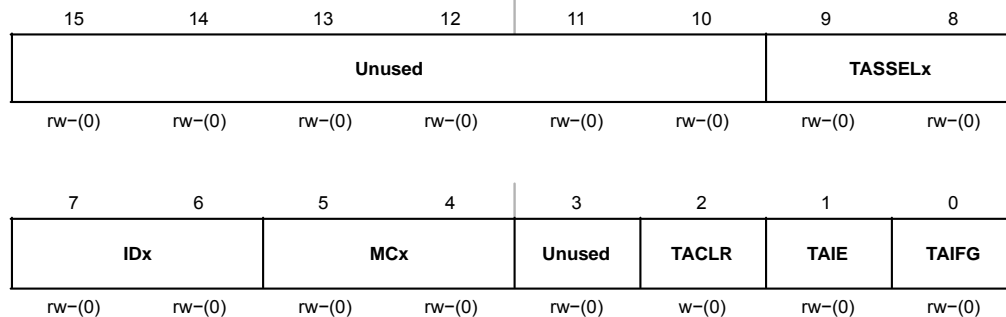


Fig. 3.9 Biți registrului TACTL [2].

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

Se prezintă o parte din instrucțiunile MSP430x, din care trebuie alese cele necesare în elaborarea programului:

Mnemonică	Operație	Biți de stare			
		V	N	Z	C
MOV(.B) src, dst	src → dst	-	-	-	-
BIT(.B) src, dst	src SI dst	0	*	*	/Z
BIC(.B) src, dst	/src SI dst → dst	-	-	-	-
XOR(.B) src, dst	src SAU EXCLUSIV dst → dst	*	*	*	/Z

## Rezolvare:

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

Se obține  $\text{TACCR0}+1 = T \cdot f_{\text{CLK}} = f_{\text{CLK}} / f = 1 \text{ MHz} / 10 \text{ Hz} = 100\,000$ . 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.

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

Conținutul registrului TACTL:

10 0101 0000 = 250h

SMCLK;

Divizare cu 2;

modul *up*

Programul este prezentat în continuare

```
MOV.B #41h, P1DIR ;P1DIR.6=1, P1.6 ieșire; P1DIR.0=1, P1.0 ieșire
MOV.B #40h, P1OUT; starea inițială, P1OUT.6=1, P1OUT.0=0
MOV.W #49999, TACCR0 ;TAR numără până la 49999
MOV.W #250h, TACTL ;TASSELx=10b, SMCLK; IDx=01b, diviz. cu 2;
                    ;MCx=01, modul up

e2: XOR.B #41h, P1OUT ;complementează biții 6 și 0 din reg. P1OUT
e1: BIT.W #1, TACTL ;bitul TAIFG=1?
    JZ e1
    BIC.W #1, TACTL ;șterge TAIFG
    JMP e2 ;se reia bucla
```

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. Semnalul generat trebuie să aibe perioada de 50 μs și un factor de umplere de 0,2. Să se deseneze forma semnalului generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR.

Se cunoaște structura registrului TACTL precum și funcțiile biților de interes:

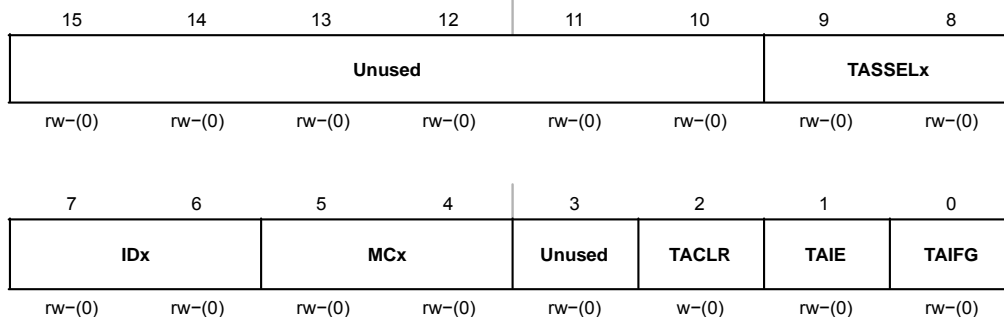


Fig. 3.9 Biți registrului TACTL [2].



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 MOV.W (.B) src, dst

[1], pag. 101-102.

### Rezolvare:

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

Se obține  $TACCR0+1=T \cdot f_{CLK}=50 \mu s \times 1 \text{ MHz}=50$ , 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  $TACCR0+1=f_u (TACCR0+1)=0,2 \times 50=10$ , adică  $TACCR1=9$

Conținutul registrului TACTL:

10 0001 0000 = 210h

SMCLK;

Divizare cu 1;

modul *up*

Conținutul registrului TACCTL1:

1110 0000 = E0h

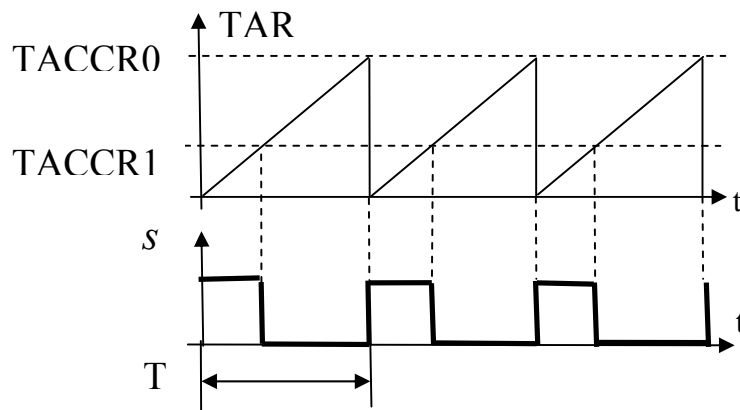
reset-set;

Programul este prezentat în continuare

```
MOV.B #04h, P1DIR ; P1DIR.2=1
MOV.B #04h, P1SEL ;P1SEL.2=1, stabil funcție OUT1 pentru pinul P1.2
MOV.W #49, TACCR0; TAR numara pana la 49, apoi OUT1 comută
MOV.W #9, TACCR1; cealaltă comutare a lui OUT1: cand TAR=9

MOV.W #210h, TACTL; TASSELx=10b, SMCLK; MCx=01b, modul „up”
MOV.W #E0h, TACCTL1; OUTMODx=111b, modul de ieșire reset-set
e1: JMP e1
```

Semnalul generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR:



**Bibliografie:**

- [1] S.Mischie, C. Dughir, G. Vasii, 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

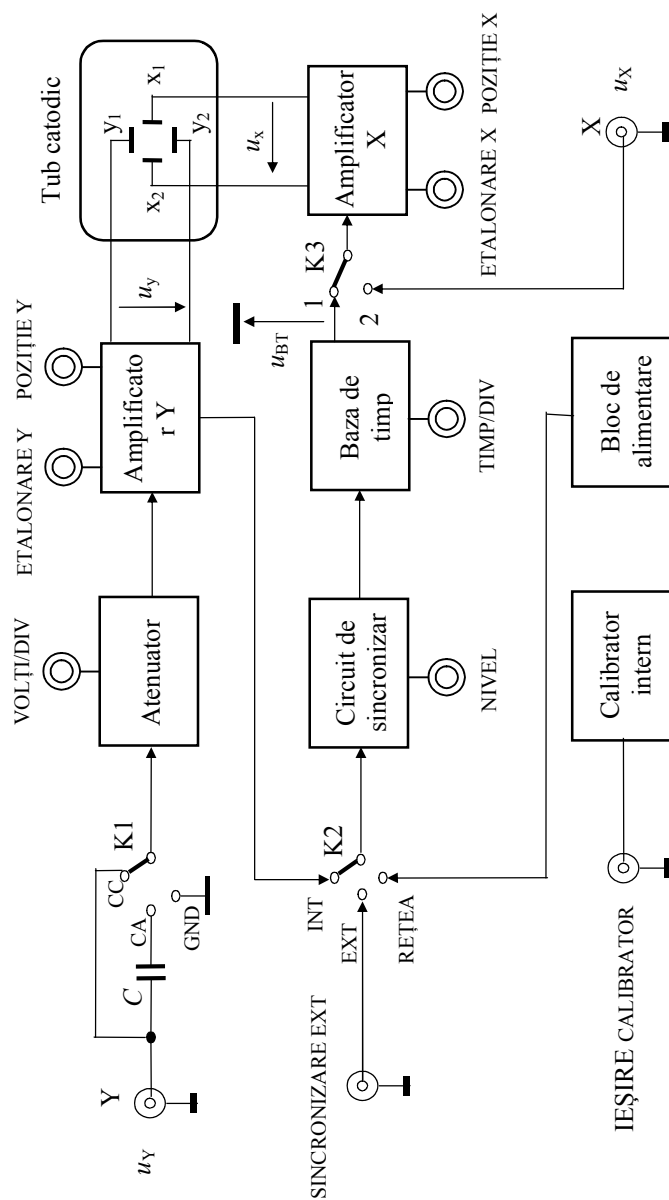


Fig. 1.1. Schema bloc a osciloscopului analogic de uz general.

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 potențimetrului 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 potențimetrului 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).

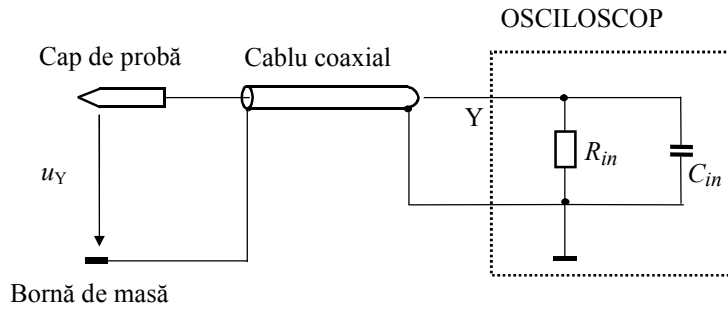


Fig. 1.4. Sonda osciloscopului.

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  $7 \text{ pF}$ ).

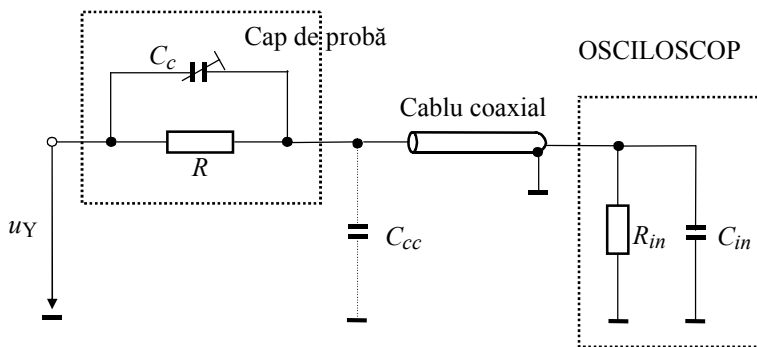


Fig. 1.5. Sondă cu atenuator în capul de probă.

**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.

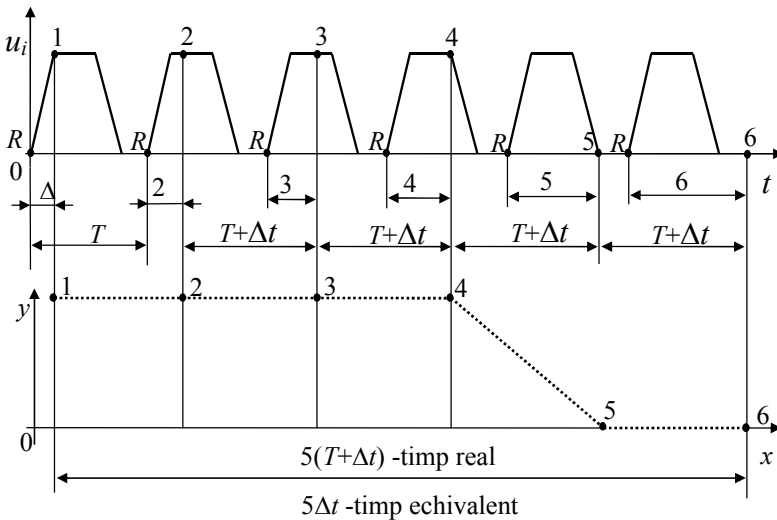


Fig. 1.9. Eșantionarea secvențială.

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  $C_2$ ).

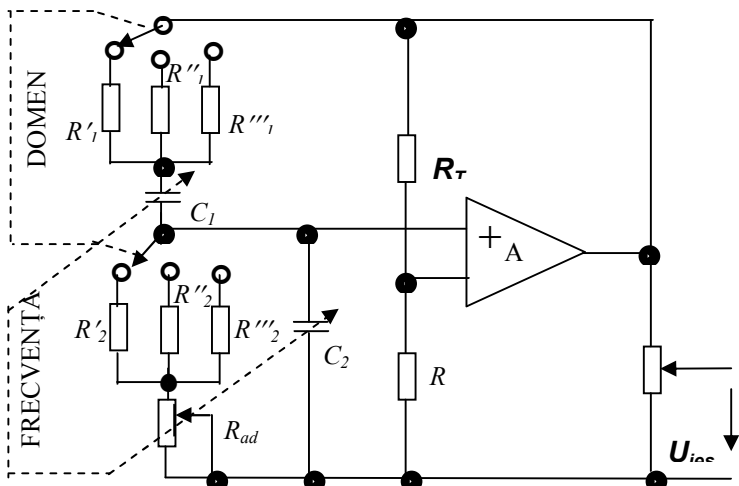


Fig.2.4. Oscilatorul RC.

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.

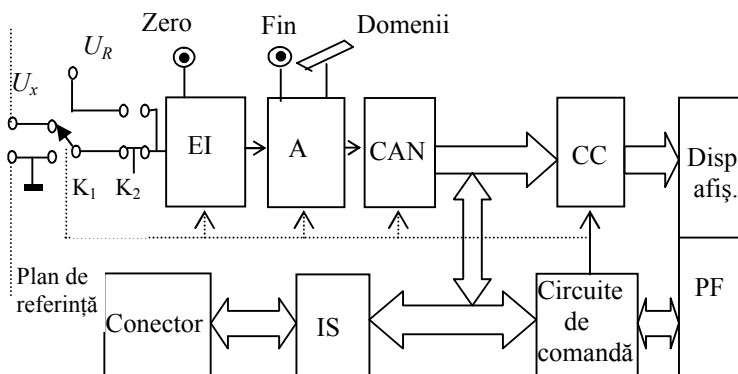


Fig. 3.1. Schema bloc a unui voltmetru numeric.

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).

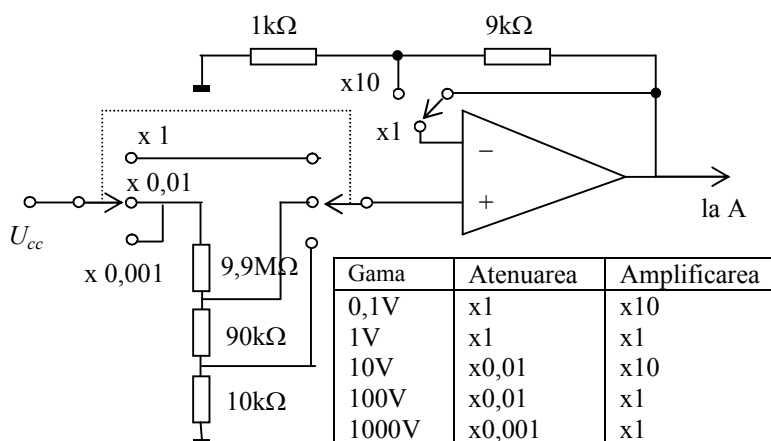


Fig.3.2. Etajul de intrare al unui voltmetru electronic.

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

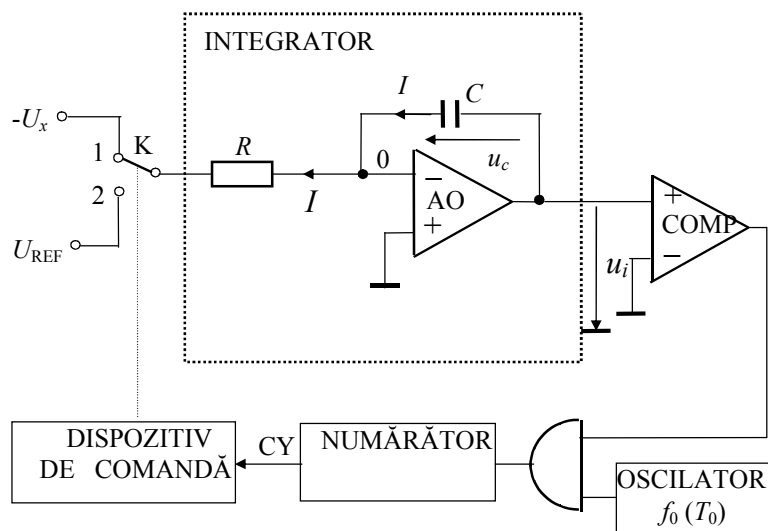


Fig. 3.3. Structura convertorului analog-numeric cu dublă integrare.

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

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

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

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:

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

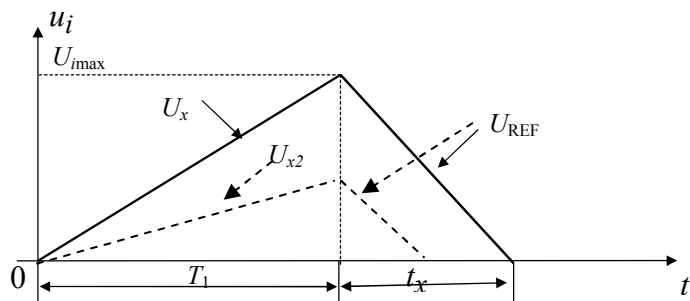


Fig. 3.4. Diagrama de timp aferentă funcționării CAN cu dublă integrare.

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:

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

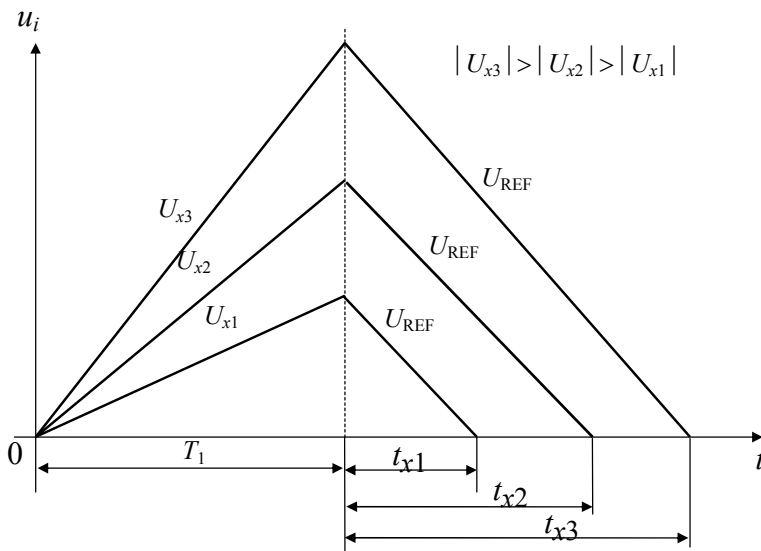


Fig. 3.5. Diagrame de timp pentru tensiuni de intrare diferite.

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 curent - tensiune pentru multimetre electronice (cerinte, schema de principiu) paragraf § 3.3.1.

### **3.3.1. Convertor curent-tensiune**

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

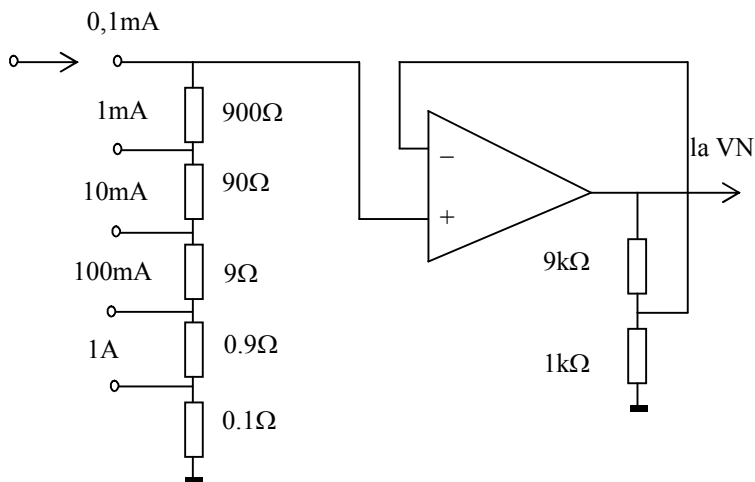


Fig. 3.9. Schema unui convertor curent-tensiune.

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.

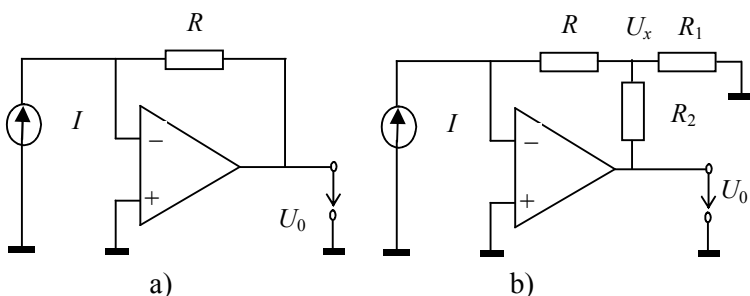


Fig. 3.10. Amplificatoare de transimpedanță.

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.

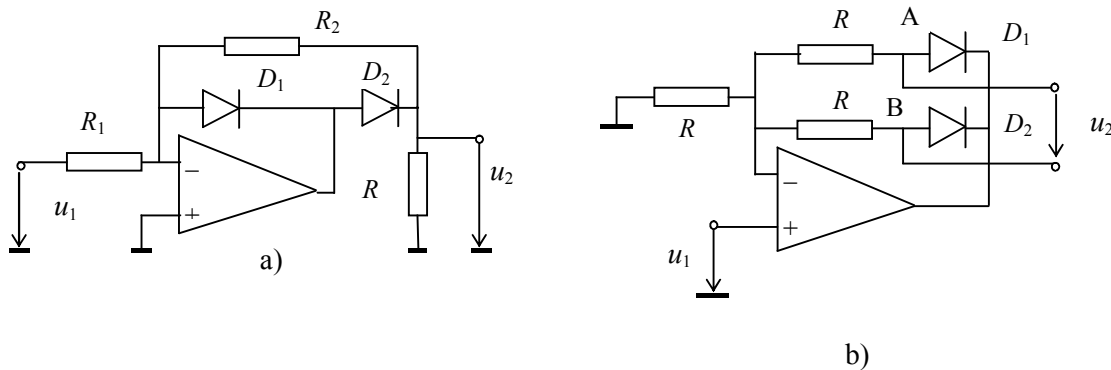


Fig.3.15. Scheme de conversoare c.a.-c.c. de valoare medie.

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.).

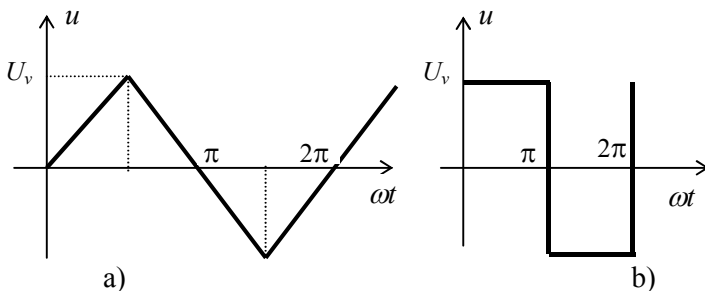


Fig. 3.16. Forma de undă triunghiulară și dreptunghiulară.

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.

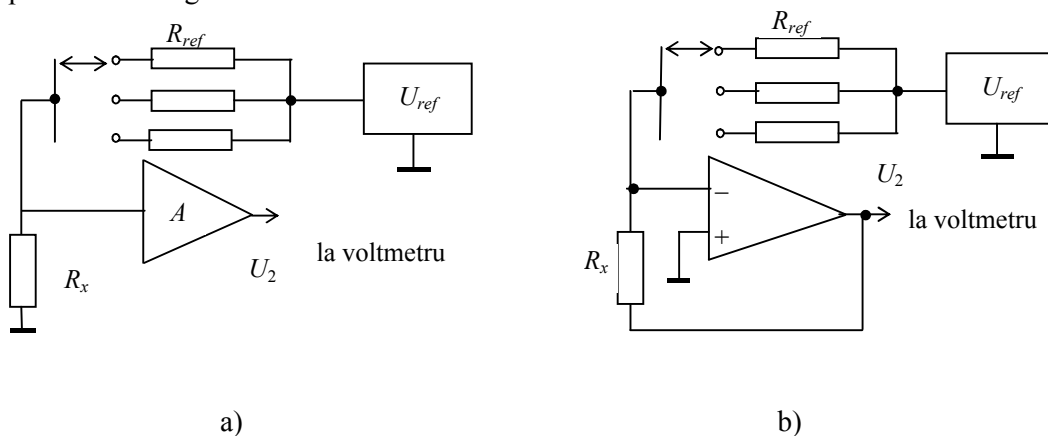


Fig.3.19. Scheme de convertoare rezistență - tensiune.

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.).

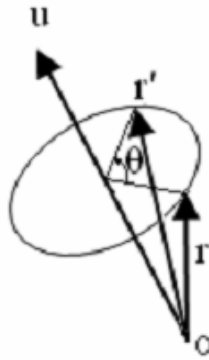


Fig.3.18. Rotația cu un unghi  $\theta$  a unui vector  $\mathbf{r}$  în jurul axei de versor  $\mathbf{u}$

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.

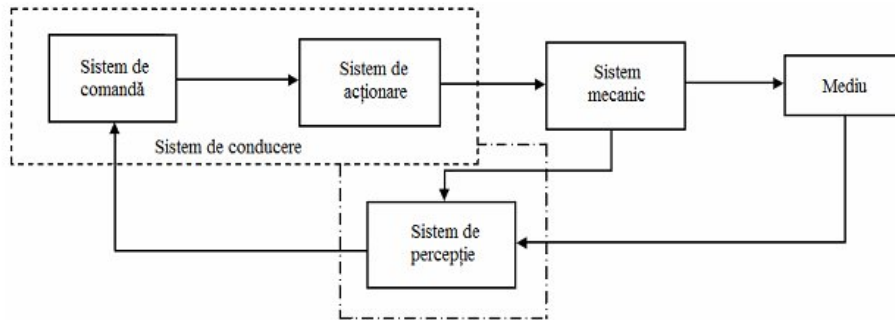


Fig.2.1.Sistemul robot

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.

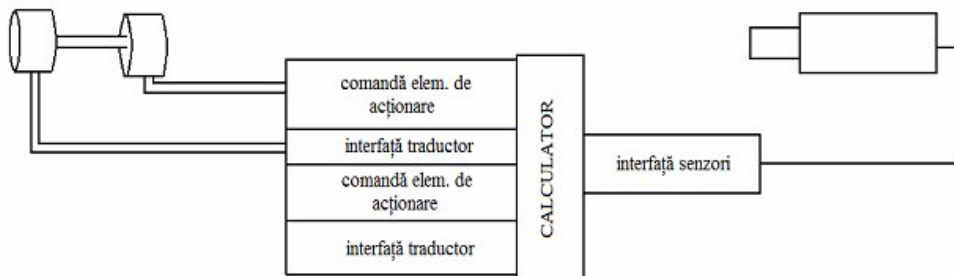


Fig.2.2. Schema bloc informațională pentru sistemul robot

*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.

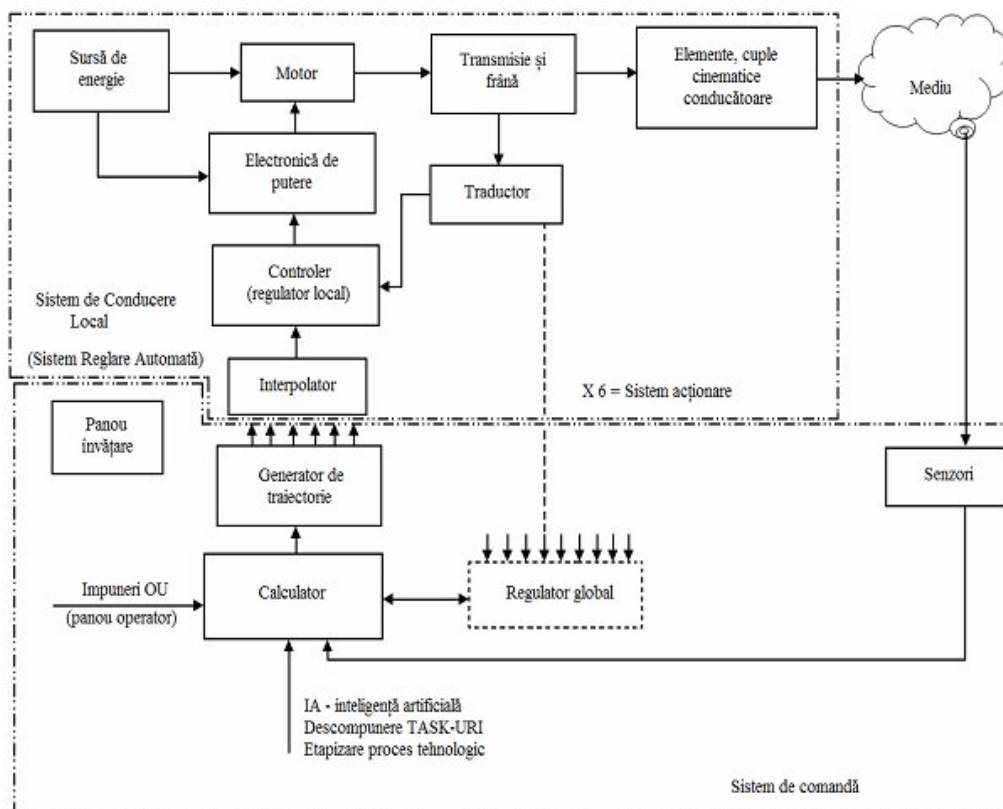


Fig.2.3. Schema bloc detaliată a unui sistem robot

*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 potrivii, 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 **bucă 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 traductoarele 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.

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

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

**Senzorii** fac parte din sistemul de percepție și sunt amplasați în mediul în care lucrează robotul sau pe brațul mecanic.

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

### 2.2.1. Sistemul de acționare

După cum s-a arătat și mai sus, la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare este amplasat câte un motor de acționare. Motorul poate fi electric, hidraulic sau pneumatic.

