

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA  
Facultatea de Electronică și Telecomunicații

**EXAMEN LICENȚĂ**  
**SPECIALIZAREA**  
**TEHNOLOGII ȘI SISTEME DE**  
**TELECOMUNICAȚII**

**2016-2017**

**CUPRINS**

Concepte/Teoreme matematice de uz practic în exercitarea profesiei de inginer.....	3
Noțiuni generale de fizică.....	9
Unități de măsură ale Sistemului Internațional.....	14
Studii de caz/Probleme – Circuite electronice fundamentale.....	16
Studii de caz/Probleme – Circuite integrate digitale.....	22
Studii de caz/Probleme – Circuite integrate analogice.....	24
Studii de caz/Probleme – Prelucrarea semnalelor.....	27
Studii de caz/Probleme – Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare.....	28
Discipline fundamentale – Circuite electronice fundamentale.....	31
Discipline fundamentale – Circuite integrate digitale.....	37
Discipline fundamentale – Circuite integrate analogice.....	46
Discipline fundamentale – Prelucrarea semnalelor.....	55
Discipline fundamentale – Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare.....	62
Discipline de specialitate – Radiocomunicații.....	67
Discipline de specialitate – Comunicații de date.....	90
Discipline de specialitate – Sisteme de comutație digitală.....	92
Discipline de specialitate – Transmisii telefonice.....	100
Discipline de specialitate – Baze de date.....	121
Discipline de specialitate – Electronică de putere.....	133
Discipline de specialitate – Sisteme de televiziune.....	139

## 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 soluțiile

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

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  $M_p = \frac{p_1 x_1 + p_2 x_2 + \dots + p_n x_n}{p_1 + p_2 + \dots + p_n}$ , (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  $B_i$ .



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

**Răspuns:**

Fie  $\xi$  o variabilă aleatoare discretă cu distribuția

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

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. Definiții 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. Definiții 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  $U \subset \mathbf{R}^3$ ,  $v = (P, Q, R)$ .

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

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

## 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.

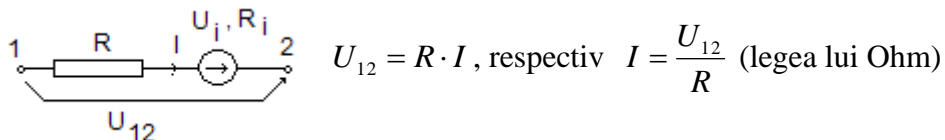
$$\vec{F} = \frac{q_1 \cdot q_2}{4\pi\epsilon} \cdot \frac{\vec{r}_2 - \vec{r}_1}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_1|^3}$$

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,



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 electromotore ( $U_{e_j}$ ) 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,

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} u_m \sin \omega t \cdot i_m \sin(\omega t - \varphi) dt = U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

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 punctului 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  $\Gamma$ .

$$\oint_\Gamma \vec{H} \cdot \vec{dl} = \int_{S_\Gamma} \vec{J} \cdot \vec{ds} = i$$

unde  $i$  – este curentul electric de conducție prin suprafața  $S_\Gamma$ ,  $\vec{H}$  – este intensitatea câmpului magnetic,  $\vec{J}$  – este densitatea curentului de conducție,  $\vec{ds}$  – 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 pacurge spirele bobinei.

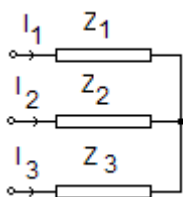
$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\phi}{i}$$

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 impedențe de fază au un nod comun (ca în figura alăturată).



Dacă cele trei impedențe 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  $I_l = I_f$ .

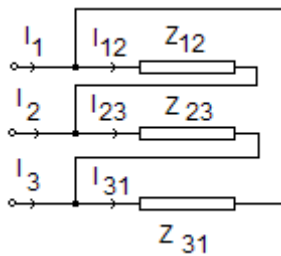
Tensiunea de fază ( $U_f$ ) reprezintă căderea de tensiune pe impedențele de fază, iar tensiunea de linie ( $U_l$ ) reprezintă tensiunea dintre două faze. Curenții de fază ( $I_1, I_2, I_3$  – din figură) reprezintă acei curenți ce parcurg impedențele de fază,

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 ( $\underline{Z}_{12}$ ,  $\underline{Z}_{23}$ ,  $\underline{Z}_{31}$ ) 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.