*Observație:* după tipul de motoare cu care este dotat și robotul primește denumirea de robot cu *acționare electrică, hidraulică, pneumatică sau mixtă*.

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

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

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

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

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

*Observație:* În fig.3 s-a reprezentat un singur S.C.L. (S.R.A.) și s-a indicat cu "6x6" faptul că în sistemul de acționare există 6 astfel de S.C.L.-uri deoarece s-a presupus că robotul are 6 axe.

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

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

*Observații:*

1. cele cinci puncte menționate anterior se constituie în **problema conducerii nemijlocite** a elementelor unei cuple cinematice conducătoare (în contextul de față **conducere nemijlocită** însemnând *conducere directă, fără intermediar*);
2. în unele cazuri intervine și blocul interpolator care generează puncte prescrise suplimentar;



3. o parte din transmisie și frână (electromecanică) se consideră incluse în sistemul de acționare. Astfel, prima roată dințată, prima față a unui ambreiaj, fulia conducătoare a unei curele etc. – după caz, se consideră că fac parte din sistemul de acționare.

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

- a) traductoarele carteziane care pot urmări mișcarea punctului caracteristic în spațiu sunt extrem de scumpe la preciziile pretinse de aplicațiile din robotică;
- b) legăturile dintre mișcările pe diferite axe se exprimă prin ecuații complicate (profund neliniare).
- c) volumul de calcule necesar pentru realizarea unei reglări globale este foarte mare și nu se poate realiza în timp real cu nici un calculator convenabil, ca și cost, la momentul actual.

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

## 2.3. Funcții ale sistemului de conducere al unui robot

Sistemul de conducere al unui robot a cărui schema bloc s-a prezentat în figura 2.1. are de efectuat mai multe seturi de calcule și de operații:

- calcule de cinematică prin care se determină elementele unei traiectorii: poziții, viteze accelerații (termenul „determină” are aici semnificația *se află* și acestea *impun*);
- calcule de dinamică;
- interpretarea informațiilor de la senzori și traductoare;
- calcule aferente reprezentării interne în calculator a lumii înconjurătoare;
- calcule aferente conducerii robotului, impuse de algoritmele de reglare, în care se ține seamă și de calculele de cinematică și dinamică;
- comanda sistemelor de acționare și realizarea conducerii nemijlocite a elementelor robotului;
- dialogul cu operatorul uman, realizat cu ajutorul unor dispozitive adecvate (display, tastatură, unitate de disc) și folosind programe corespunzătoare.

Operațiile și calculele mai sus enunțate sunt efectuate într-o anumită ordine și după anumite priorități, în funcție de condițiile unei aplicații concrete. Pentru fiecare grup de calcule pot exista calculatoare dedicate sau blocuri software (pachete de programe) specializate.

Grupele de calcule și comenzi enunțate anterior se pot împărți principial în **trei grupe mari de sarcini** ale unui sistem de conducere al robotului.

- A. Modelarea mediului.**
- B. Specificarea, Generarea și Controlul mișcărilor.**
- C. Dialogul cu operatorul uman.**

3. Problema conducerii unui robot. pp.83-85.

## 4.1. Problema conducerii unui robot

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

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

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

*Observație:* la trecerea printr-un punct din spațiul cartezian contează nu numai atingerea punctului respectiv, ci și orientarea în spațiu a efectorului final. Contează **unde și cum** „pune mâna” robotul.

Orientările și pozițiile punctului caracteristic (exprimate cu  $T_6$ , vezi subcapitolul 3.5) pot fi *calculate* (în blocul pentru modelarea mediului) sau pot fi *învățate*, înainte de efectuarea deplasării. Așadar punctele țintă sunt fie învățate, fie calculate.

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

*Observație:* De obicei, în punctele țintă este obligatorie și oprirea, iar prin punctele via, de regulă, trecerea se face fără oprire, cu o anumită viteză impusă. Există însă și cazuri în care și în punctele via este obligatorie și oprirea.

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

Pornind de la coordonatele operaționale (carteziene) care corespund trecerii punctului caracteristic printr-un punct țintă sau via, cu analiza cinematică inversă se determină un set de **coordonațe poziționale relative ale elementelor cuplelor cinematice conducătoare** sau, pe scurt, **coordonațe c.c.c.** numite și **coordonațe articulare** sau **coordonațe robot**.

Acestea pot fi unghiuri  $\theta$  - pentru cuplele de rotație – dau distanțe  $d$  – pentru cuple cinematice de translație. Setul de valori obținut (cu analiza cinematică inversă) este tot un set de puncte țintă sau via, dar exprimate în coordonațe c.c.c. (coordonațe articulare, sau coordonațe robot).

Conducerea unui robot poate fi realizată în coordonațe operaționale (carteziene), când punctele țintă și via sunt exprimate cu valori numerice concrete pentru elementele matricii  $T_6$ , sau în coordonațe c.c.c., când punctele țintă și via sunt exprimate prin seturi de valori  $\theta_i$  sau/și  $d_i$  de la nivelul c.c.c. Se utilizează curent terminologia “*conducerea unui robot în coordonațe operaționale*” (carteziene), respectiv “*conducerea unui robot în coordonațe c.c.c.*” (coordonațe articulare).

**II)** În afară de trecerea prin punctele țintă și via, în conducerea unui robot interesează și evoluția în timp a mișcării acestuia. În desfășurarea unui proces tehnologic este necesar ca dispozitivul de ghidare să aibă o mișcare lină, fără smucituri, fără frânări și/sau accelerări bruște.

Acest deziderat este impus, de cele mai multe ori, de însuși procesul tehnologic (de exemplu paletizare, montaj etc.). Pe de altă parte, o mișcare fără smucituri este impusă și de necesitatea de a reduce la minimum uzurile din structura sistemului mecanic.

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

$$\mathbf{q} = \mathbf{f}(t) \quad (4.1)$$

unde  $\mathbf{f}$  este o funcție lină, adică pentru  $\mathbf{q}$  se alege o lege de mișcare lină.

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

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

**Concluzie:** problema conducerii unui robot constă din două aspecte între care există o strânsă legătură: impunerea trecerii prin punctele țintă sau via (exprimate în coordonațe c.c.c. sau în coordonațe operaționale) în condițiile asigurării unei evoluții line (în timp) a mișcării.

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

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

## 4.2. Metode de conducere a roboților

Metodele de conducere a roboților se pot clasifica din trei puncte de vedere:

- în funcție de sursa pentru punctele țintă;
- după modul de execuție a deplasărilor;
- după coordonațele folosite în conducere.

#### 4.4. Legătura spațiu-timp în mișcarea unui robot

În conducerea unui robot interesează:

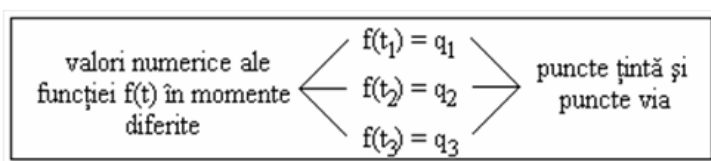
- trecerea prin anumite situații impuse sau calculate;
- evoluție lină în timp.

În conducere se procedează la comanda coordonatei generalizate către valori diferite, în momente diferite. În acest scop, pentru coordonata generalizată  $q$  se alege legea de mișcare

$$q = f(t) \quad (4.1)$$

unde  $f(t)$  este o funcție de timp lină, ceea ce înseamnă că funcția și primele sale două derivate sunt continue.

Legătura între spațiu și timp se realizează prin aceea că, la anumite valori pentru timp, valorile numerice aferente ale lui  $f(t)$  trebuie să fie egale cu valorile lui  $q$  corespunzătoare unor puncte țintă și via de pe traiectorie.



#### 4.5. Legătura spațiu-timp în descrierea unei traiectorii

Fie un exemplu de traiectorie liniară într-un plan cartezian (fig.4.9):

Ecuția dreptei este  $y = m \cdot x + n$  (4.2.)

unde:  $m$  este panta dreptei  
 $n$  este tăietura dreptei.

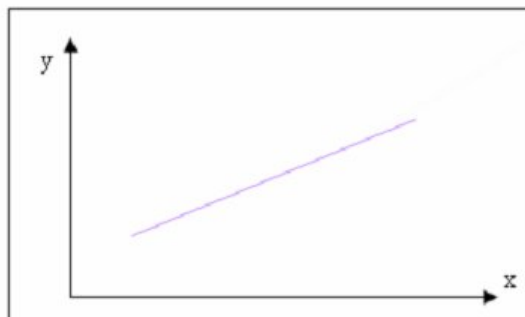


Fig.4.9. O dreaptă oarecare în plan

Prin derivare:

$$\frac{dy}{dx} = m \quad (4.3)$$

Procedând la împărțire cu dt atât la numitor cât și la numărător:

$$\Rightarrow \frac{dy}{dt} \frac{dt}{dx} = m \quad (4.4)$$

Presupunând că această dreaptă trebuie descrisă într-un plan de punctul caracteristic, iar acesta se mișcă cu viteză constantă după direcția axei coordonatei x și tot cu viteză constantă după direcția axei coordonatei y, iar raportul celor două viteze este m, punctul caracteristic va descrie în plan o dreaptă de pantă m.

Continuând raționamentul: 
$$\frac{\dot{y}}{\dot{x}} = \frac{\ddot{y}t}{\ddot{x}t} = m \quad (4.5)$$

Dacă cele două mișcări după direcția axelor de coordonate sunt uniform accelerate, iar raportul accelerațiilor este m, atunci în plan se descrie o dreaptă de pantă m.

Adică dacă pe fiecare dintre axele Ox și Oy se alege câte o lege de mișcare:

$$q = a_2 t^2 + a_1 t + a_0 \quad (4.6)$$

și

$$\frac{\ddot{y}}{\ddot{x}} = \frac{a_{2y}}{a_{2x}} = m \quad (4.7)$$

atunci în plan este descrisă o dreaptă.

*Observație:* În exemplul considerat s-a constatat că urmărind o anumită evoluție în timp se obține o anumită formă a traiectoriei din spațiul cartezian.

Din punct de vedere practic, realizarea unei drepte în plan se obține alegând porțiuni cu mișcare uniform accelerată și porțiuni cu mișcare rectilinie uniformă.

Fie o dreaptă în plan ce se presupune a deveni o traiectorie impusă (fig.4.10.):

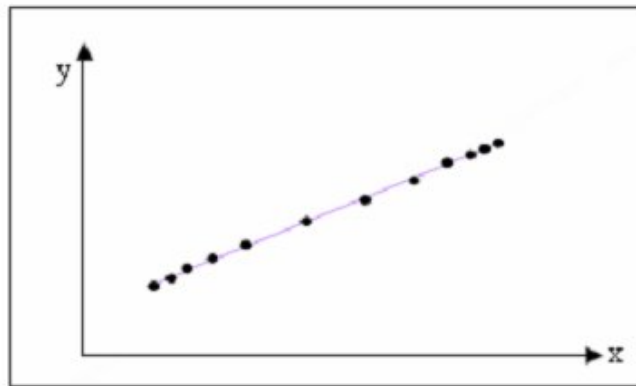


Fig.4.10. Puncte alese pe o traiectorie liniară

Pe această dreaptă se aleg mai multe puncte țintă și via. În mod intenționat la începutul și sfârșitul parcurgerii drepte se aleg puncte amplasate mai des, iar pe mijlocul liniei se aleg puncte amplasate mai rar. Pentru descrierea acestei drepte, în mișcare, este necesar ca la începutul și sfârșitul trasării ei mișcarea după  $x$  și  $y$  să se efectueze uniform accelerat cu:

$$\frac{a_y}{a_x} = m \quad (4.8)$$

unde  $m$  este panta dreptei.

Pe porțiunea din mijloc se impune ca mișcarea să se efectueze cu viteze constante:

$$\frac{v_y}{v_x} = m \quad (4.9)$$

iar la sfârșitul dreptei mișcările se fac uniform încetinit cu:

$$\frac{|a_y|}{|a_x|} = m. \quad (4.10)$$

Deci, dacă se conduce robotul după un profil trapezoidal de viteză, după fiecare dintre axele  $x$  și  $y$ , atunci în plan punctul caracteristic descrie o dreaptă cu panta:

$$m = \frac{|a_y|}{|a_x|} = \frac{v_y}{v_x} \quad (4.11)$$

*Observații:*

- 1) Pe porțiunile de accelerare și decelerare punctele de pe dreaptă nu sunt echidistante în spațiu, dar sunt echidistante în timp. Adică spațiul parcurs între un punct și altul (pe porțiunile de accelerare) este diferit, dar intervalul de timp între ele este același.
- 2) Pe fiecare dintre coordonatele  $x$  și  $y$  se alege câte o lege de mișcare cu profil trapezoidal de viteză, cu:

$$m = \frac{|a_y|}{|a_x|} = \frac{v_y}{v_x},$$

iar în spațiu se trasează o dreaptă de pantă  $m$ .

- 3) Situația se poate generaliza și în spațiul tridimensional pentru trasarea unei drepte în spațiu.
- 4) O astfel de metodă de conducere este direct aplicabilă în cazul unui robot T.T.T.
- 5) Legile de mișcare rectilinie uniform accelerată:

$$q = a_2 t^2 + a_1 t + a_0 \quad (4.6)$$

și rectilinie uniformă:

$$q = a_1 t + a_0 \quad (4.12)$$

sunt funcții line (funcția și primele sale două derivate sunt continue), deci mișcarea per ansamblu este lină.

6) În cazul unui robot diferit de configurația T.T.T. metoda se aplică mai greu deoarece:

- o deplasare cu  $\dot{x}, \dot{y}, \ddot{x}, \ddot{y}$  constante nu înseamnă implicit și o deplasare cu  $v = ct.$  și  $a = ct.$  la nivelul fiecărui motor amplasat la câte o cuplă cinematică conducătoare. În general vitezele și accelerațiile pe x și y și cele de la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare se stabilesc cu Jacobianul aferent.
- panta  $m$  a dreptei este impusă de traiectoria dorită și nu întotdeauna se pot sintetiza și practic viteze de valori astfel încât raportul lor să fie chiar  $m$ . De cele mai multe ori se admite deplasarea cu viteze aflate într-un raport cât mai apropiat de  $m$  și se acceptă o anumită abatere de la dreapta impusă.
- De multe ori, impunând anumite valori ale vitezei pe axele x și z și efectuând calculul cu Jacobianul pot rezulta viteze  $\dot{q}_i$ , la nivelul cuplelor cinematice conducătoare, nerealizabile fizic. În această situație se alege, la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare, cea mai apropiată valoare realizabilă fizic pentru viteză și se sintetizează deplasări cu aceste viteze rezultând o traiectorie numai aproximativ exactă.

*Concluzii:* metoda descrisă este direct aplicabilă pentru o structură de mecanism T.T.T., este deosebit de utilă pentru înțelegerea legăturii spațiu-timp în conducerea unui robot, dar se aplică mai greu în cazul altor tipuri de roboți.

## 4.6. Legătura spațiu-timp prin ecuații parametrice

*Observație:* pentru simplificare vom arăta această legătură în cazul unei traiectorii liniare plane.

Ecuția unei drepte în plan este:

$$y = mx + n \quad (4.2)$$

unde:  $m$  este panta dreptei, ar  $n$  este tăietura. Aceasta este forma explicită de scriere.

În geometria analitică se cunosc și alte forme de reprezentare a ecuației unei drepte. Dintre acestea ne interesează **ecuațiile parametrice** ale dreptei:

$$\begin{cases} y = a_1 t + a_0 \\ x = b_1 t + b_0 \end{cases} \quad (4.13)$$

unde  $t$  este un parametru arbitrar scalar.

*Observație:* eliminând  $t$  din sistemul (4.13) se ajunge la forma ecuației (4.2) pentru dreaptă.

La fel, se poate scrie și un sistem de ecuații de gradul 2:

$$\begin{cases} y = a_2 t^2 + a_1 t + a_0 \\ x = b_2 t^2 + b_1 t + b_0 \end{cases} \quad (4.14)$$

sau:

$$\begin{cases} y = a_3 t^3 + a_2 t^2 + a_1 t + a_0 \\ x = b_3 t^3 + b_2 t^2 + b_1 t + b_0 \end{cases} \quad (4.15)$$

ș.a.m.d.

*Observație:* se pot scrie și forme cu ecuații de grad mai mare, singura condiție, în cazul drepte, fiind aceea că cele două ecuații trebuie să fie de același grad.

Astfel de ecuații parametrice există și pentru alte curbe din plan și spațiu (sinusoidă, curbă lănișor, cerc, elipsă, parabolă, hiperbolă, ...).

În general, o curbă în spațiu se exprimă prin sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} x = f(t) \\ y = g(t) \\ z = h(t) \end{cases} \quad (4.16)$$

unde  $f$ ,  $g$  și  $h$  sunt funcțiile parametrice ale curbei, iar  $t$  este un parametru scalar arbitrar.

Sistemul (4.16) este **sistemul de ecuații parametrice ale curbei**.

Pentru o dreaptă funcțiile  $f$ ,  $g$  și  $h$  sunt de același grad, iar pentru traiectorii de alte forme, au grade diferite.

Pornind de la aceste cunoștințe din geometria analitică, în robotică se alege ca parametru scalar  $t$  chiar timpul, pentru că în robotică interesează evoluția în timp a mișcării.

*Observații:*

- 1). Funcțiile parametrice sunt întotdeauna polinomiale și, astfel, sunt funcții line;
- 2). Dacă scalarul  $t$  este timpul, atunci funcțiile parametrice sunt și legi de mișcare după coordonatele carteziane.

## 4.7. Funcții conducere

Pornind de la ecuațiile parametrice ale unei curbe și de la faptul că se impune ca deplasarea să se efectueze lin, în robotică se folosesc ecuațiile parametrice ale unei curbe în care variabila scalară este timpul.

Observația în legătură cu ecuațiile parametrice ale unei curbe poate fi generalizată. Cele trei forme de exprimare ale unei curbe în spațiu sunt:

- forma implicită:

$$F(x, y, z) = 0 \quad (4.17)$$



- forma explicită:

$$\begin{cases} F_1(x, y) = 0 \\ F_2(y, z) = 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

- forma cu ecuații parametrice:

$$\begin{cases} x = f(t) \\ y = g(t) \\ z = h(t) \end{cases} \quad (4.16)$$

O curbă în spațiu poate fi însă exprimată și în alte coordonate decât cele carteziene  $x, y, z$ . Fie acestea coordonatele generalizate:

$$q_i = 1 \div n. \quad (4.19)$$

În acest caz ecuația curbei respective poate fi exprimată fie în forma implicită:

$$F(q_1, q_2, \dots, q_n) = 0 \quad (4.20)$$

fie cu sistemul de ecuații parametrice:

$$q_i = f_i(t), i = 1 \div n. \quad (4.21)$$

Aplicând această observație la robotică, pentru o anumită traiectorie a punctului caracteristic, putem folosi exprimarea acesteia cu sistemul de ecuații parametrice:

$$q_i = f_i(t), i = 1 \div n,$$

dar cu particularitatea că:

- a) se alege ca parametru scalar  $t$  timpul;
- b) coordonatele generalizate  $q_i$  se aleg chiar coordonatele cuplelor cinematice conducătoare ale robotului (unghiuri  $\theta_i$  sau deplasări  $d_i$ , după felul cuplelor cinematice);
- c) se aleg toate funcțiile  $f_i(t)$  funcții line.

Aceste funcții  $q_i = f_i(t)$  au fost numite în robotică **funcții conducere**.

*Observații:*

- 1) Funcțiile de conducere sunt de fapt:
  - a) funcțiile parametrice ale traiectoriei;
  - b) legile de mișcare de la nivelul cuplelor cinematice conducătoare.
- 2) Denumirile “funcțiile parametrice ale traiectoriei” sau “legile de mișcare de la nivelul cuplelor cinematice conducătoare” sau “funcțiile conducere de la nivelul cuplelor cinematice conducătoare” înseamnă același lucru.
- 3) Ca exemplu concret, nelegat de robotică, pentru înțelegerea conceptului teoretic mai sus detaliat, se poate da cazul acrobațiilor cu motocicletă: dacă un motociclist acrobat trebuie să realizeze o anumită traiectorie (de pildă, să facă un salt peste mai multe obstacole sau peste un curs de apă), el obține traiectul dorit controlând exclusiv accelerația și viteza motocicletei, adică legea de mișcare a acesteia.

5. Problema conducerii nemijlocite a elementelor c.c.c. Schema de conducere a unei axe. pp. 27 – 28; pp.99-101; pp.213 -218

## 2.2.1. Sistemul de acționare

După cum s-a arătat și mai sus, la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare este amplasat câte un motor de acționare. Motorul poate fi electric, hidraulic sau pneumatic.

*Observație:* după tipul de motoare cu care este dotat și robotul primește denumirea de robot cu *acționare electrică, hidraulică, pneumatică sau mixtă*.

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

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

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

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

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

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

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

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

*Observații:*

1. cele cinci puncte menționate anterior se constituie în **problema conducerii nemijlocite** a elementelor unei cuple cinematice conducătoare (în contextul de față **conducere nemijlocită** însemnând *conducere directă, fără intermediar*);
2. în unele cazuri intervine și blocul interpolator care generează puncte prescrise suplimentar;

3. o parte din transmisie și frână (electromecanică) se consideră incluse în sistemul de acționare. Astfel, prima roată dințată, prima față a unui ambreiaj, fulia conducătoare a unei curele etc. – după caz, se consideră că fac parte din sistemul de acționare.

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

- a) traductoarele carteziane care pot urmări mișcarea punctului caracteristic în spațiu sunt extrem de scumpe la preciziile pretinse de aplicațiile din robotică;
- b) legăturile dintre mișcările pe diferite axe se exprimă prin ecuații complicate (profund neliniare).
- c) volumul de calcule necesar pentru realizarea unei reglări globale este foarte mare și nu se poate realiza în timp real cu nici un calculator convenabil, ca și cost, la momentul actual.

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

### 2.3. Funcții ale sistemului de conducere al unui robot

Sistemul de conducere al unui robot a cărui schema bloc s-a prezentat în figura 2.1. are de efectuat mai multe seturi de calcule și de operații:

- calcule de cinematică prin care se determină elementele unei traiectorii: poziții, viteze accelerații (termenul „determină” are aici semnificația *se află* și acestea *impun*);
- calcule de dinamică;
- interpretarea informațiilor de la senzori și traductoare;
- calcule aferente reprezentării interne în calculator a lumii înconjurătoare;
- calcule aferente conducerii robotului, impuse de algoritmele de reglare, în care se ține seamă și de calculele de cinematică și dinamică;
- comanda sistemelor de acționare și realizarea conducerii nemijlocite a elementelor robotului;
- dialogul cu operatorul uman, realizat cu ajutorul unor dispozitive adecvate (display, tastatură, unitate de disc) și folosind programe corespunzătoare.

Operațiile și calculele mai sus enunțate sunt efectuate într-o anumită ordine și după anumite priorități, în funcție de condițiile unei aplicații concrete. Pentru fiecare grup de calcule pot exista calculatoare dedicate sau blocuri software (pachete de programe) specializate.

Pentru generatorul de traiectorie se cunosc două moduri de operare:

- a) *fără sintetizarea unei traiectorii carteziene prescrise;*
- b) *cu sintetizarea unei traiectorii carteziene impuse de procesul tehnologic.*

În primul caz, pentru deplasarea elementelor mecanice, conform secvenței de parametrii calculați de generatorul de traiectorie, punctul caracteristic descrie în spațiu o traiectorie obținută ca și rezultat al mișcărilor pe toate axele (o traiectorie greu de exprimat analitic și greu de urmărit vizual).

În modul a) de operare GT primește ca și condiții impuse punctele țintă și via și forma aleasă pentru funcțiile conducere. În etapa de specificare a mișcării generatorul de traiectorie calculează coeficienții variabilei timp, din condițiile impuse. În etapa de generare a mișcării GT generează, la intervale de timp constante, coordonate (c.c.c sau carteziene), viteze, accelerații, necesare pentru deplasarea robotului, conform condițiilor impuse și după funcțiile conducere alese.

În modul b) de operare generatorul de traiectorie primește la intrare și expresia analitică a unei traiectorii carteziene impuse de procesul tehnologic. Dacă traiectoria este complicată expresia ei se obține prin aproximarea acesteia pe porțiuni cu segmente de curbe simple (dreaptă, cerc, parabolă, ...).

Pozițiile obținute din funcțiile conducere trebuie să coincidă sau să aproximeze cât mai precis punctele traiectoriei carteziene impuse.

Indiferent de modul de operare adoptat, a sau b, pentru GT, mărimile de la ieșirea sa reprezintă mărimi de prescriere pentru regulatoarele automate din structura sistemelor de conducere locale ce compun sistemul de acționare al robotului. Sistemele de conducere locale asigură conducerea nemijlocită a elementelor cuplelor cinematice conducătoare.

### **4.8.3. Conducerea nemijlocită a elementelor cuplelor cinematice conducătoare**

*Observație:* termenul *nemijlocit* are, în acest context, semnificația direct, fără intermediari.

Indiferent de modul de conducere al robotului, mișcările elementelor sistemului mecanic se provoacă la nivel articular. Analizând schema bloc a echipamentului de conducere a unui robot (fig.2.3) se constată că sistemul de acționare al acestuia se compune din mai multe **sisteme de conducere locală (SCL)**, construite cu o structură de *sistem cu reglare automată (SRA)* (vezi și fig.4.12)

Componenta principală a câte unui sistem de conducere locală este motorul de acționare care produce mișcările elementelor cuplelor cinematice conducătoare.

*Observație:* motorul poate fi electric, hidraulic, pneumatic sau mixt, după caz; în funcție de tipul motoarelor folosite și robotul este denumit cu acționare electrică, hidraulică, pneumatică sau mixtă.

Motorul este alimentat cu energie de la o sursă de alimentare (rețeaua de alimentare cu curent alternativ, un agregat hidraulic, rețeaua de aer comprimat).

Între sursa de alimentare și motor se află etajul electronică de putere, *EP*, cu rolul de a amplifica, până la nivelul de putere corespunzător, comenzile către motor.

Conducerea fiecărui sistem de conducere locală este asigurată de un microprocesor sau microcontroler numit *controler de ax* (care coordonează SCL).

*Observație:* în unele cazuri se utilizează microprocesoare sau microcontrolere mai performante și se folosește un singur microprocesor sau microcontroler pentru comanda mai multor SCL (de regulă, maxim trei).

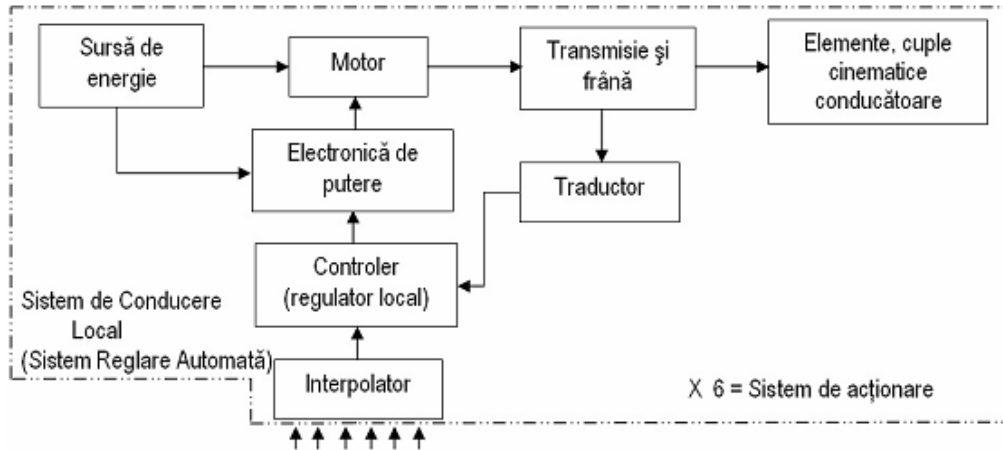


Fig.4.12. Schema bloc a unui sistem de conducere locală (SCL)

Fiecare cuplă cinematică conducătoare este condusă de către un SCL.

Mișcările elementelor cuplelor cinematice conducătoare sunt urmărite de traductoare de poziție, viteză, accelerație, care fac parte din structura sistemelor de conducere locale, și furnizează fiecărui controler de ax informațiile cu privire la mișcarea efectuată în realitate de elementele mecanice.

#### 4.8.3.1. Problema conducerii nemijlocite a elementelor cuplelor cinematice conducătoare

Se definește ca și problemă a conducerii nemijlocite a unei axe mecanice următorul grup de 5 funcții și operații:

- 1) Generatorul de traiectorie furnizează (în unele cazuri prin intermediul interpolatorului) poziția impusă  $q^d$  (în unele cazuri și/sau viteza impusă și/sau accelerația impusă) numită *mărime de prescriere*.
- 2) Traductorul furnizează mărimile atinse în realitate de elementele mecanice:  $q^r, \dot{q}^r, \ddot{q}^r$ , numite *mărimi de reacție*.
- 3) Controlerul de ax calculează *abaterea* (denumită uneori și *eroare*).

$$\begin{aligned}
 a_p &= q^d - q^r \\
 a_v &= \dot{q}^d - \dot{q}^r \\
 a_a &= \ddot{q}^d - \ddot{q}^r
 \end{aligned}
 \tag{4.24}$$

- 4) Abateră se introduce într-o formulă numită *algoritm de reglare (AR)*, proiectat de inginerii automatiști, care permite calcularea unei *mărimi de comandă y* cu care apoi se comandă electronica de putere și, în final, motorul. *y* rezultă din calcule astfel încât va comanda mișcarea în sensul anulării abaterii.

*Observație:* Operațiile 3 și 4 sunt efectuate tot de controlerul de ax.

Algoritm de reglare este proiectat astfel încât să implementeze o anumită *lege de reglare*. Principalele legi de reglare sunt:

- *reglarea de tip P (proporțională)* în care mărimea de comandă *y* este proporțională cu abaterea;
- *reglare de tip PI (proporțional integratoare)* în care *y* este proporțională cu abaterea și cu integrala ei;
- *reglarea de tip PID (proporțional integrator derivativă)* în care *y* e proporțională cu abaterea, integrala și derivata ei.

Fiecare dintre aceste legi de reglare prezintă avantaje și dezavantaje și se utilizează în funcție de performanțele urmărite în reglare.

Principalele performanțe pretinse de la un algoritm de reglare sunt:

- timp de răspuns cât mai scurt;
- eroare nulă în regim staționar;
- evitarea intrării în stare de oscilație.

La proiectarea algoritmului de reglare se ține seama de parametrii elementelor componente sistem (masele puse în mișcare, constantele motorului de acționare, parametrii etajului de electronică de putere, ș.a.).