## UNITĂȚI DE MĂSURĂ ALE SISTEMULUI INTERNAȚIONAL

**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).**

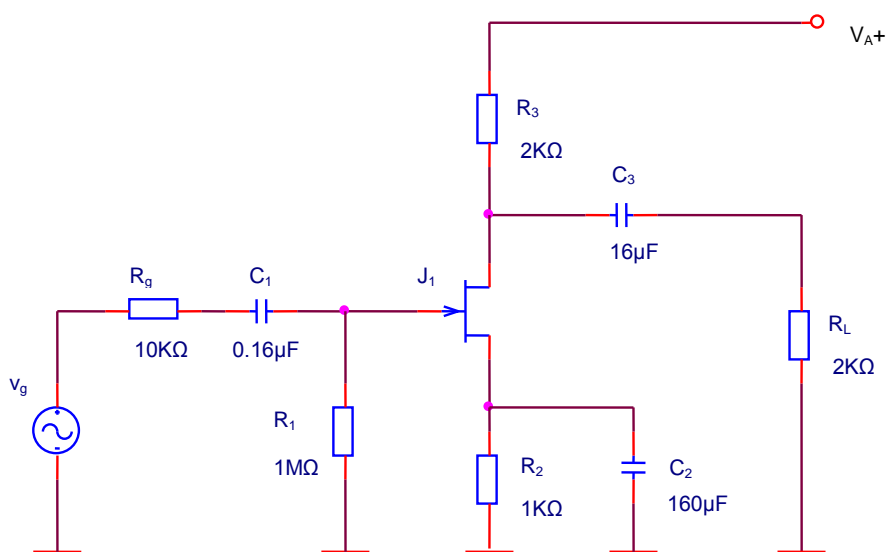
*Unitatea SI pentru inductanță este henry. Simbolul său este H. Factorul de multiplicare pentru mili este  $10^{-3}$ . Simbolul său este m.*

## CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

### PROBLEMA 1

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).

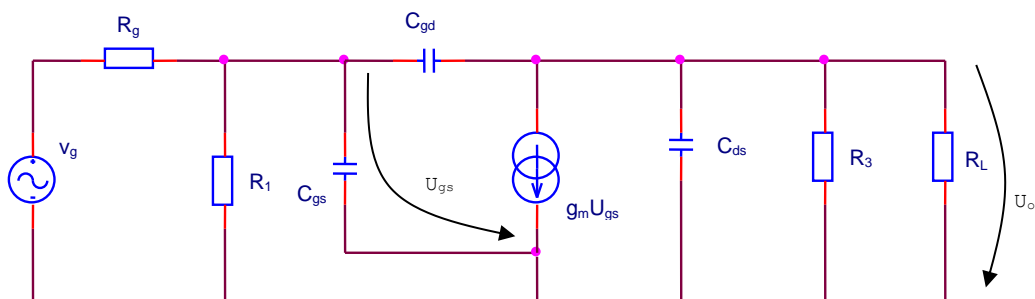


Fig. 9. Schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic pentru circuitul din fig. 8.

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

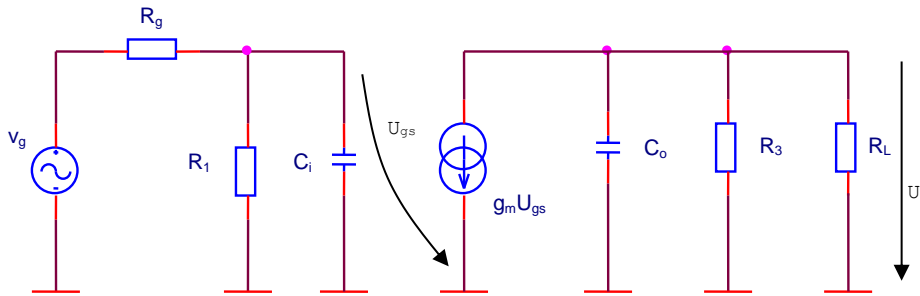


Fig. 10. Schema echivalentă după aplicarea teoremei lui Miller.