*Observație:* În capitolul 6 se va prezenta mai detaliat problematica reglării automate.

- 5) Comandă, cu semnalul *y*, blocul electronica de putere și, prin aceasta, motorul determinând, în final, mișcarea elementelor mecanice în sensul anulării abaterii.

Fiecare articulație este prevăzută cu câte un sistem de conducere local propriu și, deci, conducerea nemijlocită a axelor unui robot se efectuează într-un mod independent pentru fiecare cuplă cinematică conducătoare. Cu alte cuvinte, se procedează la **conducerea distribuită** a axelor mecanice.

*Observație:* ideal ar fi ca la nivelul întregului robot să se urmărească simultan toate mișcărilor de pe toate axele și să se înfăptuiască o conducere în ansamblu a robotului cu un, eventual, *regulator global*. Acest lucru nu se poate realiza momentan pentru că:

- nu există traductoare carteziane de mare precizie la prețuri convenabile (prețul unui astfel de traductor este comparabil cu cel al întregului echipament electronic al robotului);
- legăturile dintre mișcărilor pe diferite axe sunt exprimabile cu ecuații complicate (neliniare) și timpul de calcul necesar conducerii ar crește exagerat de mult (conducerea în timp real devine imposibilă).
- sisteme de conducere pentru câte o axă mecanică se folosesc de când se fabrică mașinile cu comandă numerică; astfel de echipamente sunt astăzi produse de firme specializate, la prețuri accesibile.

## 6.1. Sistem de conducere local pentru o axă mecanică

*Sistemul de acționare* al unui robot se compune din mai multe sisteme conducere locală (SCL), amplasate la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare (fig.4.12).

În contextul lucrării de față, prin conducere nemijlocită se înțelege conducere propriu-zisă, directă, fără intermediar.

Un sistem de conducere local este realizat cu o structură de sistem de reglare automată (SRA), construit în jurul câte unui motor ce produce mișcarea.

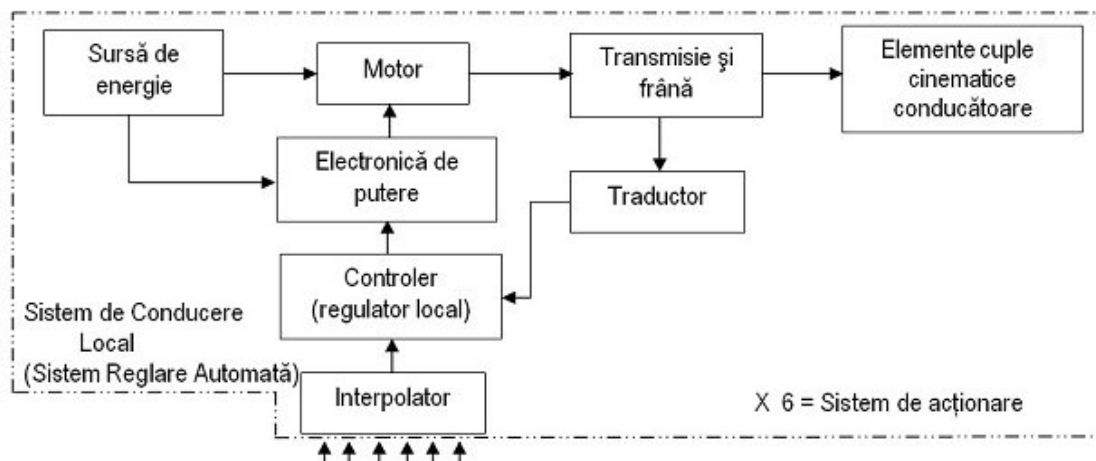


Fig.4.12. Schema bloc a unui sistem de conducere locală (SCL)

*Definiție:* elementul care transformă în energie cinetică orice altă formă de energie se numește **motor**.

În funcție de tipul motorului este denumit și sistemul de acționare: electrică, hidraulică, pneumatică,...

Sistemul de acționare electrică este cel mai răspândit în cazul roboților, circa 80% dintre roboți fiind cu acționare electrică. Acest lucru se datorează următoarelor argumente:

- 1) Disponibilitatea cvasigenerală a energiei electrice în mediile industriale;
- 2) Robuțea motoarelor electrice (motoarele de gabarit relativ mic permit dezvoltarea de cupluri relativ mari, admit supraîncărcări în limite destul de largi);
- 3) Posibilitatea de racordare simplă a motoarelor la sursa de energie;

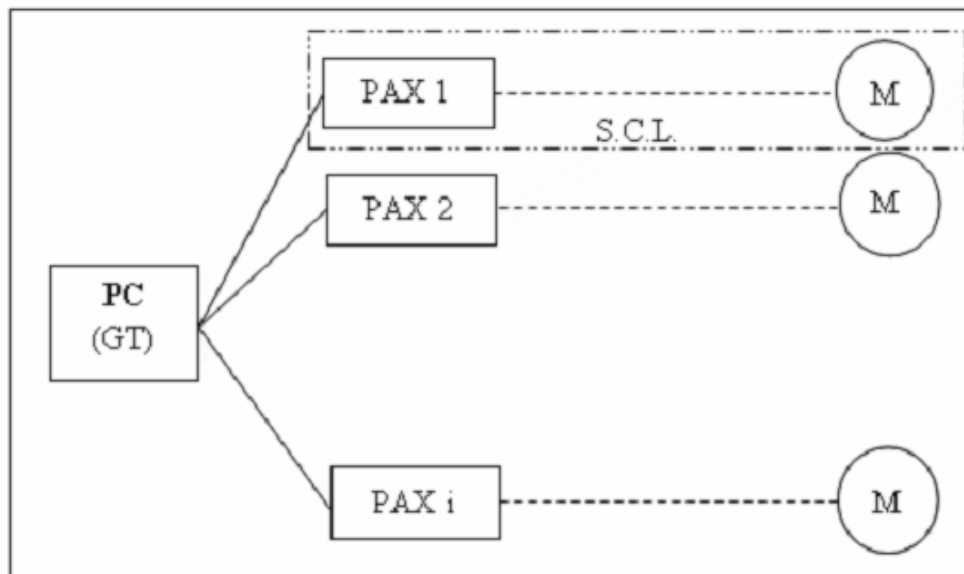
- 4) Dinamică foarte bună(motoarele electrice au inerți mici și timp de răspuns scurt la comenzile aplicate);
- 5) Manoperă de întreținere mică;
- 6) Randament energetic ridicat;
- 7) Cost mai redus.

Sistemul de acționare hidraulică este folosit mai ales în aplicațiile cu sarcini mari. Sistemul de acționare pneumatică permite numai acționări simple (închis/ deschis înainte/înapoi) și se folosesc mai ales la manipuloare simple.

În cazul acționărilor electrice cel mai frecvent se utilizează motorul de curent continuu, deoarece acesta prezintă avantajul modificării turației sale la modificarea tensiunii aplicate la borne.

Indiferent de modul sau coordonatele folosite în conducerea unui robot, ori de tipul de acționare utilizat, conducerea nemijlocită a elementelor cuplurilor cinematice conducătoare se realizează, individual, la nivelul fiecăreia dintre ele. Se procedează, astfel, la o conducere descentralizată, distribuită la nivelul fiecărei axe în parte.

Principial, structura (bloc) după care se realizează conducerea nemijlocită este cea din fig.6.1.



*Fig.6.1. Conducerea distribuită a axelor unui robot*

Fiecare axă este condusă cu câte un sistem de conducere local (SCL) construit în jurul motorului de acționare aferent. Fiecare SCL este coordonat de câte un procesor de ax (implementat cu microprocesor sau microcontroler). Calculatorul central al robotului (de tip PC) comandă, prin generatorul de traiectorie și, uneori, prin interpolator, procesoarele de ax PAX i (controlerele de ax din schema bloc a robotului). Numărul de microprocesoare/ microcontrolere de ax (PAX) este în funcție de numărul de grade de libertate ale robotului (tipic 6). Există însă și situații în care se folosește un singur microprocesor/ microcontroler pentru conducerea nemijlocită a mai multor



axe, caz în care structura ierarhică se schimbă(vezi fig.6.2). În acest caz sunt necesare microprocesoare/ microcontrolere performante (scumpe) și trebuie elaborat un software mai complicat pentru acestea (costuri suplimentare de manoperă).

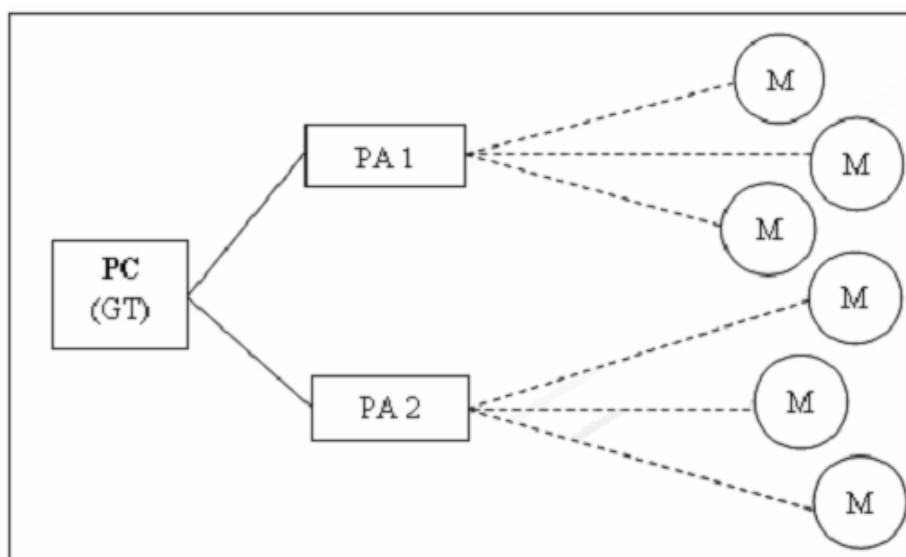


Fig. 6.2. Conducerea a mai multe axe cu un același microprocesor

Un sistem de conducere locală (SCL) complet de la nivelul unei cuple cinematice conducătoare trebuie să conțină și transmisia mecanică și o frână (vezi fig.4.12).

*Observație:* din transmisie o parte se consideră inclusă în sistemul de acționare: rotorul motorului și

- roata dințată primară;
- fulia de la cureaua de transmisie;
- o față a ambreiajului;
- volanta.

De obicei de axul transmisiei este legat și traductorul de poziție, viteză, accelerație (uneori numai unul, uneori toate trei), care furnizează informații despre mișcarea realizată în realitate.

Există traductoare numerice (incrementale) care furnizează impulsuri electrice în timpul funcționării. Există și traductoare electrice care furnizează o tensiune sau un curent electric proporțional cu deplasarea efectuată sau cu viteza.

Motorul este comandat de blocul *electronică de putere*. Acest bloc este de fapt un convertor de formă de energie.

*Exemplu:* pentru cazul motorului de curent continuu blocul “electronică de putere” se alimentează de la rețeaua de curent alternativ monofazată sau trifazată pe care o transformă într-o formă de tensiune continuă cu valoare reglabilă.

Sursa de energie este rețeaua de curent alternativ monofazat sau trifazat (disponibilă în toate mediile industriale) și mai rar se folosesc surse autonome de energie. Forma tensiunii care alimentează motoarele este:

- pentru motoare de curent continuu, ca în fig.6.3. Tensiunea este continuă cu valoarea variabilă, reglabilă.

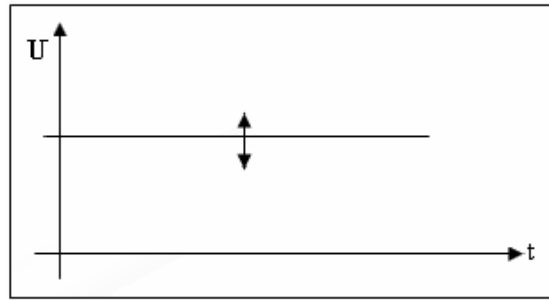


Fig.6.3. Tensiune continuă reglabilă

- pentru motoarele de curent alternativ asincrone la ieșirea electronicii de putere se obține un sistem de trei tensiuni alternative cu amplitudinea și frecvența variabile.
- pentru motorul pas cu pas se generează trenuri de impulsuri (vezi fig.6.4). La fiecare impuls electronic aplicat motorul pas cu pas execută un pas mecanic.

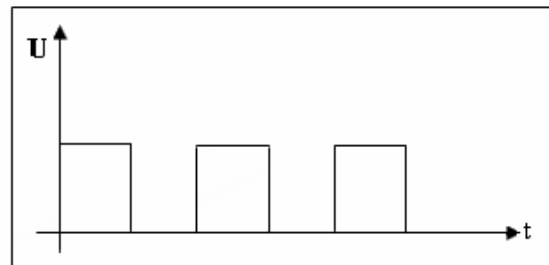


Fig.6.4. Impulsuri de tensiune

Coordonatorul întregului sistem de reglare automată este controlerul. Acesta este realizat cu un microprocesor sau microcontroler și este subordonat direct generatorului de traiectorie (din schema generală asistemului de conducere al robotului).

La conducerea nemijlocită a unei cuple cinematice conducătoare **scopul final** este de a dezvolta un cuplu activ în axul motorului de acționare, adică de a produce mișcarea.

Conducerea nemijlocită a unei cuple cinematice conducătoare constă din următoarele aspecte:

- I. Se cunoaște poziția relativă la care trebuie să ajungă elementele cuplelor cinematice conducătoare. (se notează cu  $q^d$ ). Se obține de la generatorul de traiectorie și se numește **mărime de prescriere**.
- II. Se cunoaște permanent (de la traductorul aferent) poziția obținută în realitate. Se notează  $q^f$  și este numită **mărime de reacție**.
- III. Trebuie determinat cu cât trebuie comandat motorul pentru a ajunge din poziția curentă în cea prescrisă.

*Observație:* problematica enunțată mai sus reprezintă problema fundamentală a conducerii unei cuple cinematice conducătoare.

Suplimentar se mai pun câteva cerințe, numite de unii autori *indici de calitate a reglării* :

- trecerea de la  $q^d$  la  $q^r$  să se efectueze cât mai rapid (termenul aferent din automatică este  *timp de răspuns mai scurt*);
- sosirea să fie cât mai precisă (cu *eroare nulă*).

Pentru realizarea dezideratului fundamental împreună cu cerințele impuse de indicatorii de calitate se include în sistemul de reglare automată local un **bloc regulator** (implementat cu controlerul).

Regulatorul local are rolul de a calcula cu cât trebuie comandată electronica de putere (cu care apoi se modifică tensiunea la bornele motorului) pentru a se asigura o deplasare până la anularea abaterii:  $a = q^d - q^r$ .

Un regulator execută **funcția de reglare** după un algoritm de reglare.

*Observații:*

- 1) Algoritmul este formula după care regulatorul calculează **mărimea de comandă** (către electronica de putere). Această formulă este proiectată de inginerii automatiști.
- 2) Formula poate fi executată cu circuite analogice. În acest caz se folosesc amplificatoare operaționale cu care se efectuează adunare, scădere, înmulțire, împărțire, integrală, derivată etc., operând cu tensiuni și/sau curenți, așadar cu mărimi analogice. Această variantă are folosită mai ales în anii '70 și se numește **regulator analogic**.

Astăzi nu se mai întâlnesc decât rar regulatoare analogice, deoarece reglarea se face cu microprocesoare și microcontrolere, adică **regulatorul este numeric**. Regulatorul are ca mărimi de intrare  $q^d$  și  $q^r$  și parametrii de proces (constantele motorului, mase și momente de inerție ale obiectelor puse în mișcare, cupluri rezistente etc.). Ținând cont de mărimile de intrare (și cu ajutorul formulei de reglare a algoritmului) regulatorul calculează **mărimea de comandă** pentru electronica de putere (cu care se comandă motorul), necesară pentru anularea abaterilor.

Din punctul de vedere al conducerii întregului robot, ar fi mai de dorit să se procedeze la o reglare globală (cu un regulator global) pe ansamblul întregului robot și nu o reglare distribuită local (descentralizată) realizată cu PAX i. *Motivele* pentru care *se procedează la o conducere distribuită* sunt:

- 1). Traductoarele care ar trebui să urmărească situarea punctului caracteristic în spațiul cartezian, la preciziile pretinse în diferite procese tehnologice, sunt prohibitiv de scumpe;
- 2). Realizarea unor regulatoare globale cu acțiune pe ansamblul întregului robot este foarte dificilă pentru că:
  - mișcările de la nivelul axelor nu sunt independente una de alta. Aceste legături se exprimă matematic cu ecuații foarte complicate și profund neliniare. De aici

rezultă necesitatea unor calcule extrem de numeroase ce trebuie efectuate în timp real (ceea ce se face dificil);

- trebuie folosit modelul matematic (dinamic) al întregului robot. Acesta este complicat și nici un model matematic nu este perfect.
- 3). La nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare se pot amplasa traductoare (de viteză, poziție, accelerație, forță) care sunt produse la prețuri accesibile;
  - 4). Sistemele de reglare automată pentru mișcările elementelor unei axe (SCL) sunt astăzi produse în mod curent la prețuri extrem de avantajoase (există o veche tradiție de la mașinile unelte cu comandă clasice);
  - 5). Elaborarea unui software pentru reglare globală este amplă, complexă (costisitoare).

*Observație:* motivele expuse mai sus limitează posibilitățile de a se realiza reglarea globală (a acțiunilor unui robot) folosind calculatoarele existente astăzi. În ultimul timp au apărut calculatoarele *CNN* (*Neural Network Computer* – calculatoare cu rețele neuronale), cu viteze de calcul mult superioare calculatoarelor numerice.

Rețelele neuronale sunt niște circuite analogice înlănțuite care “învață” din propria lor experiență. Sunt compuse din „celule” de calcul analogice performante, legate între ele cu „neuroni”. Rețelele sunt programate (cu un calculator obișnuit) să se comporte într-un anumit fel, în situații ce sunt presupuse ca fiind cele mai probabile.

Se creează pentru circuitele (programele) situațiile respective și se urmărește rezultatul acțiunilor. În funcție de rezultat, circuitele își corectează funcționarea (se autoreglează) până ajung cât mai aproape de funcționarea dorită.

Astfel de circuite sunt supuse unui “antrenament” cu situații cât mai multe dintre cele posibile, astfel încât să se ajungă la o comportare optimă. „Antrenamentul” poate fi efectuat fie prin simularea comportării rețelei (modelate) pe un calculator tradițional, fie prin conectarea propriu-zisă a rețelei într-o schemă anume de antrenare a ei. Cu astfel de circuite s-au realizat calculatoare “autoprogramabile” care “învață din propria lor experiență” diferite situații și își adaptează comportarea situațiilor noi ivite.

*Calculatoarele CNN*, datorită proprietăților structurilor analogice, au o viteză de calcul cu cel puțin un ordin de mărime mai mare decât cele obișnuite.

Astfel de calculatoare se folosesc deja (cu succes) în prelucrări de imagini. Cu astfel de calculatoare se va rezolva probabil conducerea globală și adaptivă a roboților (împreună cu calculatoarele clasice). Deocamdată persistă dezavantajul că circuitele integrate care implementează rețele neuronale nu au fost tipizate, fiecare producător oferind variante proprii și diferite de ale altora.

La intrarea fiecărui sistem de conducere local (SCL, SRA) se aplică **mărimi de prescriere**, care sunt parametrii cinematici ai mișcării calculați de către generatorul de traiectorie (poziție, viteză, accelerație). În structura sistemelor de conducere locale sunt incluse traductoare cu care se urmărește mișcarea obținută în realitate. Rolul sistemului de reglare automată este de a conduce elementele mecanice spre abatere (eroare) nulă între mărimile de prescriere și **mărimile de reacție** (cele citite de la traductoare).

6. Cum se realizează conducerea unui robot în cazul conducerii distribuite. **pp.27 – 28; pp.99-101; pp.214-215 ----- IDEM 5**
7. Specificarea mișcării în coordonate c.c.c. **pp.102-107**

## 4.9. Conducerea unui robot în coordonate c.c.c.

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

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

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

### 4.9.1. Specificarea mișcării în coordonate c.c.c.

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

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

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

#### b) Determinarea timpilor de deplasare

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

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

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

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

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

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

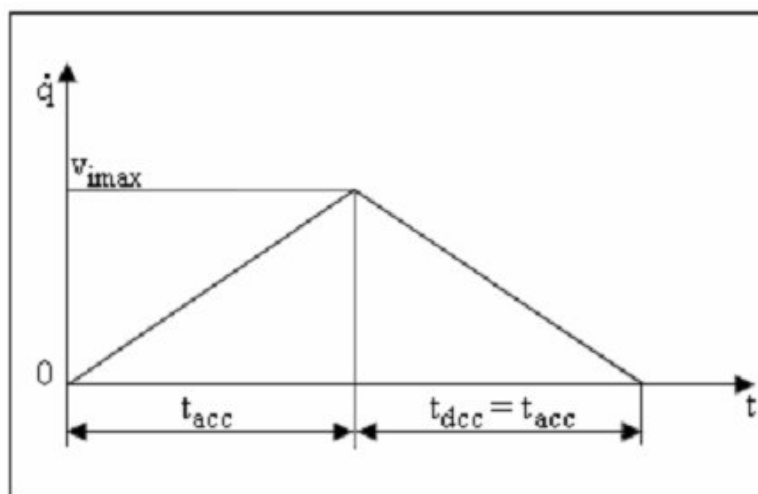


Fig.4.13.Cazul limită la mișcarea după un profil trapezoidalde viteză

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

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

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

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

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

#### 4.9.2. Alegerea funcțiilor conducere

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

- să fie funcții continue și să aibă cel puțin primele două derivate continue (adică să fie funcții line);
- valorile momentane să se poată calcula prin înlocuirea directă a valorilor pentru variabila  $t$  în expresiile lor și să nu fie necesare iterații de calcul;

- c) valorile momentane calculate să aibă corespondent fizic bine determinat, adică poziția, viteza și accelerația calculate pe baza lor, pentru fiecare valoare a lui  $t$ , să se poată și executa fizic;
- d) să se evite realizarea de mișcări neutre (“hoinare”).

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

### 4.9.3. Exemple de funcții conducere în coordonate c.c.c. Funcția conducere polinomială

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

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

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

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

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

*Exemplul 1: Utilizarea unei funcții polinomiale de ordinul 3 ca funcție conducere între două puncte via.*

*Datele problemei:*

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

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

Se cunoaște și viteza de trecere prin punctele impuse.

*Se cer:*

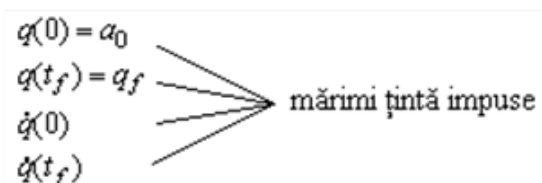
Să se găsească coeficienții funcțiilor polinomiale de gradul 3 care să asigure o conducere lină între cele două puncte via impuse pentru elementele cuplei cinematice respective.

*Rezolvare:*

Se alege o funcție polinomială:

$$q(t) = a_0 + a_1t + a_2t^2 + a_3t^3 \quad (4.28)$$

Se cunosc:



Se formează sistemul:

$$\begin{cases} q(0) = a_0 \\ q(t_f) = a_0 + a_1 t_f + a_2 t_f^2 + a_3 t_f^3 = q_f \\ \dot{q}(0) = a_1 \\ \dot{q}(t_f) = a_1 + 2a_2 t_f + 3a_3 t_f^2 \end{cases} \quad (4.29)$$

Se rezolvă sistemul și se obțin soluțiile:

$$\begin{aligned} a_0 &= q_0 \\ a_1 &= \dot{q}(0) \\ a_2 &= \frac{3}{t_f^2} [q_f - q_0] - \frac{2}{t_f} \dot{q}(0) - \frac{1}{t_f} \dot{q}(t_f) \\ a_3 &= \frac{2}{t_f^3} [q_f - q_0] - \frac{1}{t_f^2} [\dot{q}(t_f) - \dot{q}(0)] \end{aligned} \quad (4.30)$$

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

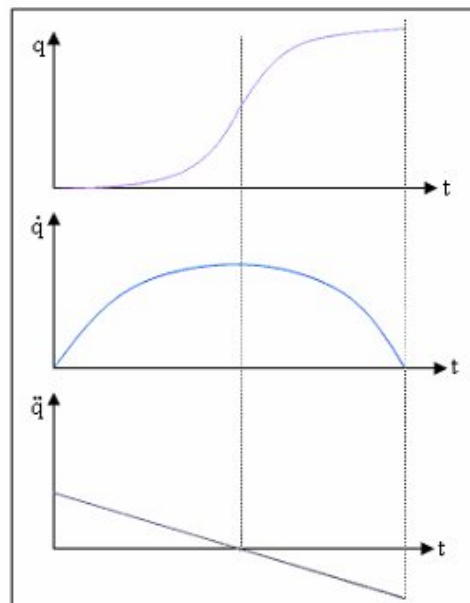


Fig.4.14. Exemplu de alură pentru o polinomială de ordinul 3



În fig.4.14 se arată un exemplu de alură pentru o polinomială de ordinul 3, ca lege de mișcare începută din repaos și oprită în punctul final ( $t_0 = t_f = 0$ ).

*Exemplul 2: Funcția conducere cu profil trapezoidal de viteze.*

Este cazul cel mai frecvent utilizat în conducerea unui robot în coordonate c.c.c. Este cazul particular în care funcția polinomială utilizată este de ordinul 2. Pentru acest caz alura curbelor aferente poziției, vitezei și accelerației sunt ca cele reprezentate în fig.4.8.b. În acest caz elementele articulației evoluează cu accelerat de la 0 la  $t_1$ , cu viteză constantă de la  $t_1$  la  $t_2$  și uniform încetinit de la  $t_2$  la  $t_f$ .

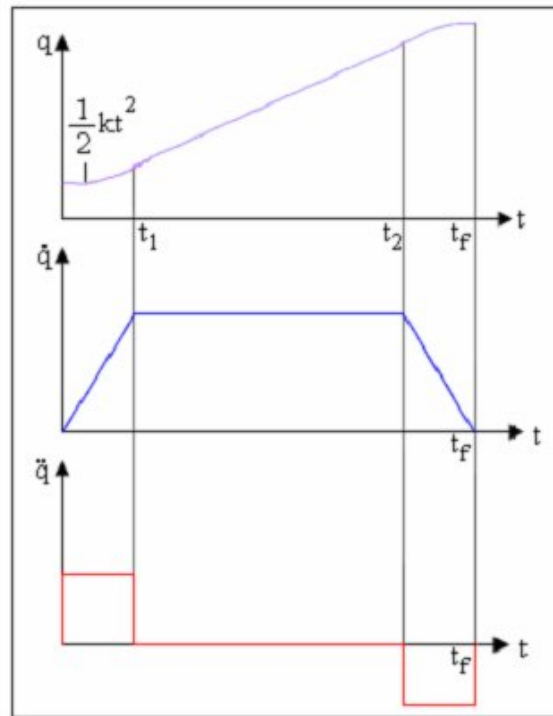


Fig.4.8.b. Mișcare după un profil trapezoidal de viteză

*Datele problemei:*

Se cunosc punctul inițial și cel final în deplasare și motorul de acționare al cuplei cinematice conducătoare.

Se cere profilul de viteze după care trebuie conduse elementele axei.

*Rezolvare:* Pornind de la parametrii motorului se pot calcula vitezele și accelerațiile maxime obținabile. De regulă, se dorește pornirea cu viteza și accelerația maxime și atingerea vitezei maxime posibile (pentru a se realiza productivitatea maximă). Cu  $a_{\max}$  și  $v_{\max}$  se calculează în momentele  $t_1$  și  $t_2$  în care începe și, respectiv, se termină porțiunea liniară a curbei  $q(t)$ .

*Observații:*

- 1) În cazul conducerii cu profil trapezoidal de viteză trebuie asigurat câte un interval de timp pentru accelerare și, respectiv, pentru decelerare, în orice situație. Cazul limită este cel redat în fig.4.13. În această situație accelerația este mică și nu se

mai ajunge la deplasarea cu viteză constantă; mișcarea constă dintr-o accelerare până la viteza maximă și apoi o decelerare de la viteza maximă la 0. În acest caz trebuie însă asigurat ca intervalul  $0 - t_f$  să fie mai mare decât  $2t_{acc}$ , unde  $t_{acc}$  este intervalul de timp necesar accelerării cuplei cu accelerația dată, de la 0 la  $v_{max}$ .  $t_{acc}$  este calculabil.

- 2) În situația limită din fig.4.13, pe graficul  $q(t)$  lipsește porțiunea liniară. Graficul  $q(t)$  se compune din numai două arce de parabolă racordate.
  - 3) Cu cât accelerația este mai mare, cu atât  $t_{acc}$  este mai scurt și porțiunea liniară e mai lungă. Cu cât accelerația este mai mică, cu atât  $t_{acc}$  e mai lung și porțiunea liniară mai scurtă.
8. Generarea mișcării în coordonate c.c.c. Concluzii, avantaje, dezavantaje pentru conducerea în coordonate c.c.c. pp.107-109

#### 4.9.4. Generarea mișcării în coordonate c.c.c.

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

Cu o frecvență cuprinsă între 20 Hz și 200 Hz (în funcție de viteza de calcul a calculatorului) se calculează valorile  $q(t)$ ,  $\dot{q}(t)$  și  $\ddot{q}(t)$ , parametrii cinematici ai mișcărilor (valori ce trebuie atinse în mișcare la diferite momente). Sunt generate astfel puncte ale traiectoriei descrise de elementele mecanice și vitezele/accelerațiile aferente.

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

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

```

t = t0;
buclă: așteaptă după noul interval de interpolare
t = t + Δt;
q(t), q̇(t), q̈(t) {valorile coordonatelor q și ale derivatelor lor în momentul t}
dacă t = tf părăsește buclă;
dacă t < tf continuă buclă;
end.

```

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

*Concluzie:* GT generează puncte prin care trebuie să treacă elementele fiecărei articulații între  $t_0$  și  $t_f$ , specificând și vitezele și accelerațiile aferente. Elementele

mecanice descriu și ele câte o traiectorie: arc de cerc, linie dreaptă, (după tipul cuplelor cinematice - de rotație sau de translație).

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

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

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

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

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

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

Între mișcările elementelor ce constituie o cuplă cinematică și elementele celorlalte articulații nu există de fapt decât o singură legătură: de regulă, încep și se termină simultan. Mișcările tuturor elementelor se desfășoară concomitent, dar sunt și cazuri în care unele elemente se află în repaos când altele se deplasează.