$$K = \frac{U_o}{U_i} \text{ și } U_o = -g_m U_{gs} (R_3 \parallel R_L), U_i = U_{gs} \Rightarrow K = A_{U0} = -g_{ms} R_3 \parallel R_L = -5 \quad (21)$$

$$C_{iM} = C_{gd}(1-K) = 30 \text{ pF}, C_{oM} = C_{gd} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = 6 \text{ pF} \quad (22)$$

$$C_i = C_{gs} \parallel C_{iM} = C_{gs} + C_{iM} = 40 \text{ pF}, C_o = C_{ds} \parallel C_{oM} = C_{ds} + C_{oM} = 16 \text{ pF} \quad (23)$$

Frecvențele introduse de aceste capacități sunt:

$$f_{P1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_i \cdot R_{P1}}, R_{P1} = R_g \parallel R_1 \cong R_g \cong 10K\Omega \Rightarrow f_{P1} = 400KHz \quad (24)$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_o \cdot R_{P2}}, R_{P2} = R_3 \parallel R_L = 1K\Omega \Rightarrow f_{P2} = 10MHz. \quad (25)$$

Funcția de transfer la înaltă frecvență va fi atunci:

$$A_U(j\omega) = -5 \cdot \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{0.4 \cdot 10^6}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{10 \cdot 10^6}\right)} \quad (26)$$

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  $f_{P1} = 400KHz$  sau se poate calcula pe baza definiției:

$$\left|A_U(j\omega)\right|_{f=f_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{U0} \Rightarrow f_i = 393,7KHz \quad (27)$$

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.

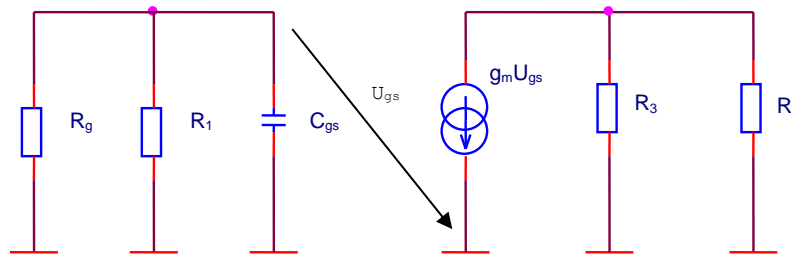


Fig. 11. Schema echivalentă, cazul  $C_{gs}$ .

$$f_{P1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs} \cdot R_{P1}}, R_{P1} = R_1 \parallel R_g \cong R_g \cong 10K \Rightarrow f_{P1} = 1,6MHz \quad (28)$$

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

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

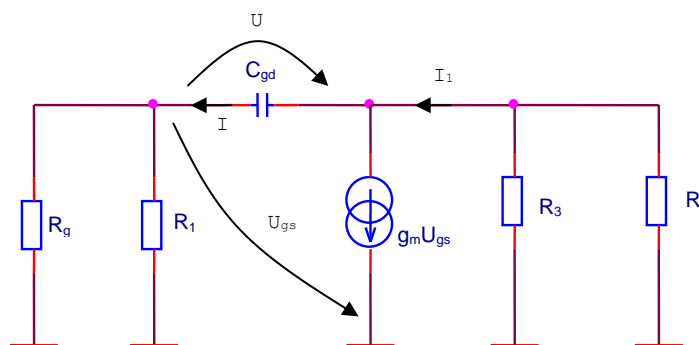


Fig. 12. Schema echivalentă, cazul  $C_{gd}$ .

$$f_{P2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gd} \cdot R_{P2}}, R_{P2} = \left| \frac{U}{I} \right| \quad (29)$$

Aplicând teoremele lui Kirchoff se pot scrie următoarele relații:

$$-i \cdot R_g \parallel R_1 + u_{gs} = 0 \Rightarrow u_{gs} = i \cdot R_g \parallel R_1 \quad (30)$$

$$I_1 = g_m \cdot u_{gs} + I = I(1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \quad (31)$$

$$U - I \cdot R_g \parallel R_1 - I_1 \cdot R_3 \parallel R_L = 0 \Rightarrow U = I \cdot R_g \parallel R_1 + I \cdot (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L \quad (32)$$

$$R_{P2} = \frac{U}{I} = R_g \parallel R_1 + (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L = 61K\Omega. \Rightarrow f_{P2} = 524,6KHz \quad (33)$$

b3) Analiza efectului capacității  $C_{ds}$

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

$$f_{P3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ds} \cdot R_{P3}}, \quad R_{P3} = R_3 \parallel R_L = 1K \Rightarrow f_{P3} = 16MHz \quad (34)$$