#### 4.9.6. Avantajele conducerii unui robot în coordonate c.c.c.

*Principalele avantaje* ale acestui mod de conducere sunt:

- specificarea și generarea traiectoriei se realizează direct în variabilele (coordonatele) care sunt reglate la nivelul sistemelor de conducere locale;
- coeficienții funcțiilor conducere se calculează simplu;
- timpul de calcul pentru generarea mișcărilor de prescriere pentru sistemele de conducere locale (valorile momentane ale funcțiilor  $q(t)$  și derivatelor) este redus, foarte aproape de timpul real (adică uneori se pot executa calculele și online);
- nu apar situații în care mecanismul să devină degemerat.

*Notă:* Mecanismul devine degenerat dacă pentru o anumită situație a punctului caracteristic în spațiul operațional se obține, cu analiza cinematică inversă, pentru cel puțin una dintre coordonatele c.c.c. valoarea  $q = \infty$ . Fiind condus direct în coordonate c.c.c., este evident că, robotului i se prescriu mereu valori reale și finite ale coordonatelor.

*Observație:* mișcările elementelor mecanice sunt comandate la nivelul fiecărei articulații separat, în mod independent. În realitate elementele cuplelor cinematice conducătoare nu se pot mișca independent, între ele existând cuplaje (exprimate prin ecuații neliniare foarte complicate). De efectul acestor cuplaje trebuie ținut cont. În structura sistemelor de conducere locale sunt introduse regulatoarele care se proiectează astfel încât să se țină cont și de aceste cuplaje.

#### **4.9.7. Dezavantajele conducerii unui robot în coordonate c.c.c.**

*Principale dezavantaje:*

- mișcarea se urmărește la nivelul cuplelor cinematice conducătoare, iar mișcarea punctului caracteristic se obține ca rezultat al mișcărilor independente urmărite pe fiecare axă;
- nu se urmărește direct mișcarea punctului caracteristic, ci pentru elementele ce constituie fiecare cuplă cinematică conducătoare se alege câte o funcție conducere independentă, iar GT generează câte o lege de mișcare pentru elementele fiecărei articulații. Mișcările se execută simultan.

*Consecință:* traiectoria punctului caracteristic se obține ca rezultat al tuturor mișcărilor, este greu de exprimat analitic, este greu de anticipat și e o curbă greu de urmărit în spațiul vizual uman. De aceea, în acest mod de conducere, operatorul uman trebuie să garanteze, de la bun început, că desfășurarea etapelor procesului tehnologic are loc astfel încât în nici un moment să nu survină pericolul de coliziune.

Exemplul clasic de utilizare a acestui mod de conducere este în cazul robotului de sudură în puncte, la care interesează numai atingerea tuturor punctelor în care trebuie aplicată sudura (cu o orientare adecvată a efectorului final) și nu interesează pe ce traseu se deplasează efectorul final între două puncte (iar evitarea coliziunilor trebuie asigurată anticipat). Interesează, desigur, și asigurarea deplasării line.

#### **4.10. 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 aferent se calculează pozițiile, vitezele și accelerațiile de la nivelul cuplelor cinematice conducătoare, iar aceste

## 4.10. 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 aferent se calculează pozițiile, vitezele și accelerațiile de la nivelul cuplelor cinematice conducătoare, iar aceste valori se transmit ca valori prescrise sistemelor de conducere locală, care acționează fiecare articulație.

### 4.10.1. Generarea mișcării în coordonate carteziane

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

```
t=t0;  
bucLă: așteaptă pentru noul interval de interpolare  
t=t+ Δ t; {incrementează timpul}  
H(t), Ḣ(t), Ḧ(t) {valorile situații vitezei și accelerației punctului caracteristic la momentul t  
(expresii matriciale)}  
Q(t), J(t), J-1[H(t)] {calculul soluțiilor în coordonate c.c.c. obținute cu analiza cinematică inversă,  
respectiv cu inversul Jacobianului}  
dacă t = tr then părăsește bucla;  
dacă t < tr continuă bucla;  
end.
```

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

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

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

### 4.10.2. Specificarea mișcării în cazul conducerii în coordonate carteziane

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

#### 4.10.2.1. Etapa de determinare a punctelor de definire a traiectoriei carteziane

Această etapă presupune deosebirea a două situații diferite:

- a) *când se cunoaște expresia analitică a traiectoriei.* În acest caz, se calculează, din expresia cunoscută, diferite puncte care trebuie atinse în diferite momente de timp. Modul de alegere a punctelor poate fi arbitrar sau impus de anumite considerente specifice procesului.

#### 4.10.5. Metoda de conducere în spațiul cartezian cu orientare în c.c.c. (JOCM – Joint Oriented Cartesian Motion)

În acest caz, la specificarea mișcării se calculează întâi puncte de definiție ale traiectoriei carteziene impuse. Din aceste puncte, cu analiza cinematică inversă, se calculează seturi de coordonate articulare aferente. Apoi, se alege câte o funcție conducere la nivelul fiecărei cuple cinematice conducătoare și se procedează la generarea traiectoriei la nivel articular.

Funcțiile conducere sunt (de obicei) polinomiale de grad mic. Conducerea se efectuează urmărind mișcarea numai la nivelul axelor. Reglajul se asigură numai cu verificarea acurateții mișcărilor elementelor cuplelor cinematice conducătoare.

Această metodă este cel mai frecvent utilizată pentru că necesită un volum de calcule mult mai scăzut.

Principalul dezavantaj al metodei este că se pierde din acuratețea urmării traiectoriei carteziene impuse. Au fost, însă, puse la punct metode rapide, cu calcule iterative, prin care se face corecția erorilor carteziene.

*Observație:* această metodă se aseamănă cu metoda de conducere în coordonate c.c.c. Deosebirea constă în aceea că, față de conducerea în coordonate articulare se folosesc mult mai multe puncte exacte de pe traiectoria carteziană, cărora li se aplică analiza cinematică directă.

#### 4.11. Problema timpului de calcul

Esența conducerii unui robot constă în prescrierea mișcării și punerea în mișcare a sistemului mecanic.

Orice sistem mecanic are una sau mai multe frecvențe de rezonanță.

Conducerea unui robot se realizează cu mijloace numerice (digitale). La comanda numerică, comenzile către sistemul mecanic se aplică în momente discrete (distincte), cu toate că se folosesc funcții line în conducere.

*Observație:* sugestiv, se poate asemui modul de aplicare al comenzilor către sistemul mecanic cu ritmul de funcționare sacadat al unei mașini de cusut.

La aplicarea unei comenzi de trecere de la un punct la altul, în momentul aplicării comenzii apare un anumit șoc. Șocul este mai mare sau mai mic în funcție de metoda de conducere utilizată.

Dacă frecvența de comandă de trecere de la o situație impusă la alta se alege astfel încât:

$$f_{\text{generare}} \cong f_{\text{rez}} \quad (4.52)$$

se produce excitarea pe una dintre frecvențele de rezonanță  $f_{\text{rez}}$  ale sistemului mecanic și intrarea în oscilație a acestuia.

Pentru a evita excitarea pe  $f_{rez}$  a sistemului mecanic este necesar ca generarea comenzilor de trecere de la un punct la altul să se facă cu o frecvență:

$$f_{generare} \geq 10 \times f_{rez} \quad (4.53)$$

sau

$$T_{generare} \leq \frac{1}{10} T_{rez} \quad (4.54)$$

Din relația (4.54) rezultă că ideal ar fi ca, în conducere, toate calculele aferente găsirii unui nou punct de prescriere să fie efectuate într-un timp mai scurt decât  $T_{rez}/10$ .

În cazurile cele mai rapide  $T_{rez} = 8 \dots 10$  ms, adică  $T_{rez}/10 = 0,8 \dots 1$  ms. Un astfel de interval de timp necesar pentru efectuarea tuturor calculelor aferente conducerii unui robot la un nou punct de prescriere este o restricție severă. Problema apare cu mai mare acuitate în cazul conducerii în coordonate carteziene cu orientare în coordonate carteziene.

O astfel de restricție impusă duratei de efectuare a calculelor ( $\leq 1$  ms, calcule în timp real) este severă pentru orice tip de calculator .

#### 4.11.1. Procedura de efectuare a calculelor

În comanda numerică, ca procedeu general, se folosește discretizarea: întreaga durată a procesului de conducere se împarte în intervale egale și cât mai scurte de timp. Un astfel de interval a fost numit în software *felie de timp*, iar în automatică *perioadă de discretizare*, fiind notată uzual cu  $T$ . În alte discipline tehnice se folosește și denumirea *perioadă de eșantionare* (fig.4.21).

Principial, pe durata fiecărei perioade de discretizare, trebuie să se efectueze toate calculele aferente conducerii, pentru câte un pas al mișcării. Din considerentele arătate anterior trebuie să se aleagă:  $T \leq T_{rez}/10$ .

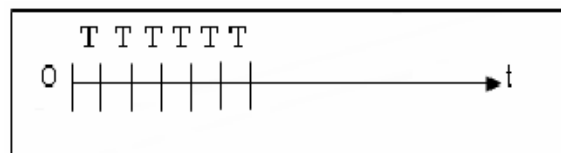


Fig.4.21. Împărțirea în perioade de discretizare

În acționările moderne, un sistem de acționare comandat numeric este considerat rapid dacă operează cu o perioadă de discretizare de  $T = 0,8 \div 1$  ms. Sistemul de acționare asigură însă numai conducerea nemijlocită a elementelor cuplelor cinematice conducătoare. Evident este că, în acest interval de timp, nu se pot efectua toate calculele aferente conducerii robotului la un nou punct de prescriere.

Trebuie efectuate toate calculele pentru specificarea, generarea și conducerea nemijlocită a mișcării.

Această aparentă imposibilitate, de se a efectua pe durata unui interval de timp  $T$  toate calculele, se evită adoptând ca **procedeu general** soluția de a se executa în  $T = 0,8 \dots 1$  ms numai calculele aferente conducerii nemijlocite în (calculele din sistemele de conducere locală).

Pentru celelalte calcule se procedează în următoarele moduri:

**I. În cazul în care procesul tehnologic se cunoaște apriori cu exactitate, calculele se efectuează off-line:**

a) *în cazul conducerii în coordonate carteziene*

Programatorul (operatorul uman) cunoaște cu exactitate procesul tehnologic și impune punctului caracteristic o traiectorie optimală, realizând off-line programul de conducere pe traiectorie carteziană (calculând  $D(r)$ , paragraful 4.10.3). Se incrementează (off-line) variabila  $t$ , respectiv  $r$ , și cu valorile succesive ale acestora se calculează șirul de matrici  $D(r)$  aferente. Cu matricile  $D(r)$  astfel calculate se găsește secvența de situații POZ  $k$  pe care trebuie să le ocupe punctul caracteristic în fiecare  $t$ .

Pentru fiecare situație carteziană calculată se aplică analiza cinematică inversă și se găsesc coordonatele articulare  $q_{ij}$ ,  $i=1 \div 6$  aferente. În final, se memorează

coordonatele articulare aflate prin calcul, iar la momentul execuției mișcării se preiau aceste valori din memorie.

b) *în cazul conducerii în coordonate c.c.c.*

Procesul tehnologic impune trecerea prin anumite puncte carteziene. Cu analiza cinematică inversă se calculează, din punctele impuse, coordonatele c.c.c. aferente. Pentru fiecare cuplă cinematică conducătoare se alege apoi câte o funcție (polinomială) și se calculează coeficienții acestor funcții, pornind de la valorile rezultate din punctele impuse de proces.

Calculul șirului de puncte concrete de trecere pe parcursul mișcării este efectuat de generatorul de traiectorie, pe baza funcțiilor conducere alese, și se poate face, în multe cazuri, și on-line.

*Observație:* metoda b) se poate aplica și în cazul conducerii în coordonate carteziene cu orientare în coordonate c.c.c.

Metoda I se poate aplica numai dacă procesul tehnologic este foarte bine cunoscut și nu apar situații necunoscute, neprevăzute și/sau ramificații de tipul: „dacă,..., atunci,..., altfel...”, iar situațiile obiectelor din spațiul de lucru al robotului sunt riguros respectate (disciplină tehnologică).



## II. În cazul unor procese tehnologice complexe sau incomplet cunoscute apriori.

Modul de desfășurare a unora dintre etapele procesului tehnologic pot depinde de evenimente petrecute pe parcursul derulării sale. Disciplina tehnologică este deseori încălcată, pot să apară obstacole, situații neprevăzute etc. În astfel de cazuri, situațiile succesive ale punctului caracteristic nu pot fi calculate off-line, ci trebuie calculate on-line.

Întrucât calculele pentru câte un punct exact al traiectoriei nu se pot efectua la fiecare  $T$ , se adoptă soluția de a calcula câte un punct (exact) numai la fiecare  $N$  perioade de eșantionare (tipic  $N = 25 \div 30$ ). Calculele pentru următorul punct prescris pentru mișcări se efectuează în avans cu câțiva pași (1-2 etape de proces, dacă e posibil).

Pentru conducerea nemijlocită (conducerea cu controlerul de ax, vezi fig.2.1) trebuie, însă, respectată strict durata perioadei  $T = 0,8 \dots 1$  ms. Asta înseamnă că la fiecare  $T$  trebuie să apară, pentru fiecare sistem de conducere local, câte o mărime de prescriere. Puncte de prescriere exacte sunt însă calculate numai la fiecare  $N \cdot T$  !

În aceste situații se folosește o metodă cu care, între două puncte de prescriere exacte (calculate la intervale  $N \cdot T$ ), se calculează puncte de prescriere suplimentare cu un procedeu de interpolare liniară (vezi paragraful 4.11.2), prin care volumul de calcule este mult redus.

## III. În cazul în care se efectuează și calcule de dinamică

Timul necesar efectuării calculelor pentru determinarea unui nou punct al deplasării este extrem de lung. În astfel de situații se procedează la oprirea robotului într-un punct cartezian (într-o situație) și se așteaptă terminarea calculelor aferente punctului următor.

### 4.11.2. Interpolarea liniară

Fie două puncte, din spațiul cartezian,  $F_0$  și  $F_1$ , calculate exact într-un interval de timp  $N \cdot T$  de către generatorul de traiectorie. Cu analiza cinematică inversă se calculează  $q_{0i}$  și  $q_{1i}$ ,  $i = 1 \div 6$ , seturile de valori în coordonate c.c.c. (articulare), aferente punctelor considerate.

Între punctele de prescriere exacte calculate în coordonate c.c.c. se mai calculează, pentru fiecare axă, puncte de prescriere intermediare *pseudoexacte*, folosind relația:

$$q_i(t) = q_{1i} - (T_1 - t) \cdot (q_{1i} - q_{0i}) / T_1 \quad (4.55)$$

unde:

$q_i(t)$  – legea de variație în timp a valorilor coordonatei articulare  $i$ ;

$q_{1i}$ ,  $q_{0i}$  – puncte de prescriere exacte;

$T_1$  – intervalul de timp necesar deplasării între cele două puncte;

$t$  – timpul curent.

$i = 1 \div 6$ , pentru cazul unui robot uzual cu 6 axe.

Relația  $q_i(t)$  (4.55) este liniară în timp, adică între două puncte de prescriere exacte se asigură o mișcare cu viteză constantă pe fiecare axă.

Calculul este efectuat de un bloc dedicat numit *interpolator* (vezi cap.II, fig.2.3).

El poate fi un bloc software sau un microcalculator. Prin introducerea acestuia se generează, către sistemele de conducere locală de la nivelul axelor robotului, câte un punct de prescriere, exact sau pseudoexact, la fiecare  $T$ .

*Observații:*

- 1) Pentru regulatoarele care execută conducerea nemijlocită a axelor, trebuie generat câte un punct de prescriere la fiecare  $T$ . Folosind interpolarea liniară, majoritatea dintre acestea sunt pseudoexacte, dar la fiecare  $N \cdot T$  se transmite și câte un punct exact;
- 2) Interpolatorul poate fi inclus fie în generatorul de traiectorie, fie în controlerul de ax (fig.2.3);
- 3) Folosind puncte de prescriere pseudoexacte, desigur că acuratețea trecerii prin punctele carteziene impuse poate fi afectată. Există, însă, procedee de determinare (prin calcul) a numărului minim de puncte de prescriere exacte ce trebuie cunoscute și utilizate în conducere, pentru ca între ele să se poată proceda la interpolarea liniară și acuratețea deplasării în spațiul cartezian să se mențină în limite admise.

#### 4.11.3. Algoritm de determinare al numărului minim de puncte exacte de pe o traiectorie spațială, cu care se asigură o deviere limitată

În cazul utilizării interpolării liniare, folosindu-se puncte de prescriere pseudoexacte, poate să rezulte o deviere inacceptabilă de la traiectoria spațială impusă. Situația se poate reprezenta ca în fig.4. 22.

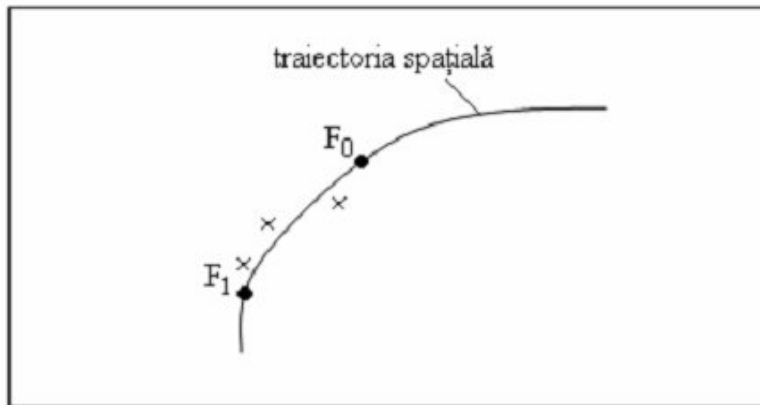


Fig.4. 22. Puncte din spațiul cartezian situate pe și în afara traiectoriei impuse

În fig.4. 22  $F_0$  și  $F_1$  sunt două puncte exacte de pe traiectoria carteziană impusă. Acestea sunt calculate la intervale de timp  $N \cdot T$ . Între cele două puncte exacte, situate

# **Electronica de putere in comutatie**

## **Anul III**

### 1. Convertor *buck* în regim CCM.[1] ( schema, forme de undă , pp.98-99).

Factorul de umplere al semnalului rezultat în urma modulării în durată este:

$$\alpha = t_{on} / T_S = u_C / u_{max}, \quad (3.1)$$

unde :  $u_C$  este tensiunea de control;

$u_{max}$  - valoarea maximă a tensiunii liniar variabile;

Convertoarele c.c. – c.c. cunosc două moduri distincte de funcționare:

- cu un curent de sarcină neîntrerupt (*continuous conduction mode – CCM*);
- cu un curent de sarcină întrerupt (*discontinuous conduction mode – DCM*).

Convertoarele c.c. – c.c. fără izolare se vor analiza în aceste două regimuri de funcționare.

### 3.2.1. CONVERTORUL STEP-DOWN ( BUCK)

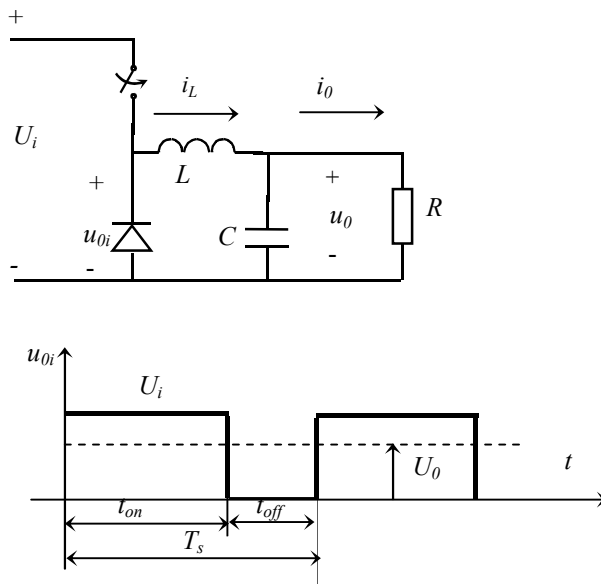


Fig.3.4. Convertorul buck.

Convertorul produce o tensiune de ieșire a cărei valoare medie este mai mică decât a tensiunii de la intrare. În fig.3.4 este prezentat convertorul *buck*, care

debitează pe o sarcină rezistivă. Considerând comutatorul ca un întrerupător ideal, se poate calcula valoarea medie a tensiunii de ieșire,  $U_0$ :

$$U_0 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u_0(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{on}} U_i dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_{on}}^{T_S} 0 dt = \frac{t_{on}}{T_S} U_i = \alpha U_i. \quad (3.2)$$

Ținând cont de relația (3.1), avem:

$$U_0 = \frac{u_C}{u_{max}} U_i = \alpha u_C. \quad (3.3)$$

Prin modificarea factorului de umplere al semnalului de comandă se poate controla valoarea medie a tensiunii de ieșire. Totodată se poate vedea că tensiunea  $U_0$  se modifică liniar cu tensiunea de comandă.

### 3.2.1.1. CONVERTORUL BUCK ÎN REGIM CCM

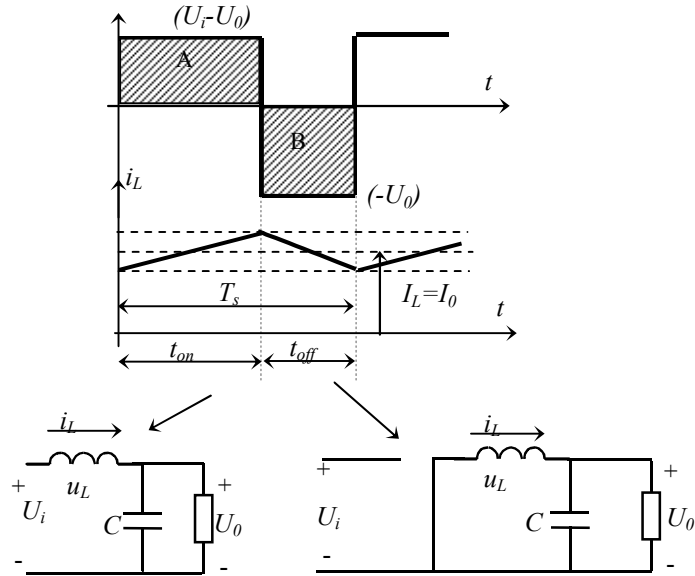


Fig.3.5. Regimul de curent nenrînterupt: a) comutator închis; b) comutator deschis.

### 2. Convertor buck în regim DCM cu $U_i = \text{constant}$ . [1] [ fig.3.7, $U_0 = f(U_i)$ , pp.102-103].

Reprezentarea grafică a acestei relații este redată în figura 3.6b. Păstrând  $U_i, L, T_s$  constante, valoarea maximă a curentului de ieșire pentru care se ajunge la regimul de curent întrerupt se obține pentru  $\alpha = 0,5$ .

$$(I_L)_{L \max} = \frac{T_s U_i}{8L}, \quad (3.9)$$

iar

$$(I_L)_L = 4(I_L)_{L \max} \alpha(1 - \alpha). \quad (3.10)$$

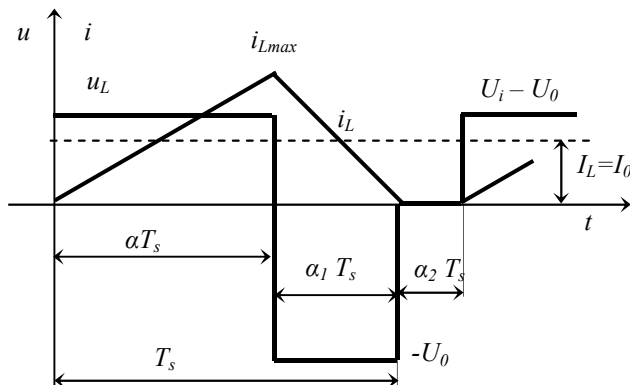


Fig.3.7. Regimul de curent întrerupt.

Dacă  $U_i$  este constant și  $U_0$  este variabil, în funcționarea convertorului apar momente când, în funcție de valoarea lui  $\alpha$ , curentul prezintă discontinuități. Spre exemplu, dacă consumul

de putere de la ieșire scade (adică  $R_S$  crește), valoarea medie a curentului prin bobină scade și se ajunge la situația reprezentată în figura 3.7.

Pentru a ilustra acest fenomen, se va calcula raportul  $U_0/U_i$  și se va pune în evidență în ce condiții apare regimul de curent întrerupt, dacă tensiunea de ieșire se modifică.

Din diagrama din figura 3.7 avem:

$$(U_i - U_0)\alpha T_S + (-U_0)\alpha_1 T_S = 0, \quad (3.11)$$

adică

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha_1}. \quad (3.12)$$

Tot din diagramă rezultă:

$$i_{L\max} = \frac{U_0}{L} \alpha_1 T_S, \quad (3.13)$$

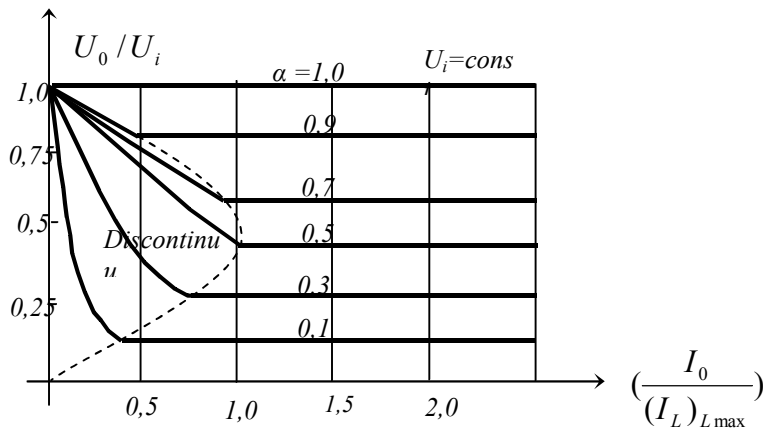


Fig.3.8. Caracteristica convertorului buck la  $U_i = \text{const.}$

$$I_0 = i_{L\max} \frac{(\alpha T_S + \alpha_1 T_S)}{2} \frac{1}{T_S} = i_{L\max} \frac{(\alpha + \alpha_1)}{2}. \quad (3.14)$$

Ținând cont de relația (3.13), rezultă:

$$I_0 = \frac{U_0 \alpha_1 T_S (\alpha + \alpha_1)}{2L} = \frac{U_i T_S}{2L} \alpha \alpha_1 = 4(I_L)_{L\max} \alpha \alpha_1, \quad (3.15)$$

### 3. . Pulsațiile tensiunii de ieșire la convertorul buck.[1,pp. 106-107].

Pulsația, vârf la vârf, a tensiunii pe condensator este:

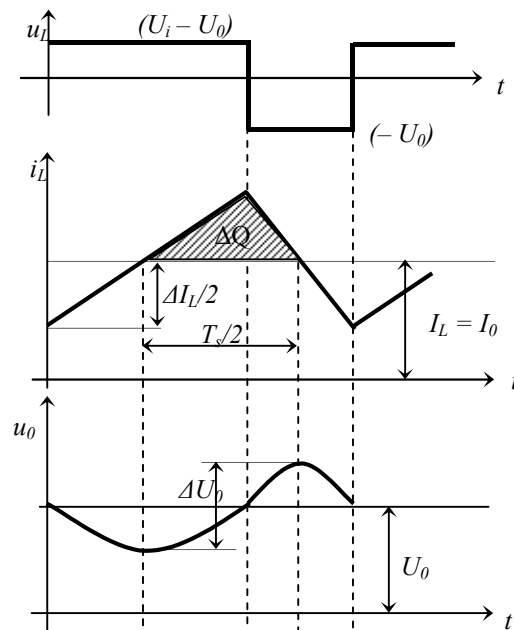


Fig.3.10. Pulsațiile tensiunii pe condensatorul de filtraj.

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} \quad (3.23)$$

Cum pe intervalul  $t_{off}$  este valabilă relația:

$$U_0 = L \frac{\Delta I_L}{t_{off}}, \quad \Delta I_L = \frac{U_0(1-\alpha)T_s}{L},$$

pulsația tensiunii este:

$$\Delta U_0 = \frac{T_s(1-\alpha)T_s U_0}{8LC}, \quad (3.24)$$

iar

$$\frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{1}{8} T_s^2 \frac{1-\alpha}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-\alpha) \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2, \quad (3.25)$$

unde

$$f_s = \frac{1}{T_s}, f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Relația (3.25) ne arată că amplitudinea pulsațiilor poate fi minimizată dacă frecvența  $f_c$  a filtrului trece jos este mult mai mică decât  $f_s$ . Se mai observă că amplitudinea pulsațiilor nu depinde de valoarea curentului de sarcină.

### 3.2.2.CONVERTORUL STEP-UP (BOOST)

Convertorul *boost* se utilizează la construcția surselor de alimentare care oferă tensiune stabilizată de valoare medie mai mare decât a tensiunii de intrare. În figura 3.11 se prezintă schema de principiu a acestui convertor.

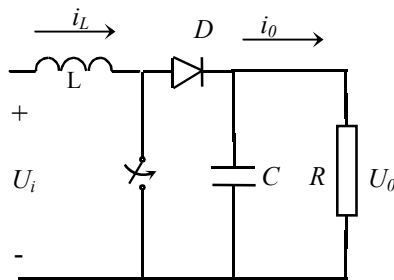
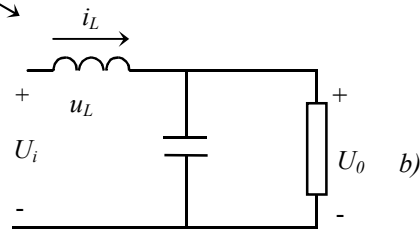
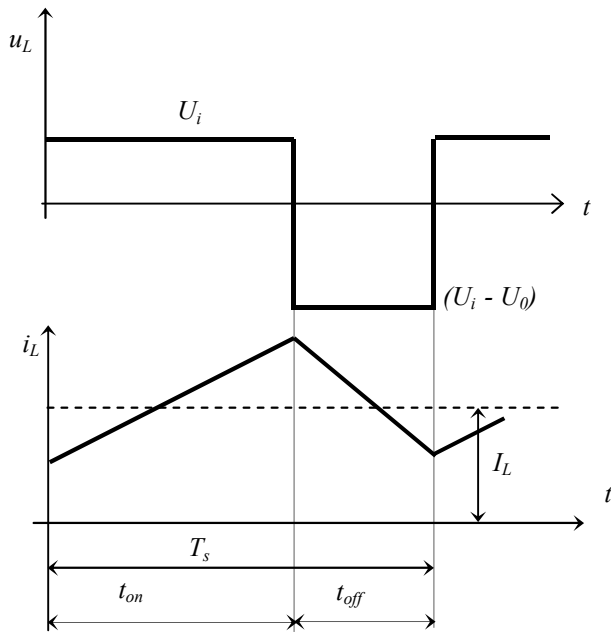


Fig.3.11. Convertorul Boost.

Când comutatorul este închis, dioda este invers polarizată, iar tensiunea de la intrare creează curent doar prin inductanța  $L$ . Circuitul de sarcină este izolat de circuitul de intrare. Când comutatorul se deschide, etajul de la ieșire primește energie atât de la bobină, cât și de la sursa de alimentare  $U_i$ . În regim permanent

#### 4. Convertorul *boost* în regim CCM .[1] ( schema, forme de undă , pp.108-109).

Figura 3.12 redă principalele forme de undă ce caracterizează acest regim de funcționare. Cum integrala de timp a tensiunii la bornele inductanței, pe o perioadă, este nulă, putem scrie:



$$U_i t_{on} + (U_i - U_0) t_{off} = 0,$$

$$U_i (t_{on} + t_{off}) = U_0 t_{off}.$$

$$(3.26)$$

Împărțind fiecare membru cu  $T_s$ , avem:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - \alpha}.$$

$$(3.27)$$

Dacă pierderile de putere pe comutator sunt nule ( $P_i = P_0$ ):

$$U_i I_i = U_0 I_0,$$

$$(3.28)$$

și

$$\frac{I_0}{I_i} = 1 - \alpha.$$

$$(3.29)$$

Și la acest convertor, ca urmare a modificării în limite largi a curentul cerut de consumator, se poate ajunge în zona în care curentul poate trece de la regimul de curent neîntrerupt la regimul de curent întrerupt. Figura 3.13 redă formele de undă pentru cazul limită.

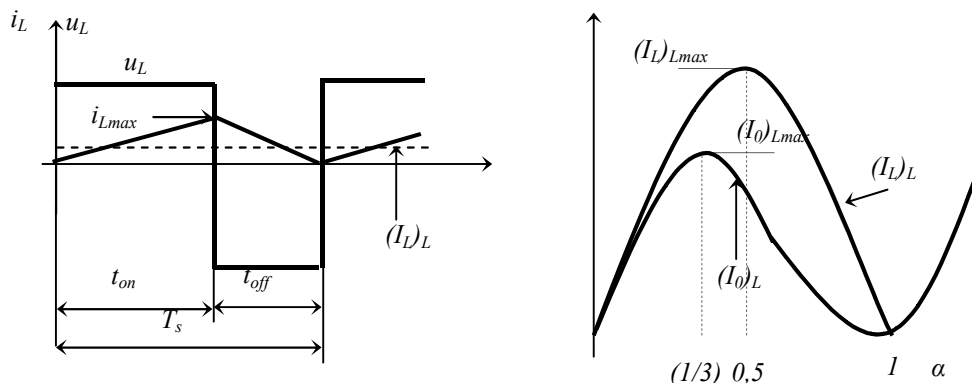


Fig.3.13. Convertorul boost la limita de continuitate.



S-a reprezentat situația când curentul  $i_L$  se anulează chiar în momentul în care se sfârșește timpul de blocare  $t_{off}$ .

### 5 Pulsațiile tensiunii de ieșire la convertorul *boost*. [1, pp.113].

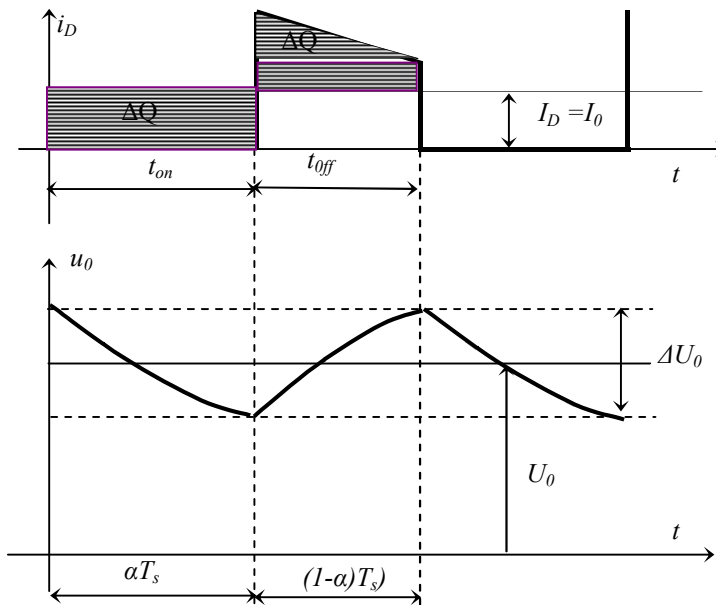


Fig.3.16. Pulsațiile tensiunii de ieșire la convertorul *boost*.

Calculul pulsațiilor tensiunii de la bornele condensatorului de filtraj se face pe baza formelor de undă prezentate în figura 3.16, forme ce caracterizează funcționarea convertorului cu curent neîntrerupt.

Admițând că prin rezistența de sarcină circulă doar valoarea medie a curentului de ieșire, iar prin capacitate componentele variabile în timp ale acestuia, aria hașurată în figura 3.16 reprezintă sarcina electrică  $\Delta Q$  cu care se încarcă condensatorul:

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 T_s \alpha}{C} = \frac{U_0}{R} \frac{\alpha T_s}{C}, \quad (3.43)$$

iar 
$$\frac{\Delta U_0}{U_0} = \frac{\alpha T_s}{RC} = \alpha \frac{T_s}{\tau}, \quad (3.44)$$

### 6. Convertorul *buck – boost* în regim CCM. [1] (schema, forme de undă , pp.114-115).

Convertorul *buck-boost* poate fi obținut prin conectarea în cascadă a două convertoare: unul de tip *buck* și unul de tip *boost*. În regim staționar la ieșirea convertorului pot rezulta tensiuni a căror valoare medie poate fi mai mare sau mai mică decât tensiunea de alimentare de la intrare. Schema convertorului este redată în figura 3.17.

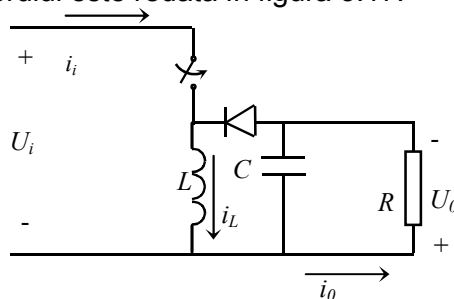


Fig.3.17. Convertorul *buck – boost*.

Când comutatorul este închis, sursa de alimentare  $U_i$  determină creșterea energiei electromagnetice înmagazinate în inductanță. Dioda este blocată. Când comutatorul se deschide, energia din bobină este cedată rezistenței de sarcină. Capacitatea de filtraj se consideră de valoare mare, așa că tensiunea la bornele ei o considerăm tot timpul constantă.

### 3.2.3.1. CONVERTORUL BUCK-BOOST ÎN REGIM CCM

Figura 3.18 redă formele de undă corespunzătoare celor două stări ale comutatorului. Se observă că:

$$U_i \alpha T_s = U_0 (1 - \alpha) T_s,$$

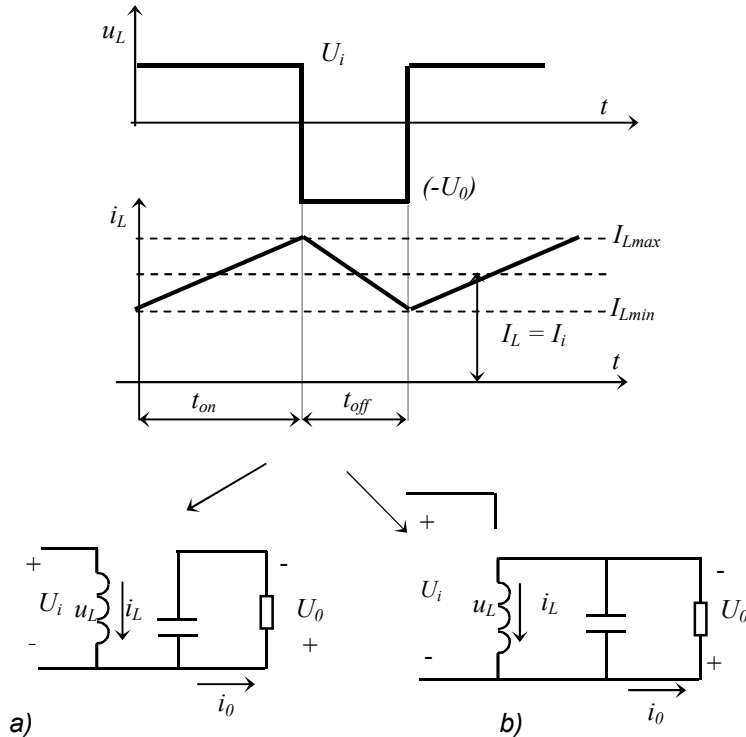


Fig.3.18. Convertorul buck – boost (CCM): a) comutator închis; b) comutator deschis.

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.45)$$

Relația (3.45) arată că raportul între tensiunea de ieșire și cea de intrare este egal cu produsul factorilor de conversie ai celor două tipuri de convertoare

#### 7. Convertorul CUK. [1, pp. 120-121, schema și principiul de funcționare].

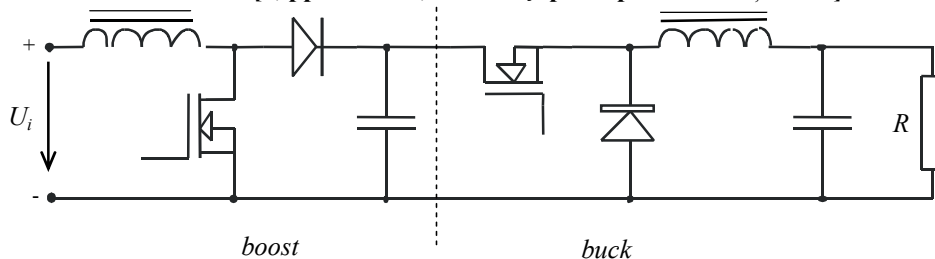


Fig.3.23. Combinație de convertoare boost și buck

Convertorul CUK a fost conceput ca o variantă a convertoarelor *buck* și *boost* conectate în cascadă (fig.3.23), astfel încât să rezulte un convertor la care curentul absorbit de la sursa de alimentare să aibă pulsații mai mici decât la convertorul *boost*, iar curentul de ieșire să aibă pulsații mai mici decât la convertorul *buck*. În plus, acest lucru este realizat doar cu un singur tranzistor.

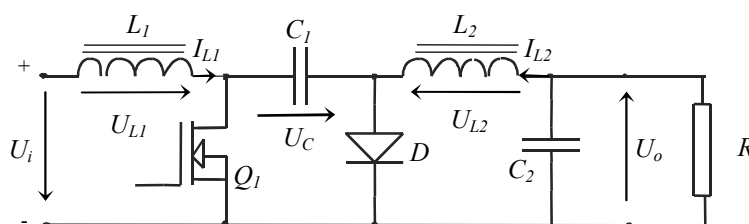


Fig.3.24. Convertorul CUK.

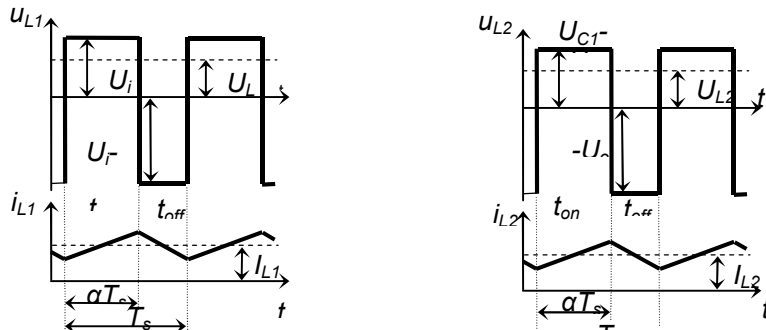


Fig.3.25. Formele de undă caracteristice funcționării convertorului.

Circuitul boost-buck rezultat în figura 3.23 poate fi simplificat, obținându-se configurația din fig.3.24.

În figura 3.25 se prezintă formele de undă ce caracterizează funcționarea convertorului.

**8. Convertorul forward .[1, pp. 148-149, schema și principiul de funcționare].**

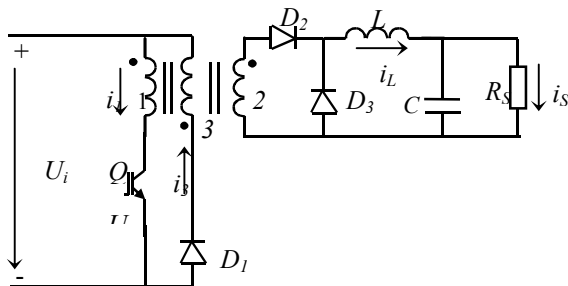


Fig.3.43. Convertorul forward.

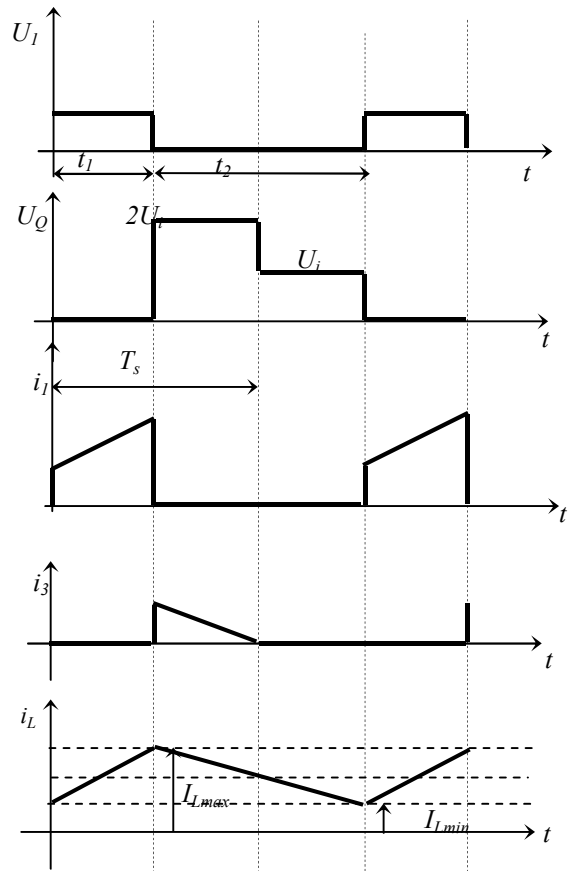


Fig.3.44. Formele de undă pentru convertorul forward.

Schema convertorului și principalele forme de undă ce caracterizează funcționarea sunt redate în figura 3.43 și 3.44.

**9. Convertorul d.c.-d.c. în contratimp. [ 1, pp.157-158, schema și principiul de funcționare].**

Convertorul c.c.-c.c. în contratimp cu transformator este prezentat în figura 3.50. El poate fi echivalat cu două convertoare de tip forward, care lucrează pe aceeași sarcină, în antifază.

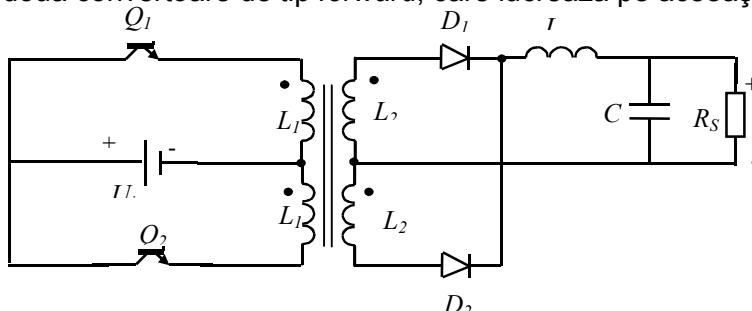


Fig.3.50. Convertor în contratimp.

Formele de undă sunt redată în figura 3.51. Diodele  $D_1$  și  $D_2$  redresează tensiunea din secundar, furnizând împreună curentul care străbate inductivitatea

de filtraj. În intervalul de timp în care tranzistoarele sunt blocate, secundarul transformatorului este scurtcircuitat de către cele două diode, care îndeplinesc în acest moment (în paralel) rolul de element de nul, ele fiind parcurse de curentul generat de energia înmagazinată în inductivitate  $L$ . Când unul din tranzistoare este în stare de conducție, tensiunea pe celălalt este suma tensiunilor din primar, adică  $2U_i$ . Din formele de undă din figura 3.51 se constată că pentru o anumită valoare medie a curentului de sarcină, curentul mediu printr-un tranzistor este jumătate din curentul de sarcină, fapt ce determină o solicitare termică a acestora mult mai mică.

Tensiunea de la ieșire este dată de relația:

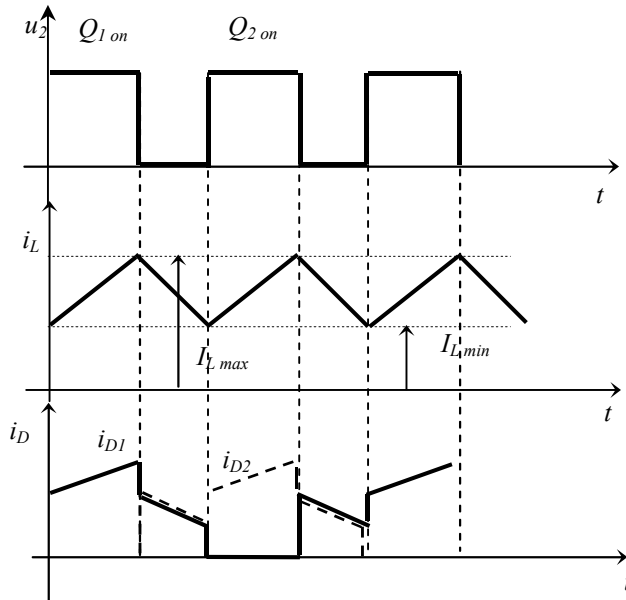


Fig.3.51. Formele de undă aferente convertorului în contratimp.

$$U_s = 2\alpha \frac{U_i}{n}, \quad (3.120)$$

unde:

$\alpha$  este factorul de umplere;  
 $n$  - raportul de transformare.

#### 10. Convertor d.c.- d.c. în contratimp în montaj *semipunte* [ 1, pp.160-161, schema și principiul de funcționare].

Soluția constructivă de tip semipunte (fig.3.53) este foarte larg răspândită pentru că:

- permite conectarea directă la rețeaua de 220V fără transformator de separare;
- oferă posibilitatea egalizării intervalelor de conducție a tranzistoarelor, chiar dacă caracteristicile lor diferă între ele.

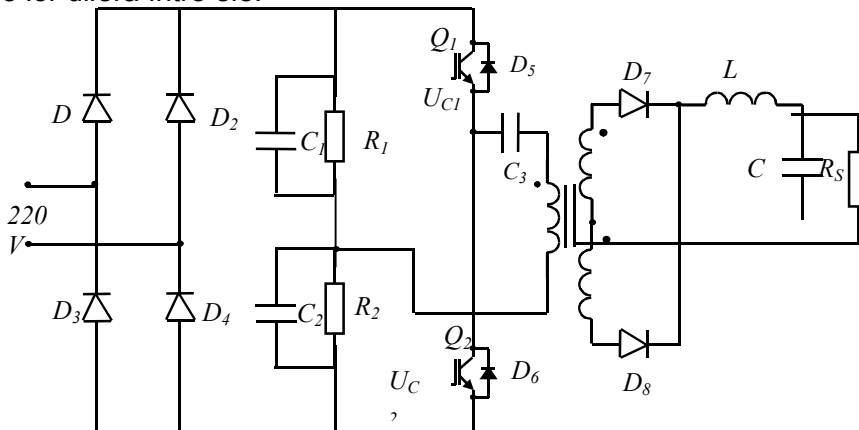


Fig.3.53. Convertor în contratimp în semipunte.

Un capăt al transformatorului este conectat între cele două tranzistoare, iar cel de al doilea este conectat la un punct cu potențial creat de capacitățile  $C_1$  și  $C_2$  a cărei valoare este  $U_i / 2$  ( $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ ). Când  $Q_1$  conduce, capătul de sus al transformatorului ajunge la potențialul pozitiv creat de sursa de alimentare, formată din puntea redresoare ( $D_1 - D_4$ ). Când tranzistorul  $Q_1$  se blochează și intră în conducție  $Q_2$ , se schimbă sensul de circulație al curentului în primar. Prin comanda alternativă a celor două tranzistoare, în primar se va obține o tensiune alternativă în amplitudine de 155V. Se observă că tensiunea pe tranzistoare în stare blocată nu poate depăși valoarea tensiunii de alimentare. La un randament  $\eta = 0,8$ , curentul prin tranzistoare ajunge la valoarea [14]:

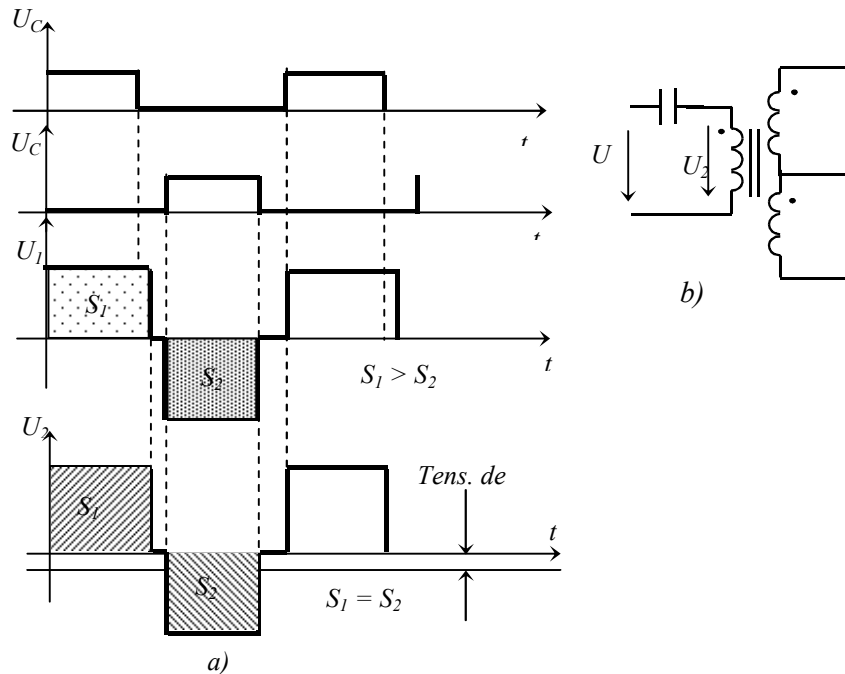


Fig.3.54. Explicativă pentru comportarea tranzistoarelor când nu există condensatorul C (cazul a ) și când este introdus condensatorul (cazul b).

# **Radiocomunicații**

## **Anul III**

1. Definiți parametrii discretizării semnalelor de voce, respectiv audio hi-fi, și determinați debitele corespunzătoare.  
[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/1\\_Multimedia.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/1_Multimedia.PDF), 15-16

### Informația audio (I+II)

#### ■ Standardul muzică stereo (întă calitate)

- standard CD, muzică hi-fi, 20 kHz banda audio
    - 2 canale
      - pentru înregistrare și transmisie stereo
    - $f_E = 44,1$  kHz
      - frecvența de eșantionare, conform teoremei lui Shannon
    - $n = 16$  biți
      - pentru cuantizare cu un RSZ = 96 dB
- ⇒ debit:  $2 \times 44.100 \times 16 = 1.411.200$  biți/s

#### ■ Standardul de voce

- standard telefonie, voce, 3,4 kHz banda audio
    - 1 canal
      - pentru recunoașterea vocii
    - $f_E = 8$  kHz
      - frecvența de eșantionare, conform teoremei lui Shannon
    - $n = 8$  biți
      - pentru cuantizare cu un RSZ = 48 dB
- ⇒ debit:  $1 \times 8.000 \times 8 = 64.000$  bps

2. Definiți și comparați cele două principii de reducere a zgomotului.

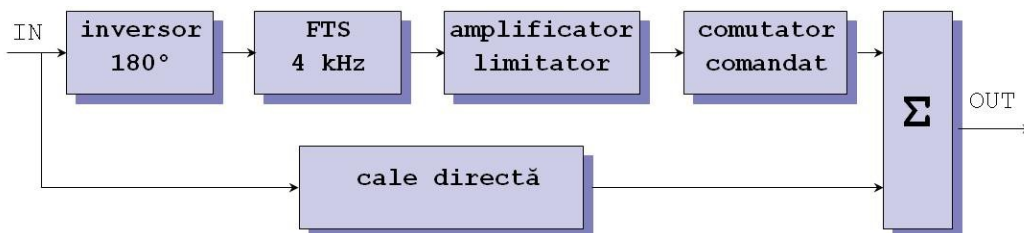
[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/2\\_1\\_Sunetul.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/2_1_Sunetul.PDF), 20-25

### Reducerea zgomotului la redare (I+II)

#### ■ Zgomot = semnal de nivel scăzut și cu frecvență medie spre înaltă

→ un astfel de semnal poate fi identificat și **rejectat** (poartă 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

- pauză între melodii
- muzică înregistrată cu nivel mare
- muzică înregistrată cu nivel mic

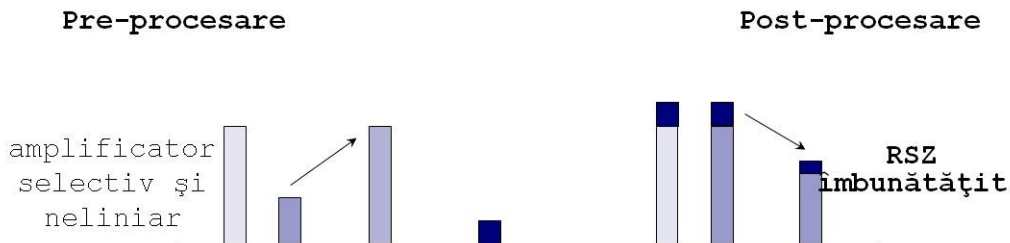
#### ■ Dezavantaj:

- nu poate face diferența între zgomot și semnalul real

### Sisteme de înregistrare – redare cu reducerea zgomotului la redare (I+II)

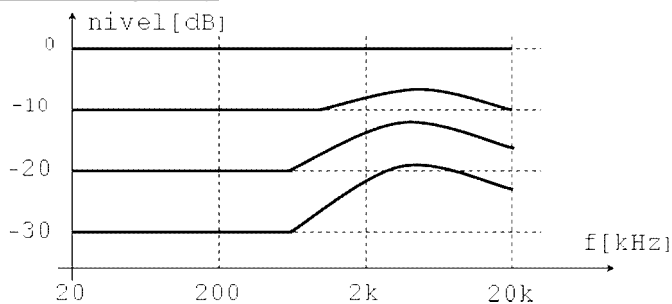
#### ■ Sistemele realizează:

- prelucrarea semnalului **înainte** de înregistrare
- prelucrarea inversă **după** redare

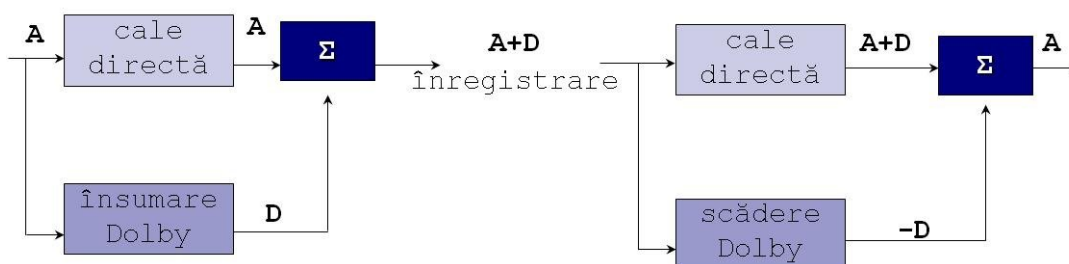


- Avantaj: semnalul real **nu este alterat** și este obținut cu un **RSZ ridicat**
- Dezavantaj: funcționează **doar pe același sistem** (înregistrare și redare)

#### Sistemul Dolby (I+II)



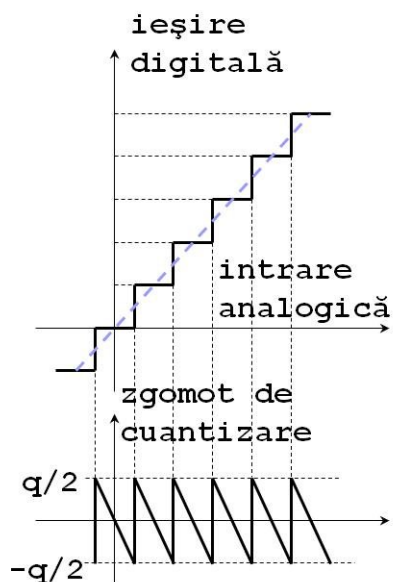
- **Zgomot:**
  - frecvență mare (1 ÷ 15 kHz)
  - nivel scăzut (-20 ÷ -40 dB)
- **Circuite Dolby:**
  - în timpul înregistrării amplifică **neliniar și selectiv**
  - realizează prelucrarea inversă la redarea semnalului
  - **mărește RSZ** cu 9 dB



3. Definiți și comparați tehnicile de cuantizare uniformă și neuniformă.  
[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/2\\_2\\_Sunetul.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/2_2_Sunetul.pdf), 8, 12

#### Cuantizare uniformă





- niveluri de decizie – uniforme (intrare analogică)
- niveluri de cuantizare – uniforme (ieșire digitală)
- trepte de cuantizare (q) - constante
  - pentru semnal de nivel mic
  - pentru semnal de nivel mare
- zgomot de cuantizare (eroare):  $-q/2 \div q/2$

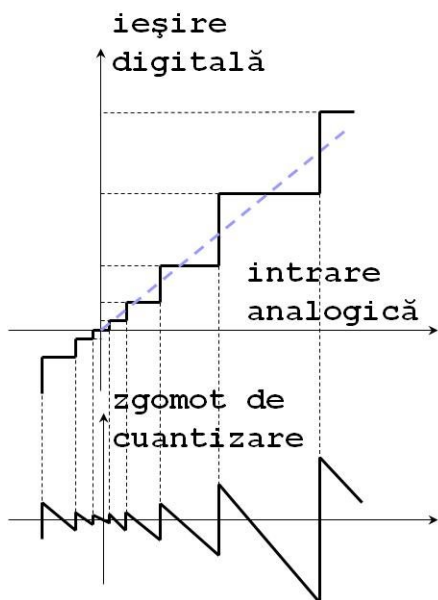
**Rezultat:**

- semnal mic cu eroare constantă → RSZ scăzut
- semnal mare cu eroare constantă → RSZ ridicat