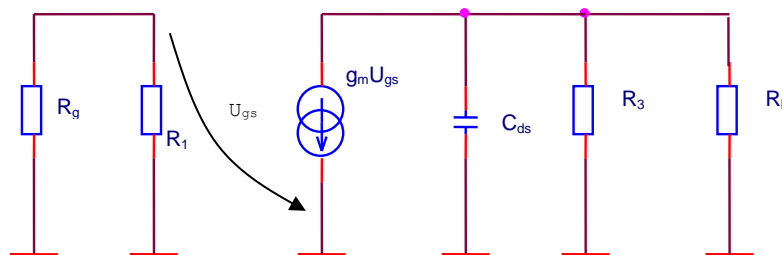


Fig. 13. Schema echivalentă, cazul  $C_{ds}$ .

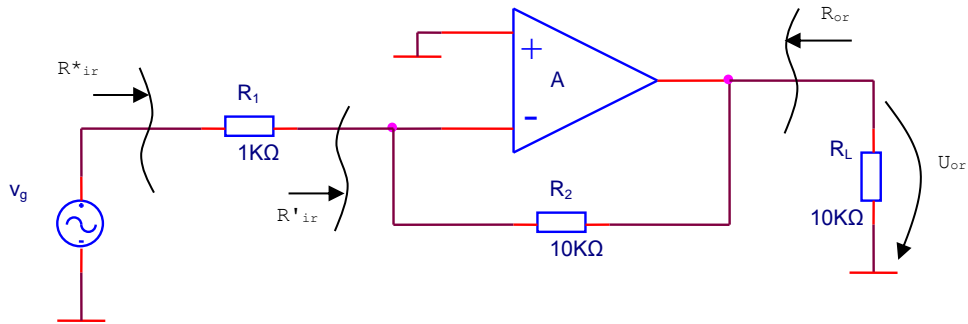
Efectul cumulat al celor trei capacități se determină astfel:

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

## PROBLEMA 2

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  $R_2$ .

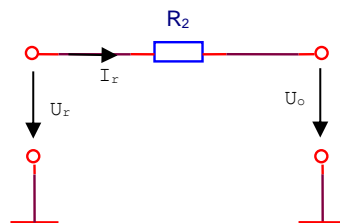


Fig. 2. Cuadripolul de reacție.

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

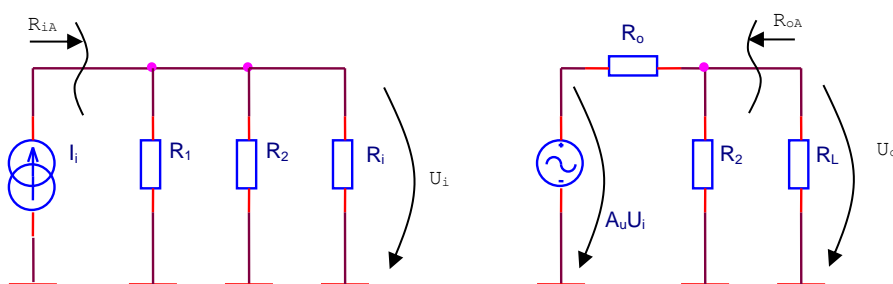


Fig. 3. Schema echivalentă, cu influența cuadripolului de reacție inclusă, pentru circuitul din fig. 1.

Pentru această schemă fără reacție se calculează mărimile de interes:

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

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



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

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

- Se obțin parametrii amplificatorului cu reacție:

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

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

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

$$A_{Ugr} = \frac{U_o}{I_g} \cdot \frac{I_g}{v_g} = Z_{Tr} \cdot \frac{1}{R_1} = -8,24$$

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

## CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE

### PROBLEMA 1

**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.**

#### Rezolvare:

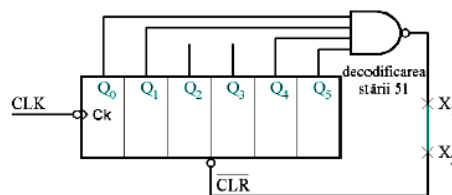
Numărul de bistabile necesare  $n$  este:  $2^{n-1} < 51 < 2^n$ . Relația este îndeplinită pentru  $n=6$  ( $32 < 51 < 64$ ).