**Concluzie:**

calitate (RSZ de ansamblu) → scăzută

**Cuantizare neuniformă**



- niveluri de decizie (intrare analogică) – neuniforme
- niveluri de cuantizare (ieșire digitală) – neuniforme
- trepte de cuantizare diferite
  - mici pentru semnal de mic
  - mari pentru semnal de mare
- zgomot de cuantizare (eroare): variabil

**Rezultat:**

- semnal mic cu eroare mică → RSZ mare
- semnal mare cu eroare mare → RSZ mare

**Concluzie:**

calitate (RSZ de ansamblu) → ridicată

4. Prezențați structura camerei foto digitale și elementele de reglaj.

[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/3\\_1\\_Imaginea.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/3_1_Imaginea.pdf), 5, 6, 8, 9

**Achiziția imaginii fotografice (II)**

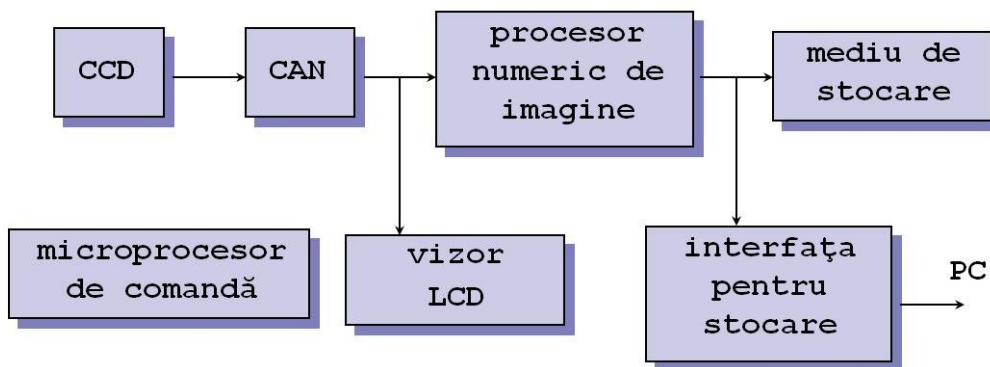
- Achiziția **convențională** a imaginii necesită următoarele componente principale:
  - obiectiv
    - pentru a **focaliza lumina** dintr-o scenă pe un film fotosensibil (argint)
  - diafragmă
    - pentru a controla **cantitatea de lumină** care impresionează filmul
  - obturator
    - pentru a controla  **timpul de expunere** la lumină a filmului

**Achiziția imaginii electronice (I)**

- Imaginea **electronică** este obținută utilizând:
  - elemente tradiționale: obiectiv, diafragmă, obturator
  - componente suplimentare:
    - **CCD**
      - explorarea imaginii și conversia **foto-electrică**
    - **CAN**
      - obținerea **formatului digital** al imaginii
    - **mediu de stocare**
      - memoria electronică, suport **magnetic**

### Camera foto digitală (I+II)

- O cameră digitală portabilă, pentru achiziția imaginilor statice, are următoarele **componente electronice**:

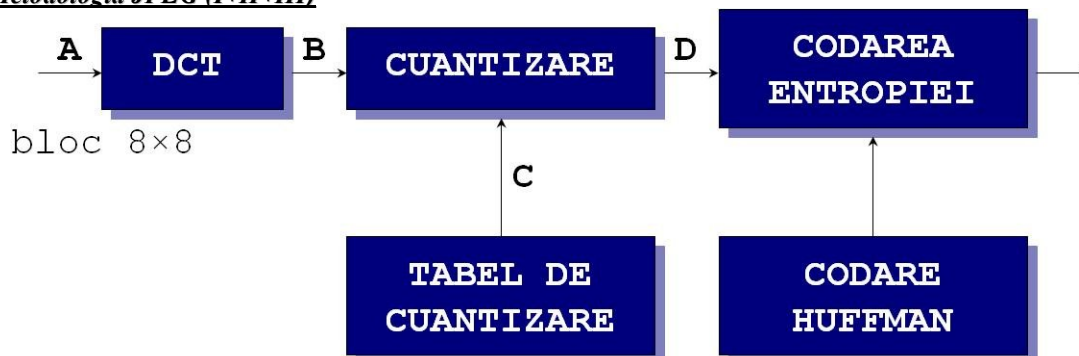


- **CCD**
  - pentru achiziția imaginii (conversie opto-electronică și explorare)
- **CAN**
  - pentru cuantizarea imaginii
- **procesor numeric de imagine**
  - pentru compresia imaginii și conversia formatului
- **sub-sistem de stocare (digitală)**
  - memorie electronică, magnetică sau interfață PC
- **microprocesor de comandă**
  - pentru coordonarea procesului de achiziție (vizor LCD și reglarea automată a focalizării, a diafragmei, a timpului de expunere etc.)

### 5. Prezențați principiul compresiei JPEG.

[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/3\\_3\\_JPEG.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/3_3_JPEG.PDF), 4-8

#### Metodologia JPEG (I+II+III)



- **DCT**
  - transformă blocul cu reprezentare în timp, **A** (multe puncte de date)
  - în blocul cu reprezentare în frecvență, **B** (puține puncte de date – puține componente de frecvență)
- **CUANTIZAREA**
  - reduce neuniform precizia coeficienților (**D**), conform cu tabelul de cuantizare **C** (în algoritmul JPEG sunt implementate **4** tabele):
    - frecvență joasă** cu precizie mare (pași mici, valori nenule)
    - frecvență ridicată** cu precizie mică (pași mari, **majoritar** valori nule)
- **CODAREA DE ENTROPIE**
  - este folosită pentru obținerea compresiei de date
  - este utilizată o explorare în zig-zag pentru obținerea unor **secvențe lungi de zerouri**
    - codarea RLE** (Run-Length Encoding) oferă o compresie excelentă
    - codarea Huffman** este utilizată pentru a obține un factor de compresie mai mare

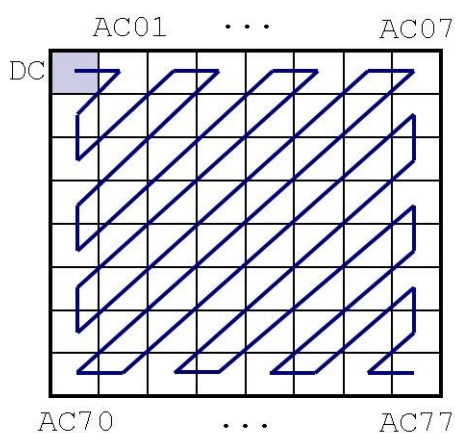
#### Transformata cosinus discretă (I+II)

- **DCT** (asemănător transformatei Fourier) convertește datele
- din **domeniul timp**

- un bloc de 8×8 (pixeli):
  - linii 0 ÷ 7
  - coloane 0 ÷ 7
- în **domeniul frecvență**
  - O matrice de 8×8 coeficienți
  - locația 00
    - coeficient DC
      - componenta continuă a blocului 8×8
  - locațiile 01 ÷ 77
    - coeficienți AC
      - frecvență joasă în colțul din stânga sus
      - frecvență ridicată în rest

Explorarea în zig-zag

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



6. Definiți parametri și componentele semnalului video complex. Reprezentați oscilograma unei linii TV. [https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4\\_1\\_Televiziune.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4_1_Televiziune.PDF), 8, 11, 12

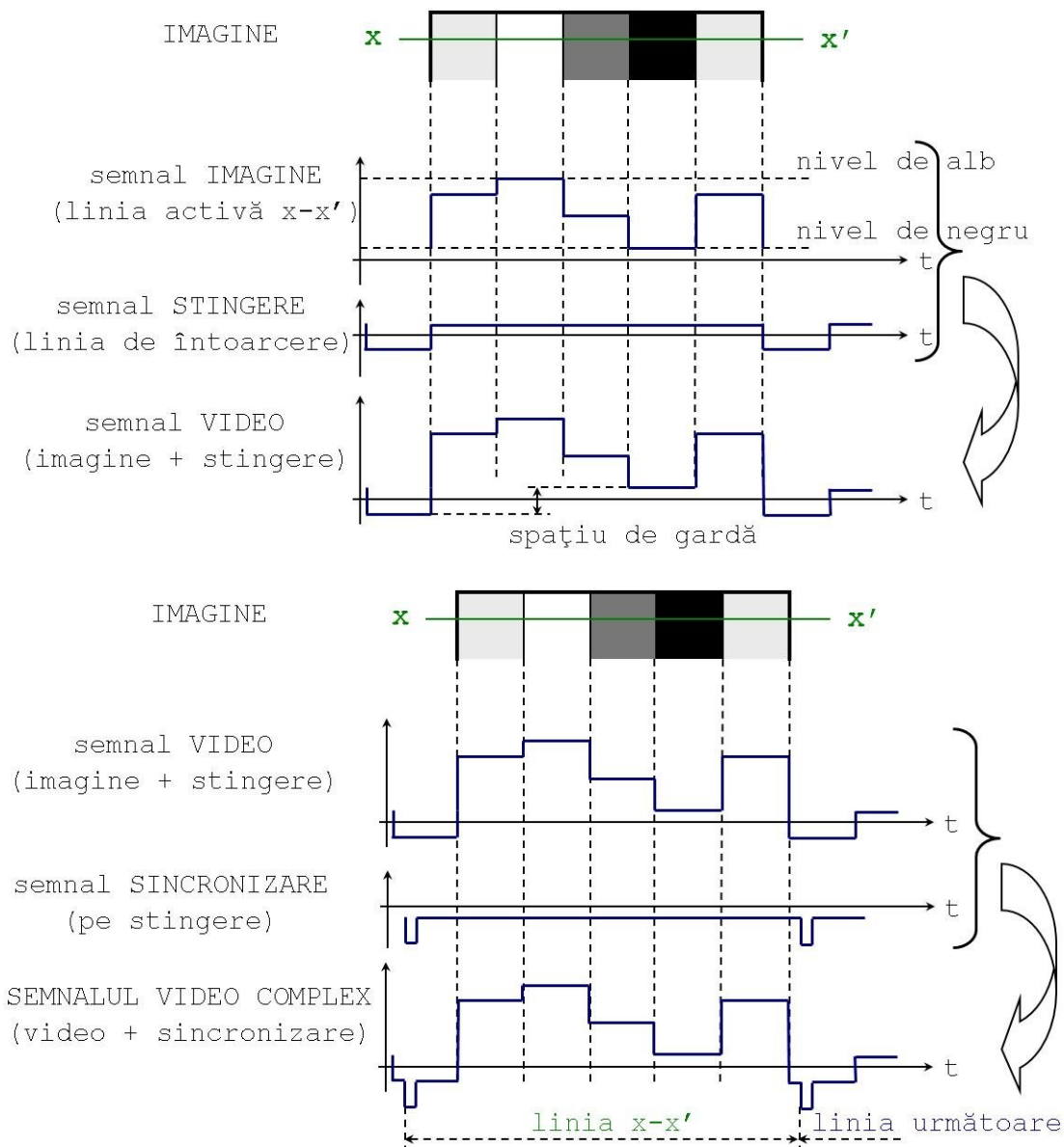
**Frecvența semnalului de televiziune (II)**

- Raport de imagine
  - 4:3
- Rezoluția verticală
  - 575 linii vizibile (din 625)
- Rezoluție orizontală
  - $4/3 \times 575 = 766$  pixeli
- Frecvența maximă a semnalului de imagine
  - $f_{MAX} = 766/2 \times f_H = 383 \times 15.625 \text{ Hz} \approx \mathbf{6 \text{ MHz}}$

Pentru percepție optimă, pixelul trebuie să fie **pătrat**

**Semnalul video complex (I+II)**

Este obținut pe parcursul explorării liniare (x-x')



7. Indicați semnalele folosite în transmisia televiziunii în culori, expresiile acestora și justificarea alegerii lor. [https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4\\_1\\_Televiziune.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4_1_Televiziune.PDF), 19, 20, 21

**Semnale TV color (I+II)**

■ Luminanța unei imagini (color) este folosită în televiziunea alb-negru:

$$Y = 0,3 \times R + 0,59 \times G + 0,11 \times B$$

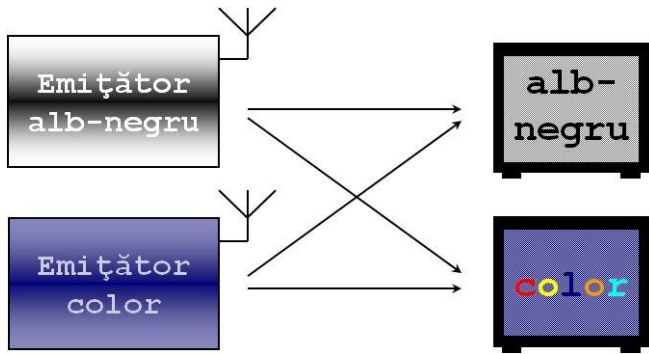
■ Folosirea semnalelor R, G, B este incompatibilă cu vechiul sistem TV

■ Sistemele TV color compatibile folosesc:

- Y – **luminanța** (pentru procesare corectă de către sistemele TV alb-negru)
  - C – **crominanța** (doar informație de culoare, fără informație de strălucire)
- ⇒ semnale **diferență de culoare**: R-Y, G-Y, B-Y

Din cele 4 semnale se utilizează doar 3:

- luminanța
  - $Y = 0,3 \times R + 0,59 \times G + 0,11 \times B$
- crominanța (2 semnale diferență de culoare)
  - $R-Y = 0,7 \times R - 0,59 \times G - 0,11 \times B$
  - $B-Y = -0,3 \times R - 0,59 \times G + 0,89 \times B$



**Semnale TV compatibile (I)**

- Luminanța

$$E_Y = 0,3 \times E_R + 0,59 \times E_G + 0,11 \times E_B = 0 \div 1$$

- Diferență de culoare

$$E_{R-Y} = 0,7 \times E_R - 0,59 \times E_G - 0,11 \times E_B = -0,7 \div 0,7$$

$$E_{G-Y} = -0,3 \times E_R + 0,41 \times E_G - 0,11 \times E_B = -0,41 \div 0,41$$

(nu se utilizează)

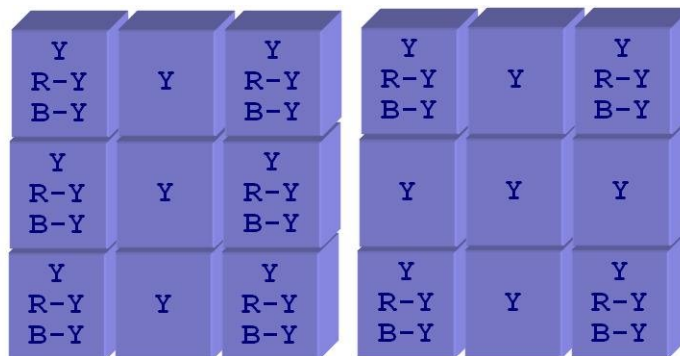
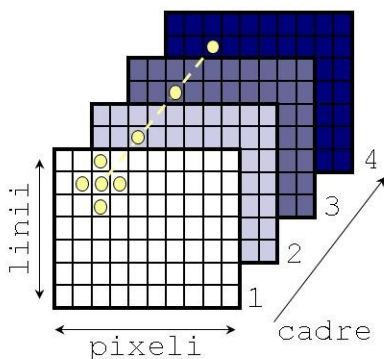
$$E_{B-Y} = -0,3 \times E_R - 0,59 \times E_G + 0,89 \times E_B = -0,89 \div 0,89$$

8. Definiți parametrii discretizării semnalului video, indicați formatele reprezentative de eșantionare și determinați debitele corespunzătoare.

[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4\\_3\\_TV\\_numerica.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4_3_TV_numerica.PDF), 1,2,7,8

**Standardul de studio TV digital (I+II)**

- 1982, CCIR Rec.601: **USA/Europa**
  - NTSC/SECAM/PAL, 525/625 linii
- **linie digitală TV** uzuală
- același **debit** și calitate
- conversie facilă între sisteme
- componente TV (**Y, R-Y, B-Y**)
- eșantionare **ortogonală**
- frecvență de eșantionare standard
  - $f_E = 13,5$  MHz
- eșantion în format PCM
  - 8 biți**/componentă



format 4:2:2

format 4:2:0

**Debitul semnalului numeric de televiziune**

- Debitul unui semnal numeric

$$D = f \times n \text{ [biți/s]}$$

- Debitul semnalului TV

$$\square \quad D = D_Y + D_{R-Y} + D_{B-Y} = f_{EY} \times n_Y + f_{ER-Y} \times n_{R-Y} + f_{EB-Y} \times n_{B-Y}$$

- Debitul semnalului TV în format 4:2:2

$$\square \quad D = 216 \text{ Mbps}$$

**Familia standardelor de televiziune numerică**

	Standard	Parametrii		$D_Y$	$D_{R-Y} + D_{B-Y}$	D [Mbps]
<b>FORMATE DE ORDIN SUPERIOR</b>	4:4:4 progresiv	$f_H = 31.250 \text{ Hz}$ $f_E = 27 \text{ MHz}$		216	216 + 216	648
	4:4:4	$f_H = 15.625 \text{ Hz}$ $f_E = 13,5 \text{ MHz}$		108	108 + 108	324
<b>FORMAT DE BAZĂ</b>	4:2:2	$f_{EY} = 13,5 \text{ MHz}$ $f_{EC} = 6,75 \text{ MHz}$		108	54 + 54	216
<b>FORMATE DE ORDIN INFERIOR</b>	4:1:1	$f_{EY} = 13,5 \text{ MHz}$ $f_{EC} = 3,375 \text{ MHz}$		108	27 + 27	162
	4:2:0	alternativ pe linii	4:2:2 4:0:0	108	54 + 54 0 + 0	162
	2:1:1	$f_{EY} = 6,75 \text{ MHz}$ $f_{EC} = 3,375 \text{ MHz}$		54	27 + 27	108

**9. Definiți tipurile de imagini folosite în MPEG și explicați principiul compresiei.**

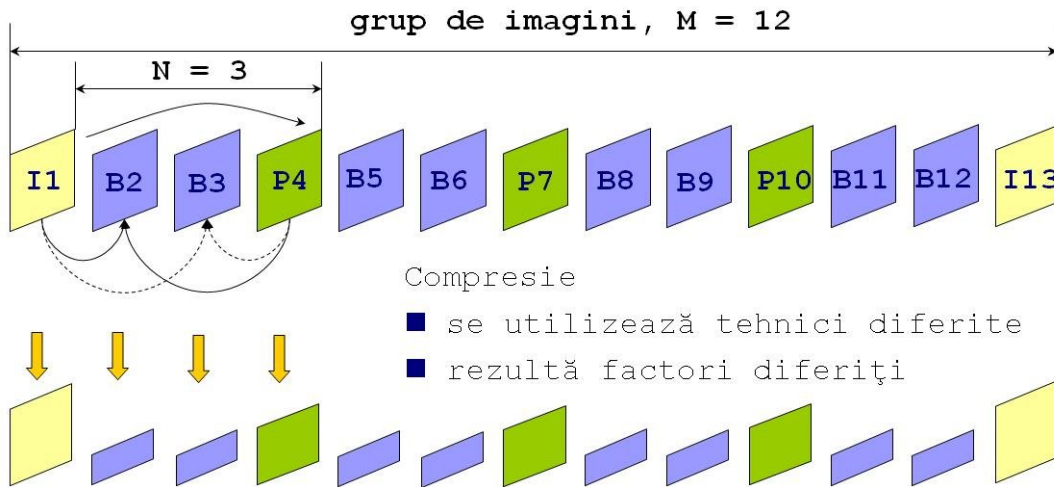
[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4\\_5\\_MPEG.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4_5_MPEG.PDF), 5-7

**Codarea MPEG (I+II)**

- Înlăturarea redundanței spațiale
- Înlăturarea redundanței temporale
  - DCT
  - Compensarea mișcării
  - Predicție bidirecțională (interpolare)
- MPEG utilizează trei tipuri de imagini
  - Imagine I**
    - codare **JPEG**
    - independent de succesiunea imaginilor în mișcare
    - codare **robustă**
    - independent de erorile precedente
    - factor de compresie **scăzut**
  - Imagine P**
    - este estimată o **predicție** a imaginii (compensarea mișcării)
    - este codată **diferența** dintre imaginea actuală și cea obținută prin predicție
    - succesiunea de predicții poate propaga eventuale **erori**
    - factor de compresie **mai mare**
  - Imagine B**
    - este calculată o imagine **interpolată** bidirecțional folosind imaginile I și P

- estimarea este foarte bună
- poate propaga **erori**
- **cel mai bun** factor de compresie
- **Raport de compresie:** determinat de M și N;
- uzual, M = 12 și N=3;
- M - perioada imaginii I, N - perioada imaginii P

**Compresia digitală a imaginilor în mișcare**



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)**

**10. Prezența structurii și parametrii unui canal TV.**

[https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4\\_6\\_RF.PDF](https://intranet.etc.upt.ro/~RADIOCOMUNICATII/Curs/4_6_RF.PDF), 2,3

**Metode de modulație**

- Modulație de amplitudine

□ MA

⇒eficiență scăzută

- MA cu bandă laterală unică

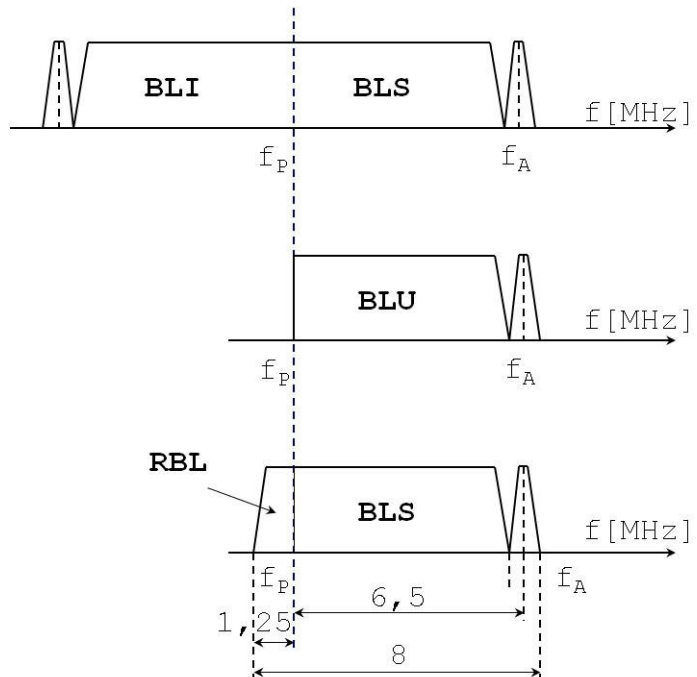
□ MA-BLU

⇒imposibil de filtrat

- MA cu rest de bandă laterală

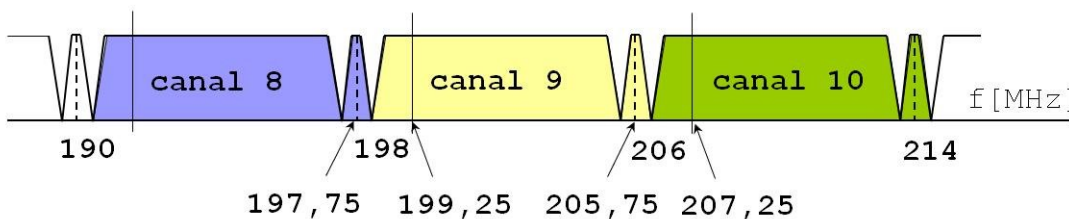
■ MA-RBL

⇒soluție standard



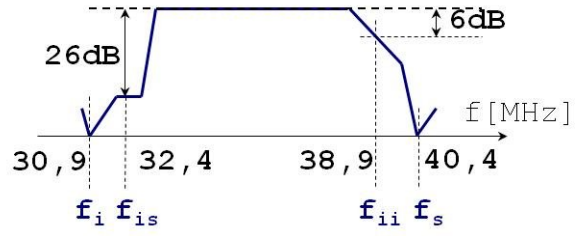
**Prelucrarea la frecvență intermediară**

Semnal de radiofrecvență captat de antenă



Un singur filtru pentru:

- extragere canal
- rejectarea canalului adiacent
- rejectarea RBL



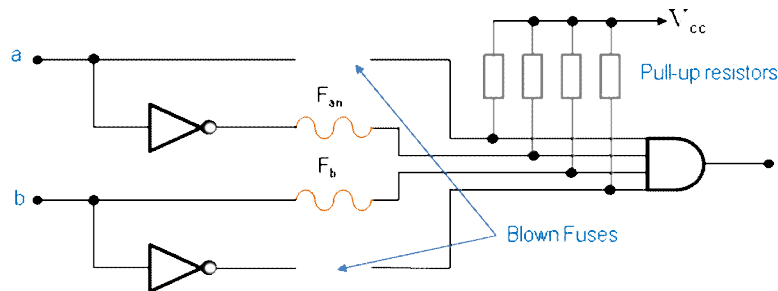


# **Sisteme cu logică programabilă**

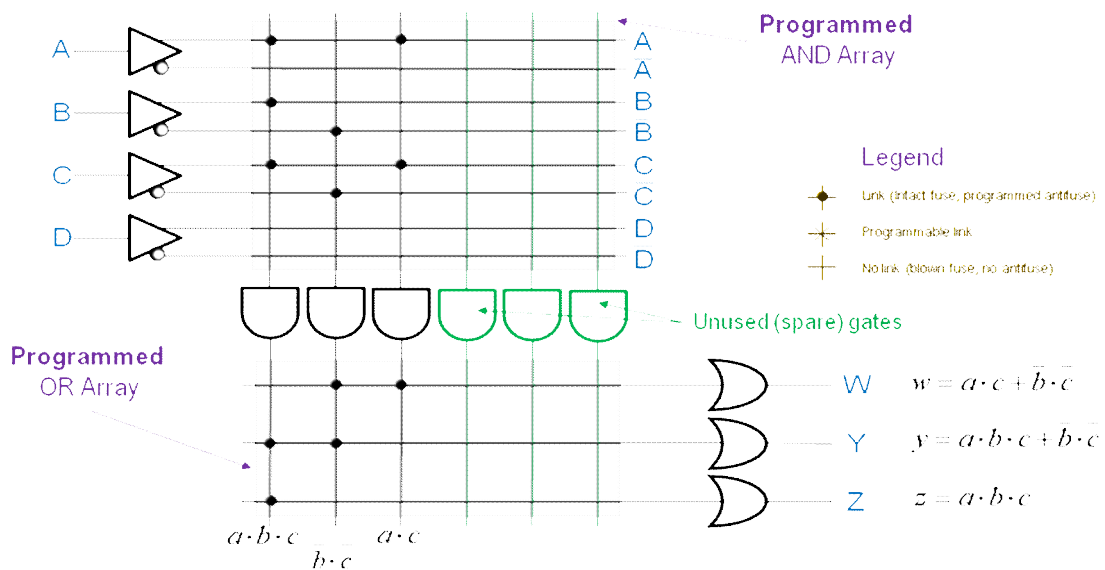
## **Anul III**

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

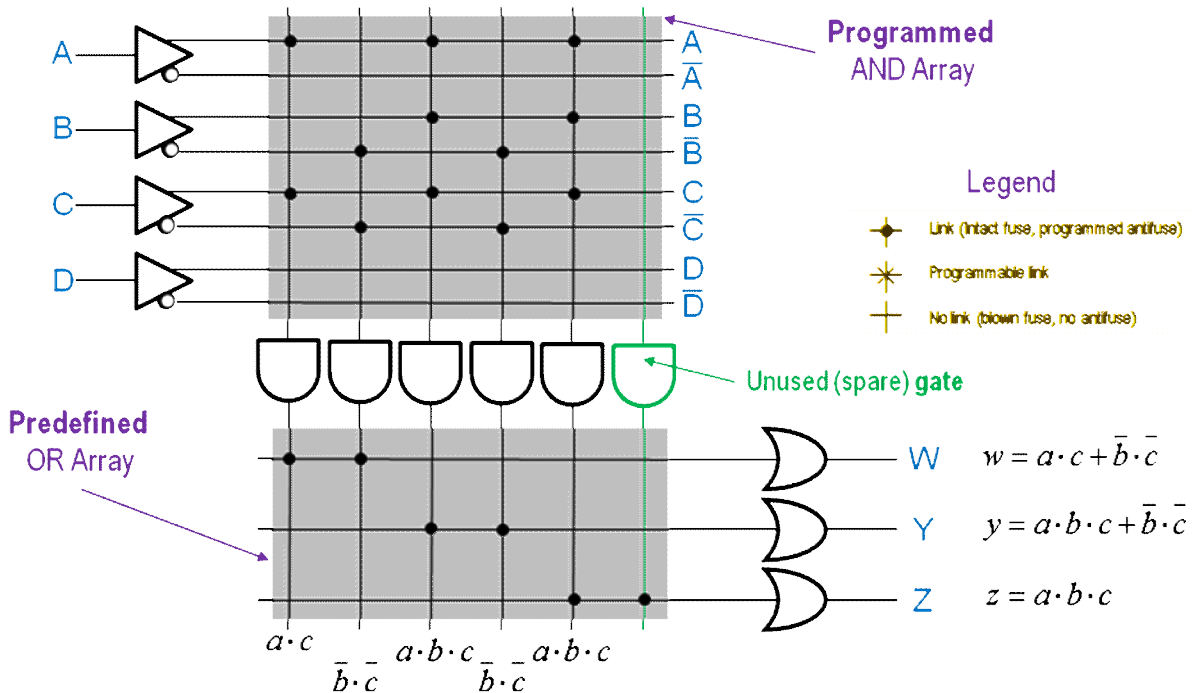
O structură logică programabilă are la bază o arhitectură de tip ȘI-SAU, ca în figură:



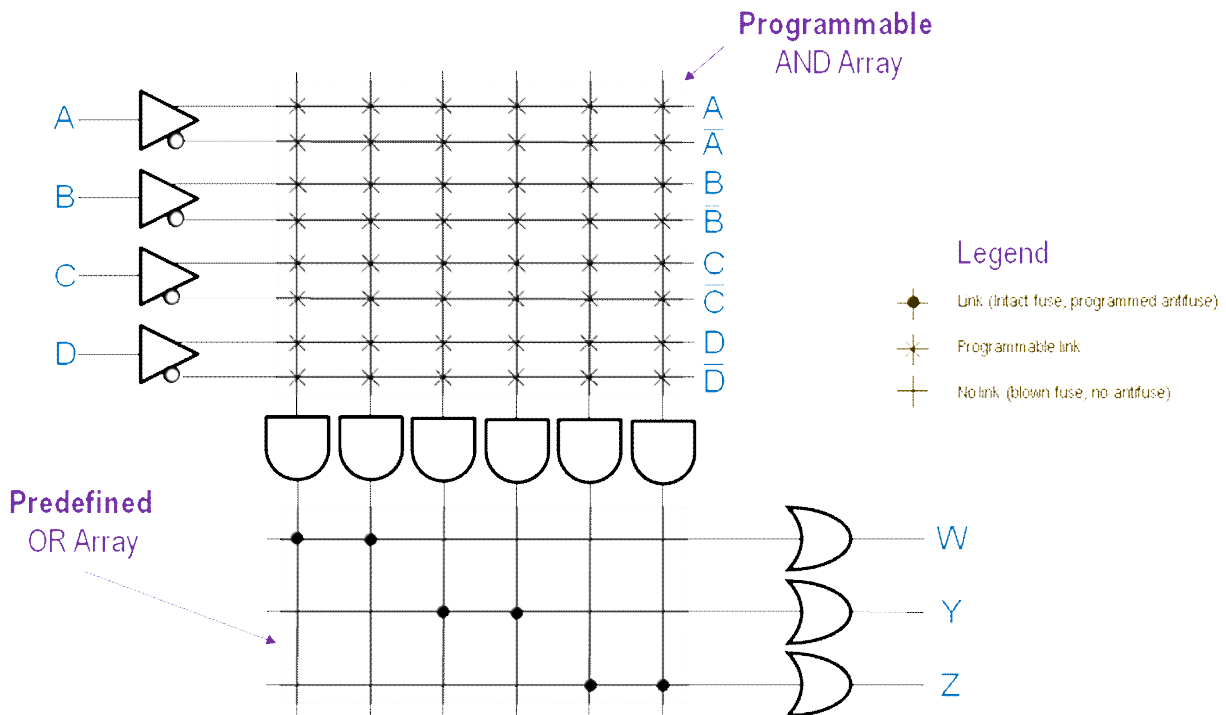
În cazul PLA, același termen se poate utiliza pentru mai multe funcții, făcând implementarea mai eficientă.



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



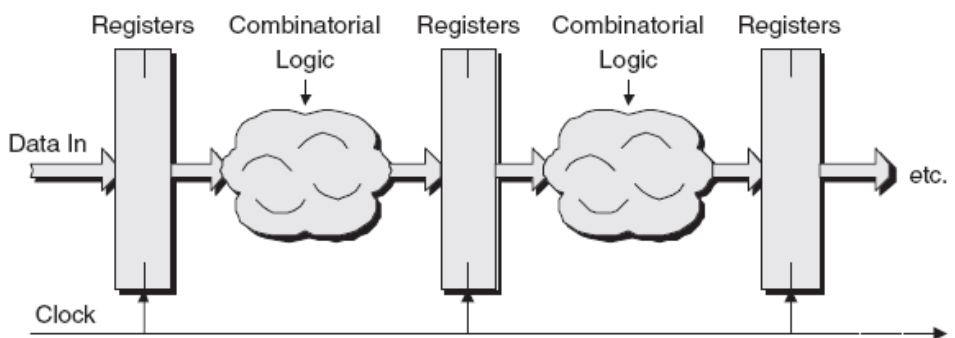
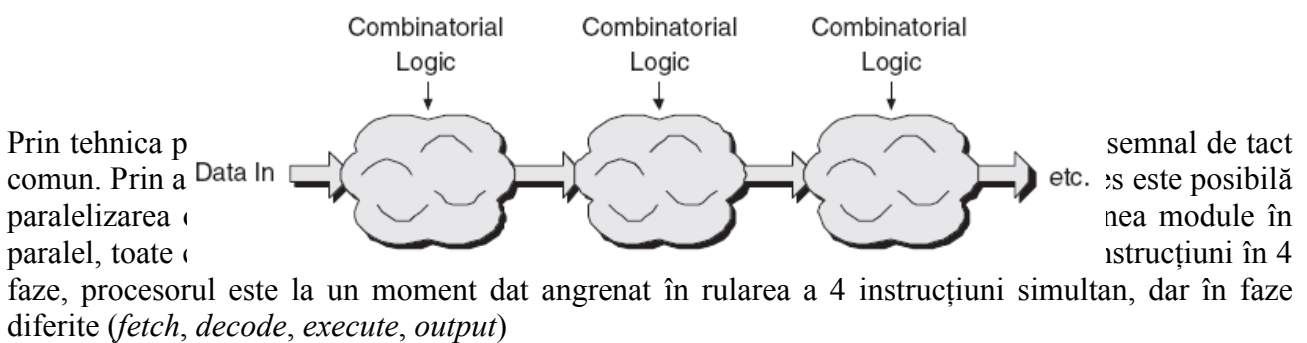
## 2. Arhitectura PAL și GAL: schemă, funcționare, avantaje și dezavantaje



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).

#### 6. Comparație între semnale și variabile în VHDL (mod de asignare)

*Semnalele reprezintă unicul mijloc de comunicare între procese.*

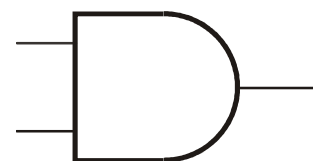
	<b>SIGNAL / Semnal</b>	<b>VARIABLE/ Variabilă</b>
<b>Atribuire</b>	<b>&lt;=</b>	<b>:=</b>
<b>Utilizare</b>	Folosite pentru conectarea circuitelor / modulelor ( <i>wires</i> )	Reprezintă informație locală
<b>Vizibilitate</b>	Globală	Locală (vizibile doar în PROCESS, FUNCTION, sau PROCEDURE)
<b>Comportare</b>	Actualizarea nu este imediată datorită proprietății de memorare (noua valoare se generează doar la încheierea PROCESS, FUNCTION, sau PROCEDURE)	Actualizare imediată (noua valoare se poate folosi în următoarea linie de cod)
<b>Locul de declarare</b>	În PACKAGE, ENTITY, sau ARCHITECTURE. În ENTITY, toate legăturile de PORT sunt de tip SIGNAL	Doar în cod secvențial (doar în PROCESS, FUNCTION, sau PROCEDURE)

#### 7. Modelarea unui circuit în VHDL

Un prim exemplu este modelarea unui circuit ȘI cu două intrări, la care timpul de propagare este de 5 ns.

```
entity and2 is
  port ( a, b : in bit;
        y : out bit );
end and2;
```

```
architecture and2_behav of and2 is
begin
  y <= a and b after 5 ns;
end and2_behav;
```



Modelare întârziere

Un al doilea exemplu prezintă un MUX 4:1 cu un timp de propagare identic pentru cele 4 intrări, de 10 ns.

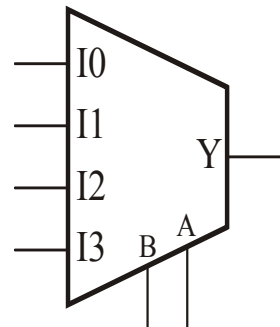
```

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

entity mux4 is
  port ( I0, I1, I2, I3, a, b: in std_logic;
        Y : out std_logic);
end mux4;

architecture mux4 of mux4 is
  signal sel: integer;
begin
  sel <= 0 when A = '0' and B = '0' else
        1 when A = '1' and B = '0' else
        2 when A = '0' and B = '1' else
        3 when A = '1' and B = '1' else
        4 ;
  with sel select
    Y <= I0 after 10 ns when 0,
    Y <= I1 after 10 ns when 1,
    Y <= I2 after 10 ns when 2,
    Y <= I3 after 10 ns when 3,
    Y <= 'X' after 10 ns when others;
end mux4;

```



end mux4;

## 8. Multiplexor în VHDL, exemplu de cod

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

```

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

```

```

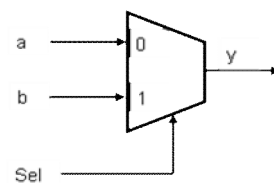
entity mux2to1 is
  port ( sel: in std_logic;
        a, b: in std_logic;
        y: out std_logic);
end mux2to1;

```

```

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

```

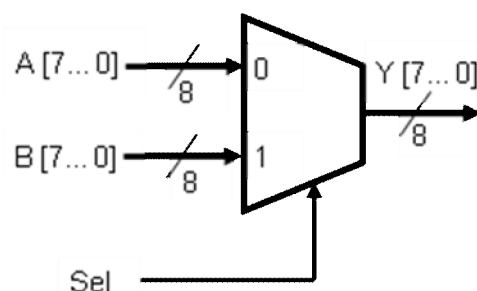


- A doua soluție (MUX 2:1, canalul de 8 biți)

```

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)

```

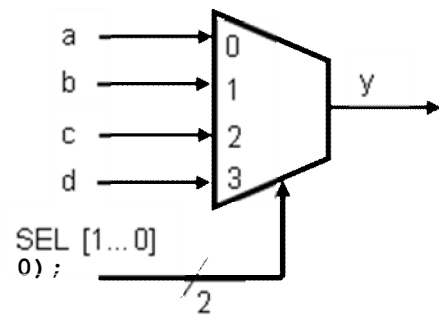
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

```

```

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;

```



```

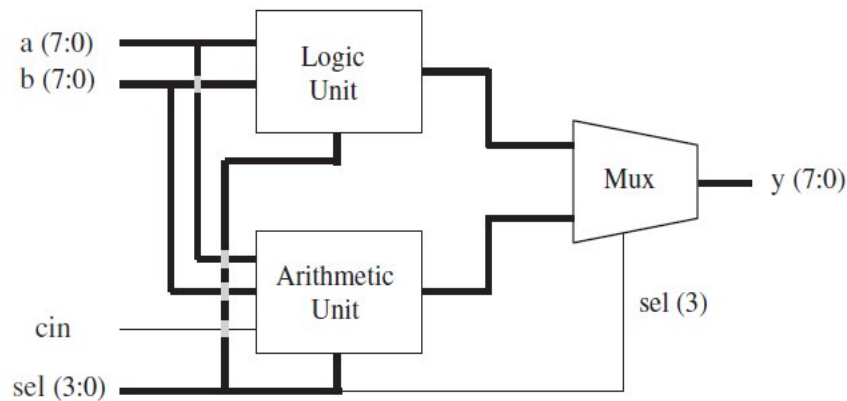
architecture mux1 of mux4to1 is
begin
  y <= (a and not SEL(1) and not SEL(0)) or
       (b and not SEL(1) and SEL(0)) or
       (c and SEL(1) and not SEL(0)) or
       (d and SEL(1) and SEL(0));
end mux1;

```

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

## 9. ALU în VHDL, exemplu de cod

ALU (Arithmetic Logic Unit) prezentat mai jos permite efectuarea de opt operații aritmetice și opt operații logice definite în tabelul de adevăr. Este alcătuit din două module distincte care procesează simultan informația – selecția finală fiind realizată în funcție de bitul cel mai semnificativ din *sel* prin intermediul unui multiplexor. Ceilalți trei biți din *sel* sunt utilizați pentru selecția operației specifice aritmetice sau logice.



Soluția prezentată utilizează doar cod concurrent (combinațional) și date de un singur tip atât pentru operațiile aritmetice cât și logice. Acest lucru e posibil deoarece a fost declarat un package specific - `std_logic_unsigned` din biblioteca `ieee`.

Două semnale, `arith` and `logic`, sunt folosite pentru transmiterea rezultatelor blocurilor aritmetic și logic către multiplexor.

<i>sel</i>	Operație	Descriere	Modulul activ
0 000	Y <= A	Transfer A	Aritmetic
0 001	Y <= A + 1	Increment A	
0 010	Y <= A - 1	Decrement A	
0 011	Y <= B	Transfer B	
0 100	Y <= B + 1	Increment B	
0 101	Y <= B - 1	Decrement B	
0 110	Y <= A + B	Add A and B	
0 111	Y <= A + B + Cin	Add A and B with carry	
1 000	Y <= not A	Complement A	Logic
1 001	Y <= not B	Complement B	
1 010	Y <= A and B	AND	
1 011	Y <= A or B	OR	
1 100	Y <= A nand B	NAND	
1 101	Y <= A nor B	NOR	
1 110	Y <= A xor B	XOR	
1 111	Y <= A xnor B	XNOR	

```

library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.std_logic_unsigned.all;

entity ALU is
port (A, B: in std_logic_vector (7 downto 0);
      sel: in std_logic_vector (3 downto 0);
      cin: in std_logic;
      Y: out std_logic_vector (7 downto 0));
end ALU;

architecture dataflow of ALU is
  signal arith, logic: std_logic_vector (7 downto 0);
begin

```

```

----- Arithmetic unit: -----
with sel(2 downto 0) select
    arith <= A  when "000",
           A+1 when "001",
           A-1 when "010",
           B   when "011",
           B+1 when "100",
           B-1 when "101",
           A+B when "110",
           A+B+cin when others;

----- Logic unit: -----
with sel(2 downto 0) select
    logic <= not A when "000",
           not B when "001",
           A and B when "010",
           A or B when "011",
           A nand B when "100",
           A nor B when "101",
           A xor B when "110",
           A xnor B when others;

----- Mux: -----
with sel(3) select
    Y <= arith when '0',
        logic when others;
end dataflow;

```

## 10. 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 constanțe generice:

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

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

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

```

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

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

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

```



```

end mod_m_counter;

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

```

-- register

-- next-state logic

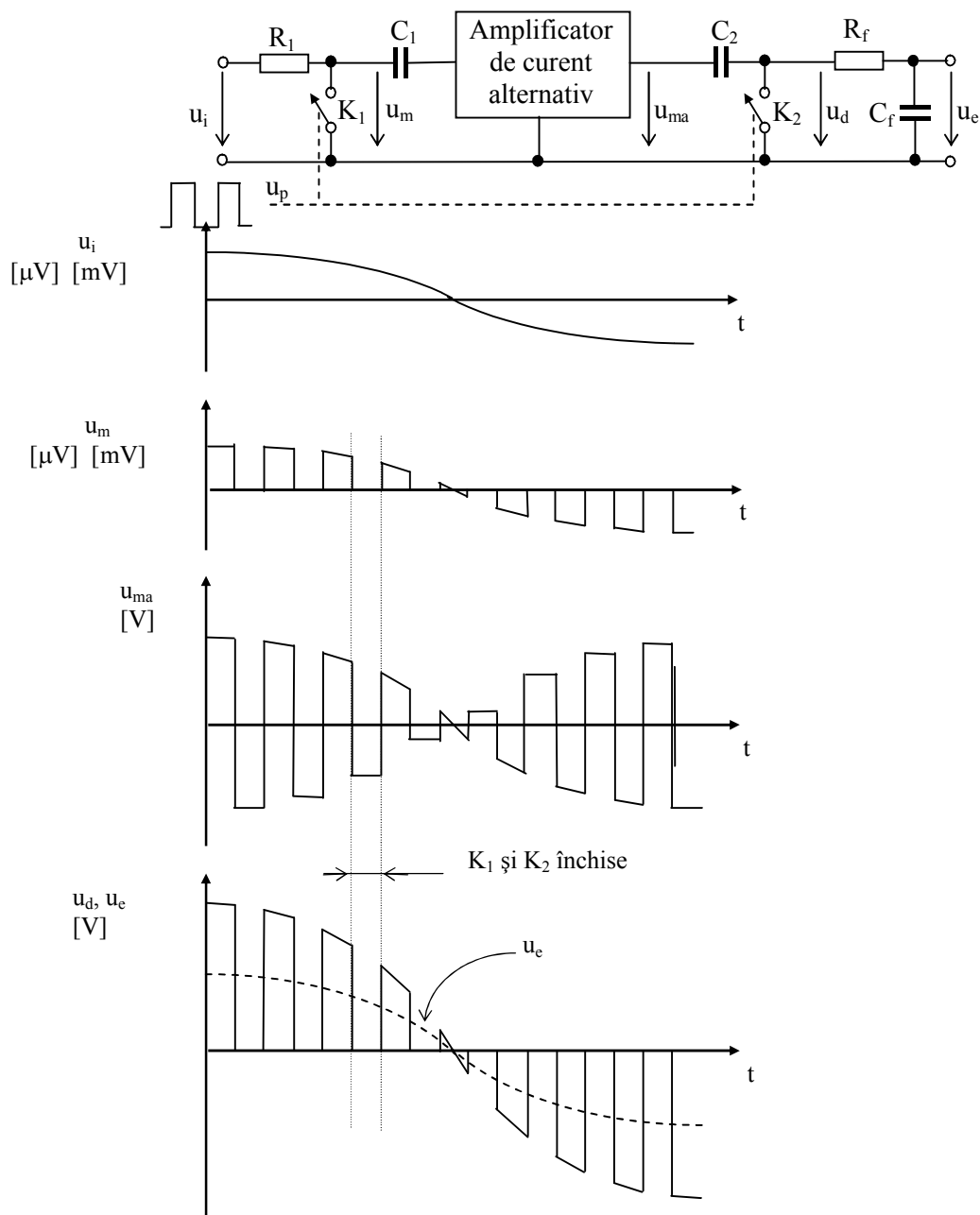
-- output logic

# **Sisteme de achiziții de date**

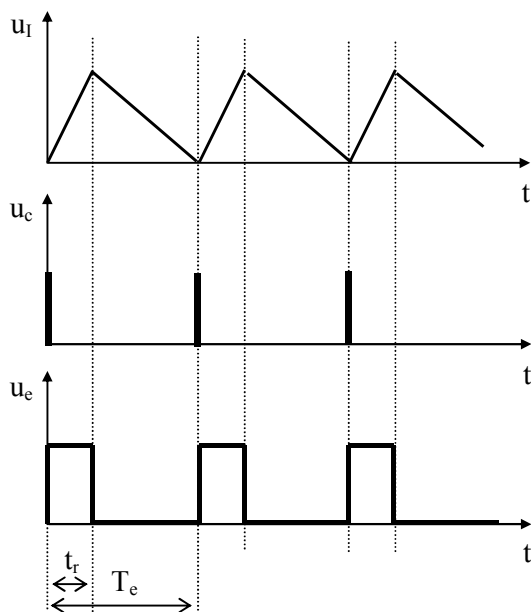
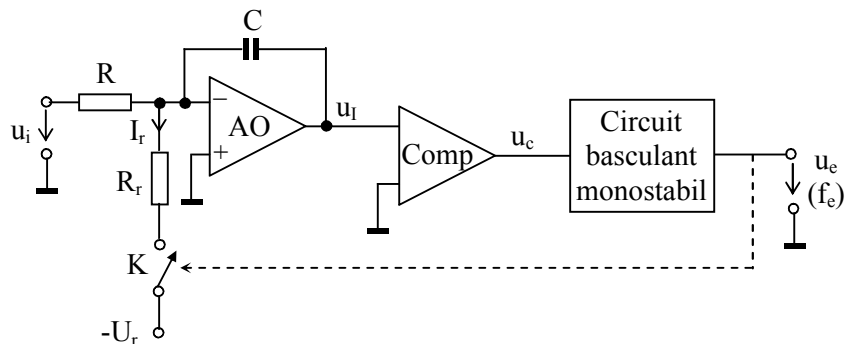
## **Anul III**

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.



2. Convertor tensiune-frecvență – structura de principiu, explicarea funcționării pe bază de diagrame de timp, funcția de transfer.



Din  $\frac{u_i}{R} T_e = \frac{U_r}{R_r} t_r$  rezultă funcția de transfer  $f_e = \frac{R_r}{R U_r t_r} u_i$ .

3. 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,

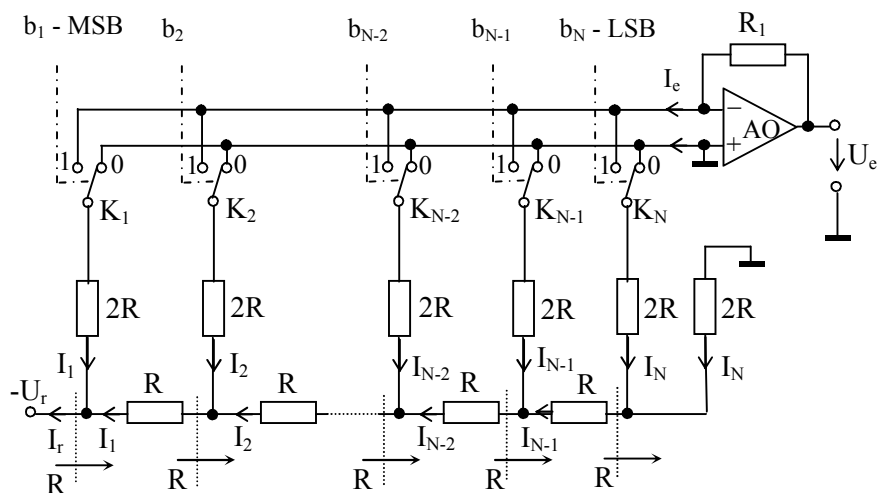
$N$  – numărul de biți.

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.

Eroare de zero ( $\Delta_0$ ) (eroare absolută) reprezintă valoarea mărimii de ieșire dacă la intrare s-a aplicat codul numeric pentru ieșire zero.

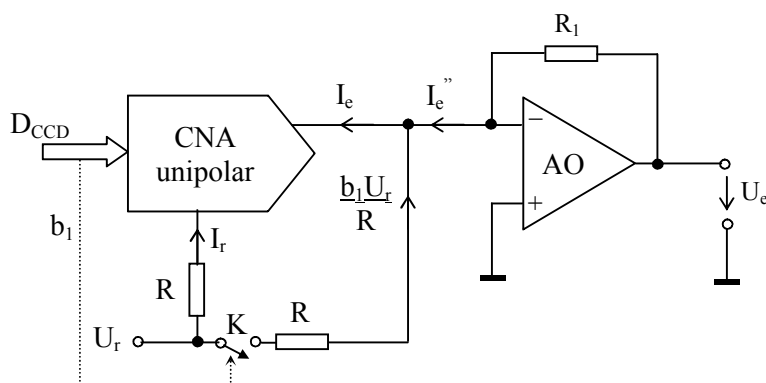
Eroare de câștig ( $\Delta_{FR}$ ) reprezintă eroarea absolută a domeniului maxim al ieșirii. Dacă eroarea de zero nu este zero trebuie ținut cont de ea la calculul erorii de câștig

4. Convertor numeric analogic cu rețea de rezistențe R-2R – structura de principiu, funcție de transfer.



Funcția de transfer  $U_e = I_e R_1 = \frac{U_r R_1}{2^N R} D_{CBN}$ .

5. Conectarea unui convertor numeric analogic unipolar pentru conversie bipolară în codul complementului lui doi – structura de principiu, deducere matematică a funcției de transfer.



Din  $I_e = \frac{U_r}{2^N R} D_{CBN}$  și  $D_{CBN} = D_{CCD} + b_1 2^N$  rezultă succesiv  $I_e = \frac{U_r}{2^N R} (D_{CCD} + b_1 2^N)$ ,  
 $I_e - b_1 \frac{U_r}{R} = \frac{U_r}{2^N R} D_{CCD}$ ,  $I_e'' = I_e - b_1 \frac{U_r}{R}$ ,  $U_e = I_e'' \cdot R_1 = \frac{U_r R_1}{2^N R} D_{CCD}$ .

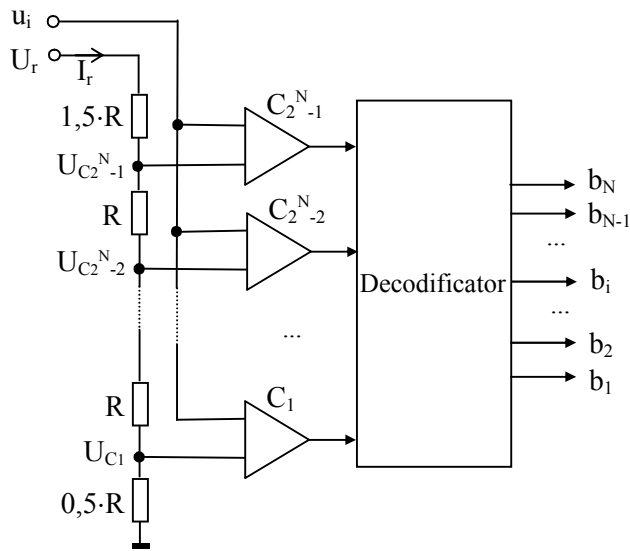
6. Convertor analog numeric cu comparare de tip paralel – cuanta, structura de principiu, calculul tensiunilor de comparare.

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

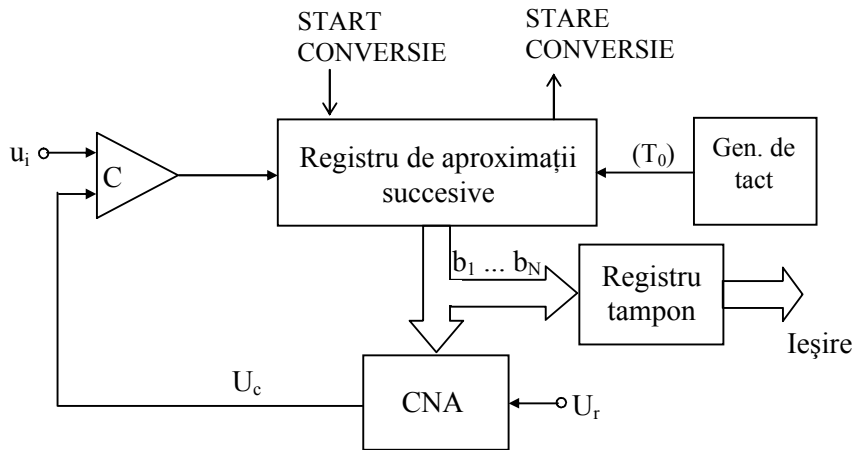
de intrare. Pentru un CAN unipolar  $1LSB = \frac{FSR}{2^N} = \frac{U_r}{2^N}$ .

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.



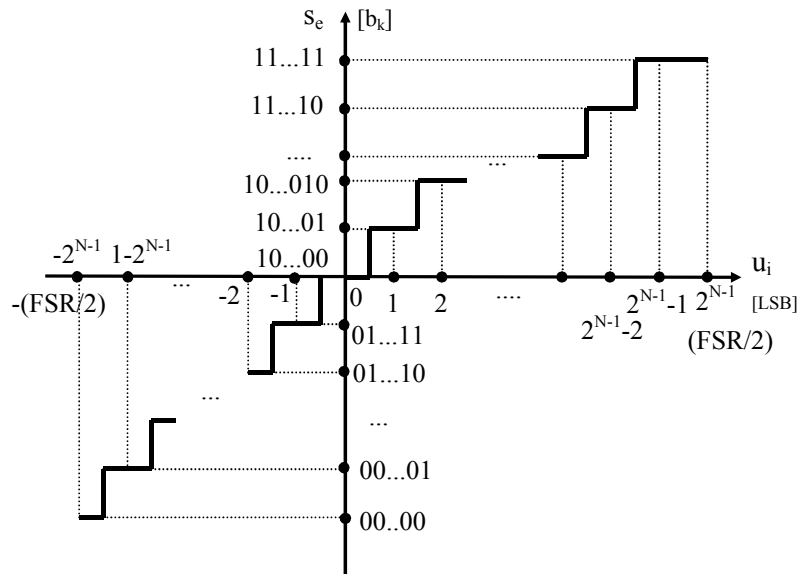
7. Converter analog numeric cu aproximații succesive – structura de principiu, prezentare principiu de conversie.



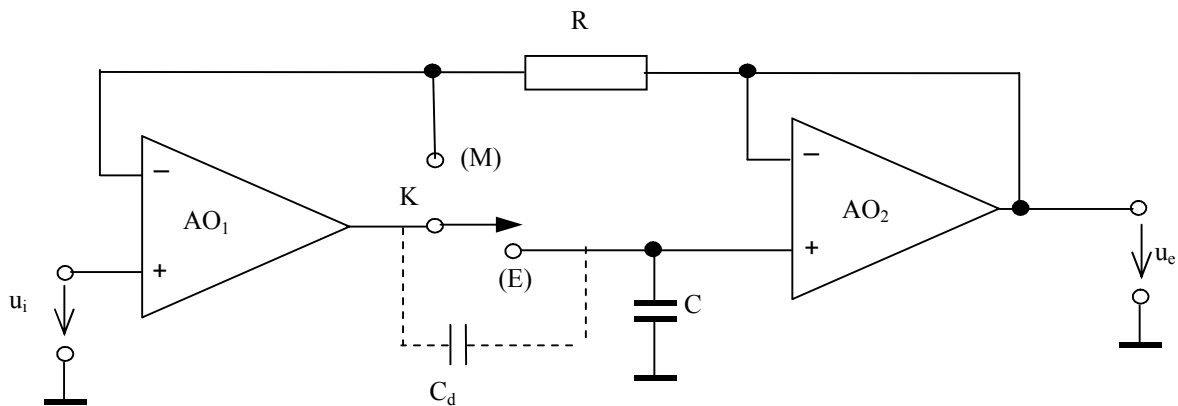
Valoarea fiecărui bit se obține în câte o perioadă  $T_0$  a semnalului de tact. Stabilirea valorilor începe cu bitul  $b_1$  (MSB) și se termină cu bitul  $b_N$  (LSB). Registrul de aproximații succesive comandă intrările CNA pentru obținerea unor tensiuni de comparare  $U_{ck}$  cu valorile  $U_{ck} = U_r \sum_{i=1}^k b_i 2^{-i}$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ , unde  $b_k = 1$  iar biții cu indici mai mari decât  $k$  au valoarea 0. Dacă în urma comparării rezultă  $u_i \geq U_{ck}$  atunci bitul  $b_k$  rămâne pe 1, în caz contrar  $b_k$  este pus (înapoi) pe zero. Astfel, tensiunea de comparare  $U_{ck}$  se formează pe baza bitului  $b_k$  a cărei valoare urmează a fi stabilită și a biților  $b_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, k-1$ , cu valori stabilite pe baza unor comparații anterioare.

8. Etalonarea convertorului analog numeric - etalonarea decalajului și câștigului pentru un convertor bipolar pe  $N$  biți, rezultat sub formă de cod binar deplasat; tensiuni aduse la intrarea CAN, rezultate obținute la ieșirea CAN.

Pentru reglajul decalajului se aduce la intrarea convertorului tensiunea de  $0,5LSB$  iar la ieșire trebuie să obținem secvențe numerice ce prezintă o instabilitate între valorile  $10 \dots 00$  (codul pentru 0 – bitul de semnificație maximă pe 1, restul pe 0) și  $10 \dots 01$ . Pentru reglajul câștigului se aduce la intrarea convertorului tensiunea de  $0,5FSR - 1,5LSB$  iar la ieșire trebuie să obținem secvențe numerice ce prezintă o instabilitate între valorile  $11 \dots 10$  și  $11 \dots 11$  (toți biții pe 1). Se are în vedere caracteristica de transfer a unui CAN bipolar, în CBD.



9. 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.

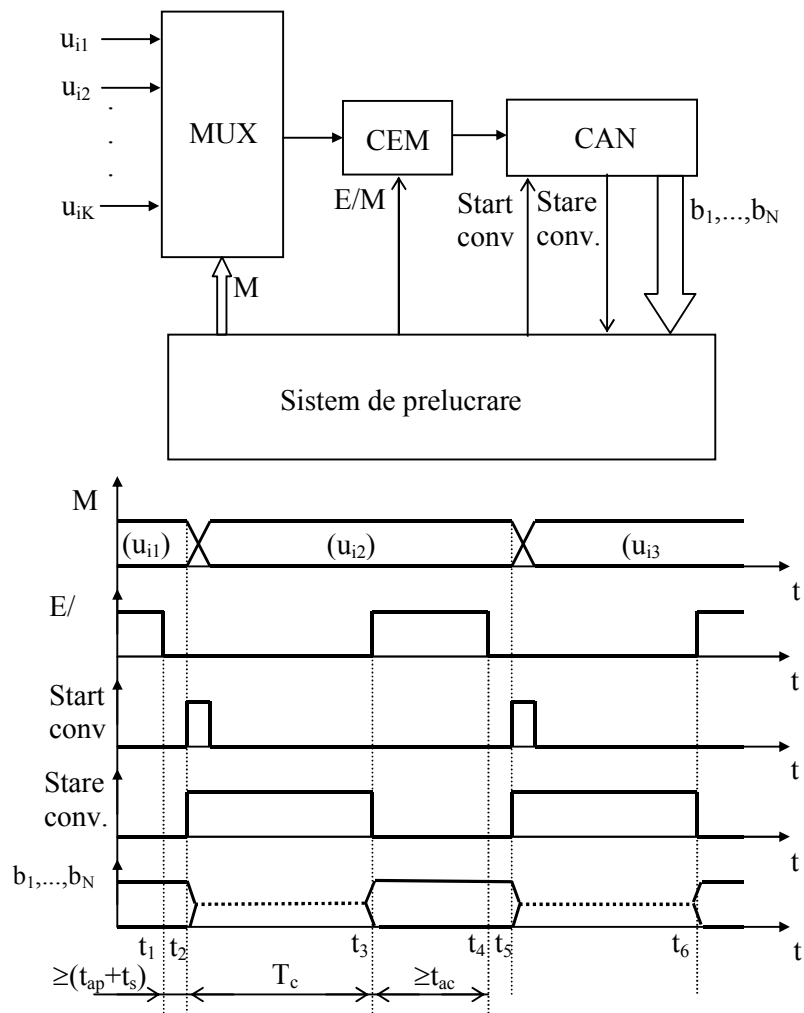


Reacția globală asigură eliminarea erorilor de decalaj corespunzătoare amplificatorului operațional de la ieșire AO2. În cazul structurii de principiu din figură, erorile de decalaj ale CEM sunt date de AO1, care trebuie ales cu derivă redusă a tensiunii de decalaj.

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.

10. 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.



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



# **Testarea echipamentelor pentru EA**

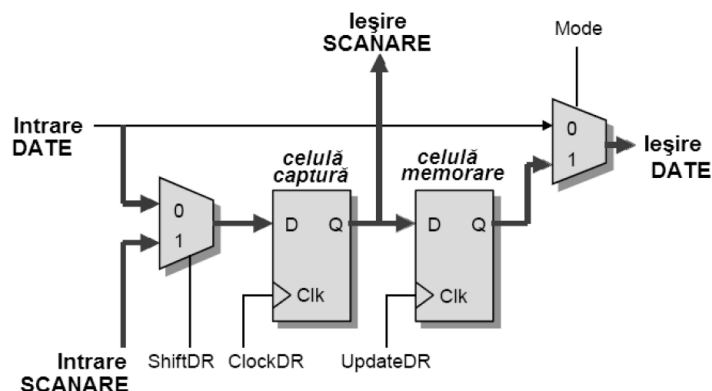
## **Anul IV**

## 1. Celula de scanare pe frontieră: Arhitectura, semnale, moduri de operare.

Cursul 3 paginile 9-11

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau  
<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

### Celula de scanare – arhitectura, semnale



- **Intrarea de DATE** se conectează la terminalul circuitului integrat iar **ieșirea de DATE** la intrarea/ieșirea blocului funcțional, sau invers, după cum celula de scanare este conectată la un terminal de intrare sau de ieșire.

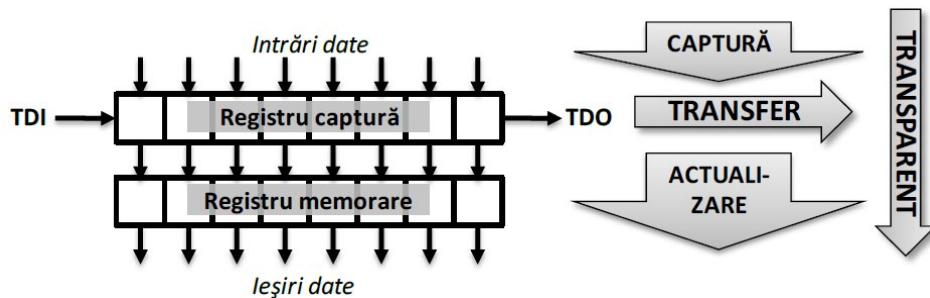
- **Intrarea de SCANARE** se conectează la ieșirea celulei anterioare (sau la terminalul TDI) iar **ieșirea de SCANARE** la intrarea următoarei celule (sau la multiplexorul pinului TDO), formând un registru de deplasare cu încărcare paralelă.

- Semnalele **ShiftDR**, **ClockDR**, **UpdateDR** și **Mode** sunt generate de către controlerul TAP care gestionează transferul datelor la nivelul fiecărei celule.

### Celula de scanare – moduri de operare

Mod	Mode	ShiftDR	ClockDR	UpdateDR	Descriere
Transparent	0	x	x	x	Datele se transferă de la intrare la ieșire; circuitul funcționează normal, ca și când celulele de scanare ar fi inexistente
Captură	1	0	↑	0	Conținutul intrării de date se transferă în celula de captură
Actualizare	1	x	0	↑	Conținutul celulei de captură se transferă la ieșire și se memorează în celula de memorare
Transfer	1	1	↑	0	Datele se transferă de la intrarea de scanare la ieșirea de scanare, prin celula de captură. Acest mod nu afectează informația stocată în celula de memorare

- Modul **captură**: intrările de date sunt transferate în registrul de captură
- Modul **transfer**: se realizează deplasarea serială a datelor prin registru de captură
- Modul **actualizare**: registrul de captură se transferă în registrul de memorare și la ieșirile de date.
- Modul **transparent**: intrările de date sunt conectate direct la ieșirile de date, registrele de captură și de memorare sunt invizibile, fără a fi afectat conținutul lor.



## 2. Tehnici de inspecție optică automată: enumerare, scurtă caracterizare

Cursul 5 paginile 8-10

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau  
<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

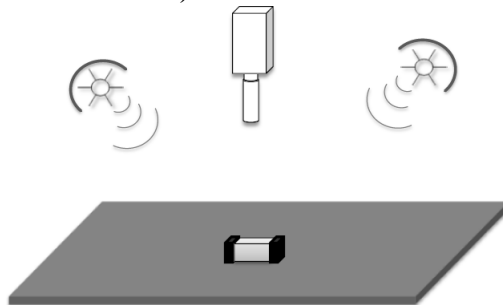
### - Metoda referinței (Template Matching):

- Prin compararea cu o imagine de referință se decide dacă produsul inspectat corespunde sau nu specificațiilor.
- Imaginea de referință poate fi obținută fie în urma unei reprezentări CAD fie prin memorarea imaginii unei plăci de referință care în mod cert este conformă specificațiilor (Golden Board).
- Principalul dezavantaj: admite o toleranță redusă a procesului tehnologic, abateri minore de la referință, ce nu au impact asupra calității sau fiabilității sistemului inspectat, declanșând adeseori alarme false.

### - Metoda comparației statistice (Statistical Pattern Matching):

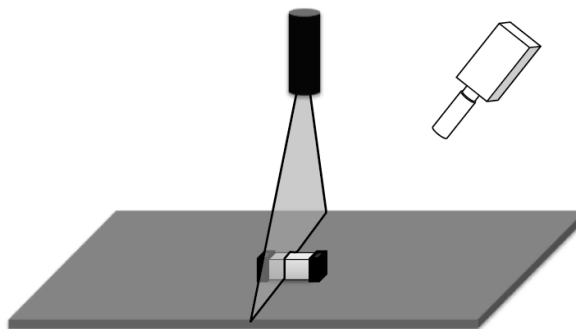
- reprezintă o îmbunătățire a metodei referinței în scopul de a atribui mai multă flexibilitate în luarea automată a deciziei CONFORM/NECONFORM.
- se utilizează mai multe imagini de referință obținute în urma inspecției unor produse atât conforme cât și neconforme. Decizia se ia pe criterii statistice în urma analizei similarității sistemului inspectat cu cele două categorii de referință.

### - Măsurarea bidimensională (2D Measurement):



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

### - Măsurarea tridimensională (3D Measurement):



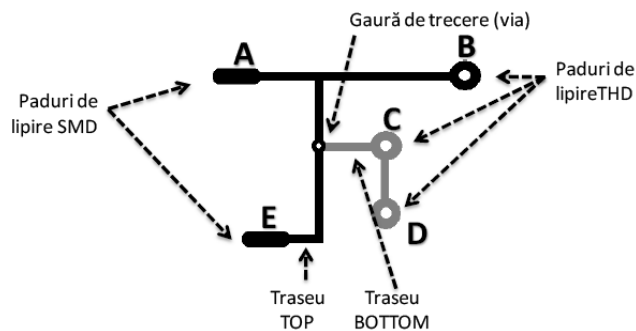
- Utilizează o sursă de lumină structurată, de exemplu o diodă laser, pentru a proiecta un șablon, cel mai frecvent o linie orizontală, pe suprafața suprapusă inspecției. Lumina structurată proiectată pe sistemul testat urmărește secțiunea acestuia într-un plan perpendicular pe planul inspecției.
- Camera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

### 3. Testarea continuității

Cursul 5 paginile 24-26

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau  
<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

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



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

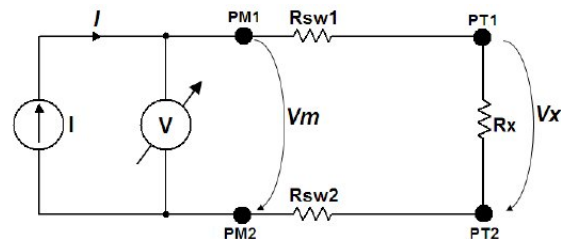
Tehnici pentru măsurarea rezistențelor dintre punctele de test situate la extremitățile unei rețele conductoare:

#### A. Măsurarea în două puncte

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

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

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



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

adică tensiunea măsurată  $V_m$  conține atât tensiunea de interes  $V_x$  cât și o tensiune de eroare  $V_{err}$ . Rezistența măsurată  $R_m$  se obține prin raportarea  $V_m$  la  $I$ :

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

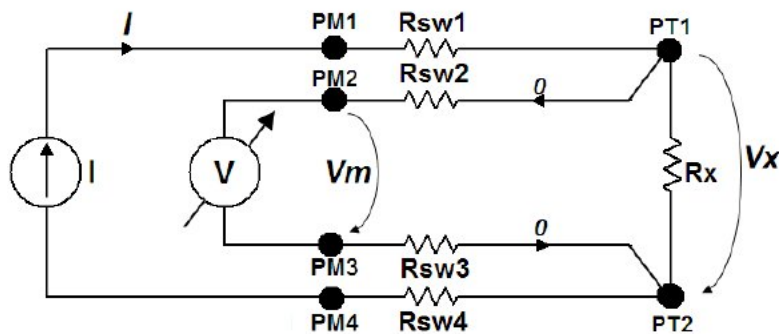
, ceea ce conduce la o eroare relativă de măsurare a rezistenței:

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

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

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

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



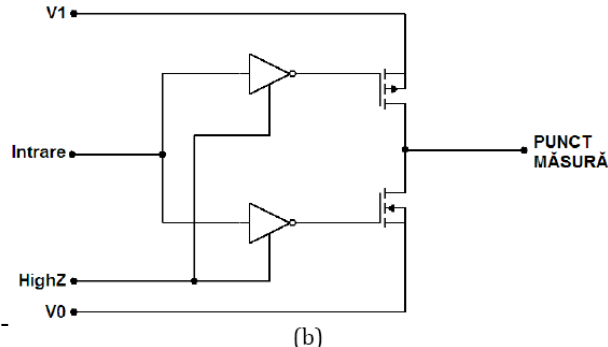
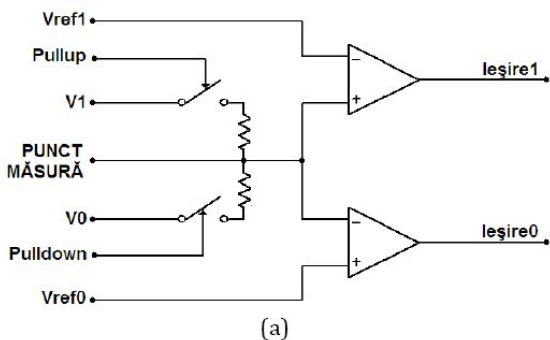
**4. Resurse de testare digitală – Senzorul și Driverul: Scheme, funcționare**

Cursul 6 paginile 16-17

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau <http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

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 căruia 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” și una care semnalează starea logică „0”.
- Configurația permite nu doar detecția nivelurilor logice ci și detecția stării interzise, în care tensiunea de la intrare se află între cele două praguri de referință.



notată  $V_1$ , sau tensiunea corespunzătoare nivelului „0”, notată  $V_0$ .

- 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  $V_1$  și  $V_0$  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.

## 5. Structura unui stand de testare funcțională

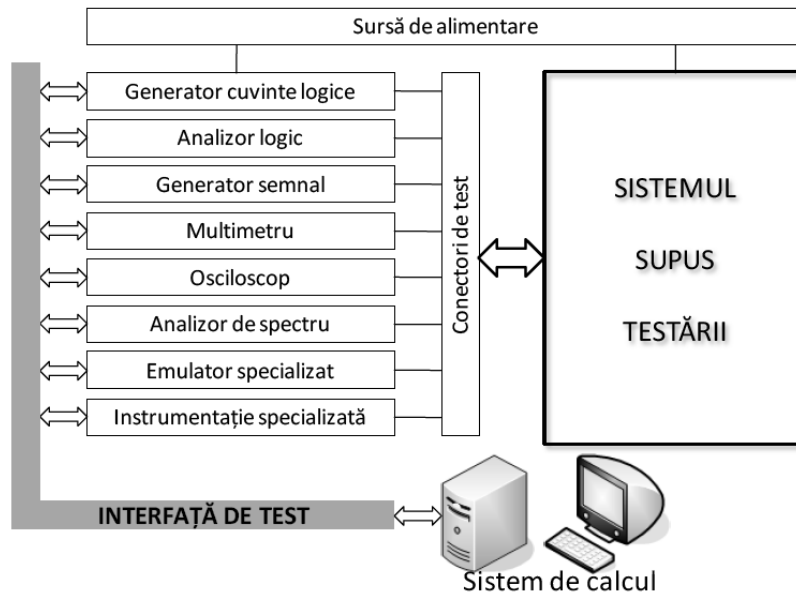
Cursul 7 paginile 22-24

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau  
<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

Circuitele de complexitate redusă pot fi testate funcțional fără a necesita echipamente speciale; Pentru testarea sistemelor de complexitate redusă se pot utiliza testoare în circuit și monturi de test.

În acest scop a fost dezvoltată o categorie de testoare în circuit performante, dotate cu mai multe resurse de test decât cele prezentate anterior, denumite **testoare combinaționale (Combinational Tester)**.

- Sistemele complexe necesită însă echipamente de test dedicate, construite cel mai frecvent prin interconectarea mai multor instrumente de uz general și eventual a unor instrumente dedicate într-un **stand de test (test rack)**.



Structura generală a unui stand de testare funcțională, realizat prin interconectarea mai multor echipamente atât de uz general cât și specializate. Conceptul central al structurii este de **instrument modular controlat de calculator**

Din punct de vedere mecanic standul de test reprezintă un șasiu dotat cu un fund de sertar (*backplane*): o placă ce conține conectori de șasiu (*slot*) în care pot fi montate diverse module.

Fundul de sertar asigură conexiunea fizică între diferitele module ce pot implementa diferite funcții, inclusiv aceea de comunicație cu un sistem de calcul care poate controla în mod automat execuția testelor.

Prin standardizarea interfeței prin care comunică modulele, precum și a specificațiilor mecanice ale șasiului, devine posibil ca modulele se poată fi dezvoltate de diverși producători, oferind astfel o mare varietate de funcții de măsură.

## 6. Caracterizarea erorilor: Detectabilitatea și Redundanța – definiții

Cursul 8 paginile 16, 18

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau  
<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

**1. Detectabilitatea** : Spunem despre un vector de test  $X=[x_1, \dots, x_n]$  că detectează o eroare  $f$  dacă și numai dacă vectorul de răspuns conține cel puțin o ieșire  $z_k$  a cărei valoare este diferită în prezența, respectiv în absența erorii  $f$ :

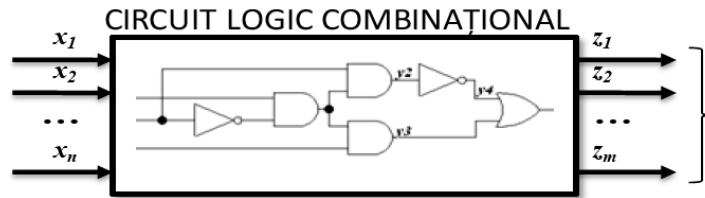
$$X \text{ detectează } f \Leftrightarrow \exists k = \overline{1, m} \text{ a. î. } z_k(X) \oplus z_k(f) = 1$$

Cu  $z_k(X)$  s-a notat funcția logică implementată de circuit la ieșirea  $z_k$  în funcționarea corectă, iar cu  $z_k(f)$  funcția logică implementată la aceeași ieșire în prezența erorii  $f$ .

Operația SAU-EXCLUSIV transpune în algebra binară cerința „valoare diferită”, ( vezi tabelul de adevăr al funcției XOR.)

Spunem despre o eroare  $f$  că este detectabilă dacă și numai dacă există cel puțin un vector de test care o detectează:

$$f = \text{detectabilă} \Leftrightarrow \exists X \text{ a. î. } X \text{ detectează } f$$



2. **Redundanța:** Redundanța erorilor se definește ca opusul detectabilității:

$$f = \text{redundantă} \Leftrightarrow \exists X \text{ a.î. } X \text{ detectează } f$$

O eroare ce nu poate fi detectată de nici un vector de test este o eroare redundantă. Întrucât orice combinație binară aplicată intrărilor poate reprezenta un vector de test, rezultă că doar într-un circuit redundant pot exista erori astfel de erori.

**Circuit redundant** → poate fi eliminată cel puțin o poartă logică fără a-i modifica funcția logică implementată.

Redundanța poate apărea nu doar din cauza unei proiectări suboptimale a circuitului, ci și în urma aplicării unor tehnici de eliminare a hazardului combinațional sau pentru obținerea toleranței la defecțiuni.

Erorile redundante nu reprezintă o problemă în funcționarea circuitului (acesta implementează aceeași funcție în prezența și în absența unei astfel de erori), însă afectează testabilitatea datorită fenomenului de **mascare**.

O eroare redundantă **g** maschează o eroare **f** dacă **f** este detectabilă însă în prezența simultană a erorilor **f** și **g**, aceasta devine redundantă:

$$g \text{ maschează } f \Leftrightarrow \begin{cases} f = \text{eroare detectabilă} \\ g = \text{eroare redundantă} \\ f \text{ și } g = \text{eroare redundantă} \end{cases}$$

### 7. Generarea deterministă a vectorilor de test. Principiul

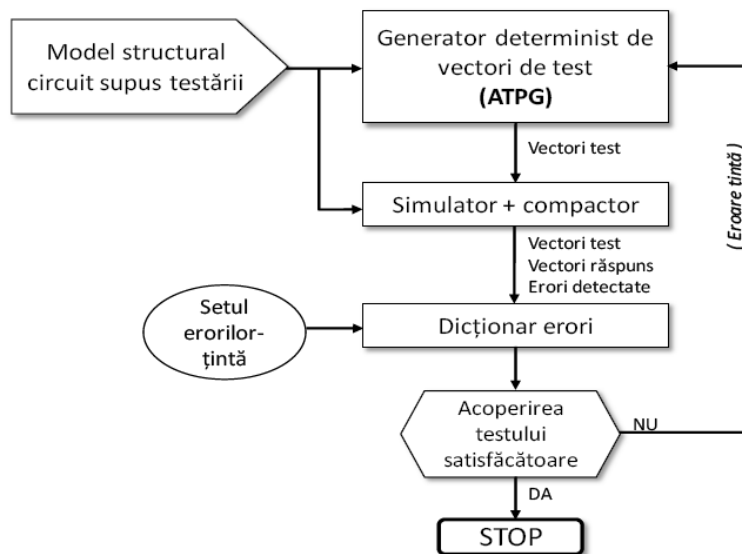
Cursul 9 pagina 17

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau

<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

Un **generator determinist de vectori de test** (ATPG = *Automatic Test Pattern Generator*) reprezintă un modul software care, în urma analizei unui model structural al unui circuit electronic, generează vectori pentru testarea acestuia. „**Analiza unui model structural**” este ceea ce conferă acestui tip de generator de vectori de test caracterul determinist, în opoziție cu generatoarele statistice care generează vectori aleatori în mod independent de structura circuitului supus testării.

- Pe baza modelului structural și eventual a unei erori țintă generatorul furnizează vectori de test unui modul de analiză a testului;
- Utilizând un simulator de erori și un algoritm de compactare a testului, acesta întreține un dicționar de erori ce conține vectori de test, vectori de răspuns și erorile detectate de fiecare dintre acestea.
- Dacă dicționarul de erori oferă o acoperire a testului satisfăcătoare, adică vectorii de test determinați pot detecta un procent minim impus dintre erorile țintă, atunci procesul de generare a testului este încheiat.
- Până la atingerea unei acoperiri a testului satisfăcătoare generatorul determinist este apelat în mod repetat, eventual cu specificarea unei erori țintă.



Utilizarea unui generator determinist de vectori de test, în conjuncție cu un simulator

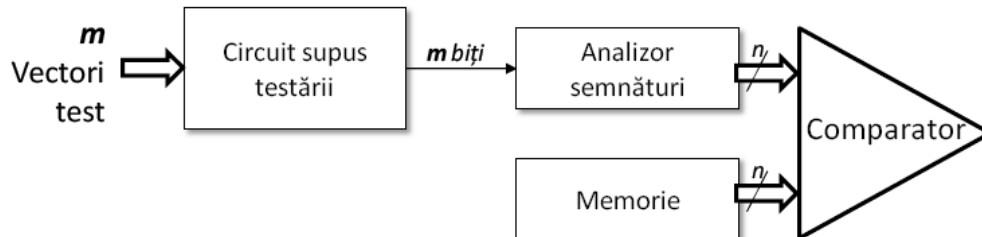
## 8. Principiul testării cu compresia datelor. Metode de compresie. Obiective.

Cursul 11 paginile 17-18

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau  
<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

**Principiul testării cu compresia datelor:** în urma aplicării unei succesiuni de  $m$  vectori de test, la o ieșire a circuitului supus testării se obține o succesiune de  $m$  valori binare care poate fi caracterizată printr-o **semnătură** pe  $n$  biți. Calculând semnătura obținută în urma aplicării testului și comparând-o cu cea corespunzătoare funcționării corecte, stocată într-o memorie, se poate determina dacă circuitul este sau nu defect.

O semnătură caracterizează o secvență binară de lungime  $m$ , adică un șir de  $m$  biți care se succed în timp la intrarea analizorului. Semnătura se reprezintă pe un număr finit de  $n$  biți, de obicei 16, însă poate caracteriza o secvență binară de orice lungime, ceea ce o face atractivă pentru testarea circuitelor secvențiale complexe.



**Metode de compresie:**

- numărarea valorilor binare
- numărarea tranzițiilor
- determinarea parității
- testarea sindromului
- analiza de semnătură

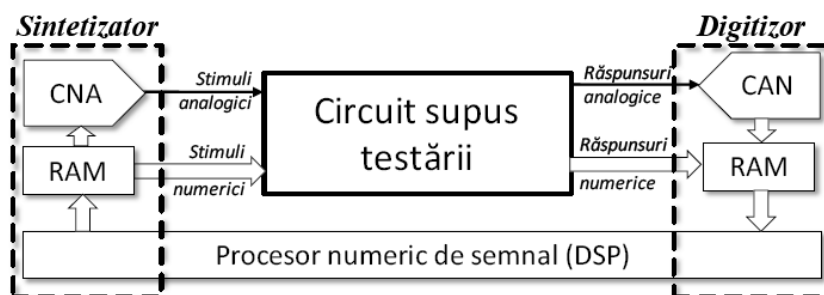
**Obiective urmărite în implementarea metodelor de compresie:**

- Metoda trebuie să poată fi implementată prin tehnici (circuite) cât mai simple.
- Tehnica utilizată nu trebuie să introducă întârzieri suplimentare în funcționarea circuitului sau să afecteze major timpul de test.
- Lungimea semnăturii trebuie să fie mult mai mică decât cea a răspunsului circuitului (comparația se face pentru o cantitate mult mai mică de informație). Această performanță este caracterizată de **gradul de compresie (GC)** definit ca raportul dintre lungimea secvenței de ieșire (răspunsul circuitului) și lungimea semnăturii.
- Metoda de compactare nu trebuie să piardă informația utilă din răspunsul circuitului, adică să nu mascheze manifestarea defectelor. Această performanță este caracterizată prin **probabilitatea de mascare (P)** a erorilor.

## 9. Testoare cu procesare numerică. Structura. Problema sincronizării.

Cursul 12 paginile 23-24

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau  
<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>



Ansamblul DSP-RAM-CNA formează un **sintetizator**, capabil să genereze stimuli analogici: curenți, tensiuni, forme de undă, etc.

Ansamblul CAN-RAM-DSP formează un **digitizor**, capabil să achiziționeze și apoi să analizeze semnale analogice.

Sintetizatorul și digitizorul reprezintă emulatoare numerice ale unor instrumente analogice, care permit echipamentului de test să opereze cu vectori numerici în locul mărimilor analogice.

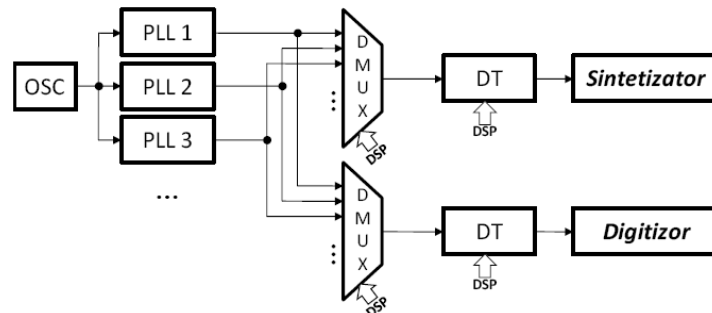
O caracteristică importantă a testoarelor cu procesare numerică este **sincronizarea** emulatoarelor pe baza unui tact unic.

Figura prezintă o structură tipică de distribuție a tactului într-un echipament pentru testarea circuitelor de semnal mixt.

Oscilatorul cu cuarț (OSC) produce tactul de frecvență medie (zeci de MHz), aplicat mai multor bucle cu calare pe fază (PLL = *Phase Locked Loop*) care generează multiple semnale de tact sincronizate, având diferite frecvențe, de ordinul



sutelor de megahertzi. Atât sintetizatoarele cât și digitizoarele pot opera cu oricare dintre aceste semnale de tact, a căror frecvență se poate reduce prin utilizarea unor divizoare de tact (DT). Factorii de multiplicare ai oscilatoarelor PLL și factorii de divizare ai blocurilor DT sunt aleși astfel încât între frecvențele cu care pot opera sintetizatoarele și digitizoarele să se stabilească rapoarte de numere întregi, de obicei prime între ele, necesare pentru eșantionarea coerentă. Sincronizarea în fază a tuturor semnalelor de tact și impunerea între acestea a unor rapoarte de numere întregi poartă denumirea de **sincronizare M/N**.



## 10. Testarea statică a CNA. Probleme. Masurarea indirectă

Cursul 13 paginile 7-9

[https://intranet.etc.upt.ro/~TEE\\_EA/CURS/](https://intranet.etc.upt.ro/~TEE_EA/CURS/) sau

<http://este2.etc.upt.ro/moodle/course/view.php?id=5>

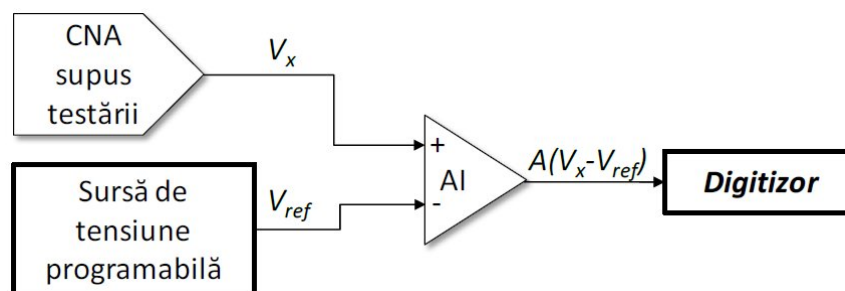
Testarea convertoarelor numeric-analogice pentru evaluarea caracteristicilor statice poate părea de domeniul evidenței: *se măsoară valorile de ieșire pentru fiecare cod aplicat la intrare și se compară cu valoarea ideală*. Există totuși două probleme:

(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  $V_{ref}$  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  $V_{ref}$ , cu singura condiție ca această tensiune să rămână constantă pe durata celor două măsurători.