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:

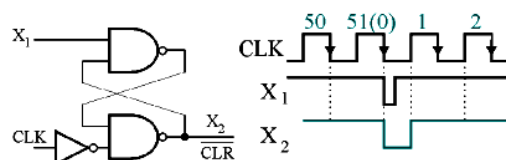
Nr. impuls tact	$Q_5$	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$	$Q_0$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
⋮						
50	1	1	0	0	1	0
51 (0)	1 → 0	1 → 0	0	0	1 → 0	1 → 0

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  $X_2$ .



**PROBLEMA 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.**

**Rezolvare:**

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

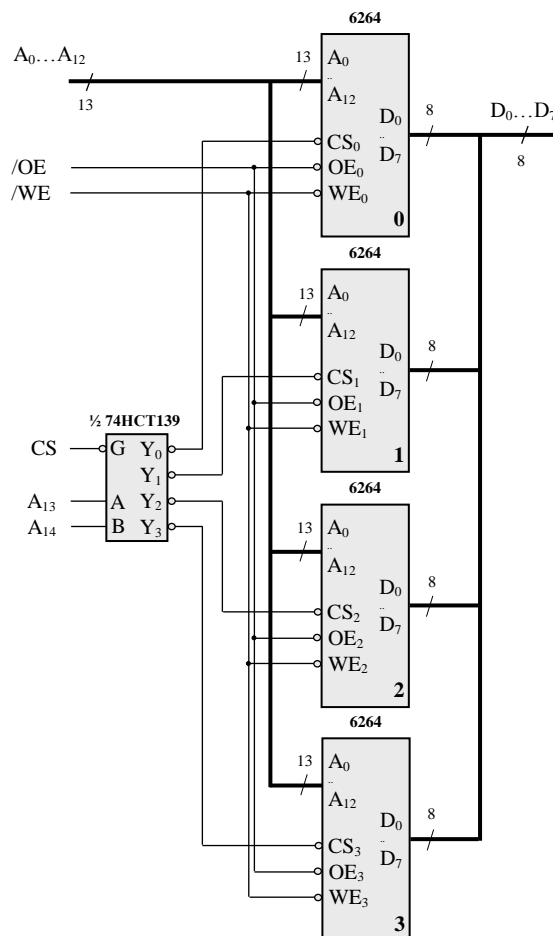


Figura 6. Memorie SRAM de capacitate 32k x 8 biți.

## CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

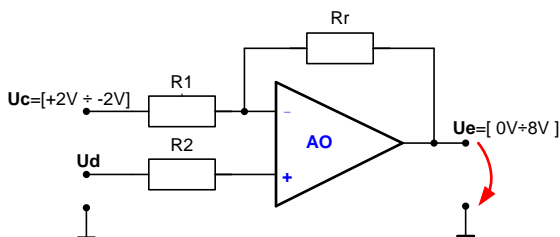
### PROBLEMA 1

Să se proiecteze un convertor de domeniu de tensiune realizat cu un amplificator operațional la care tensiunea de comandă  $U_c$  se modifică între limitele  $U_c = (+2\text{ V} \div -2\text{ V})$  iar la ieșire se obține o tensiune  $U_e$  care se modifică între limitele  $U_e = (0\text{ V} \div +8\text{ V})$ . Se consideră rezistența de reacție  $R_r = 10\text{ k}\Omega$  iar tensiunea de deplasare, notată cu  $U_d$ , va trebui obținută de la una dintre sursele de alimentare  $\pm E = \pm 15\text{ V}$  (bine stabilizate) ale amplificatorului operational.

#### Rezolvare:

Schema posibilă.

Întrucât tensiunea de comandă scade între limitele  $U_c = (+2\text{ V} \div -2\text{ V})$  iar tensiunea de ieșire crește între limitele  $U_e = (0\text{ V} \div +8\text{ V})$  rezultă că vom utiliza un AO inversor. Schema inițială posibilă poate fi:



Determinăm  $U_e$  max și  $U_e$  min:  $U_{e\max} = -U_{c\min} \frac{R_r}{R_1} + U_d \left(1 + \frac{R_r}{R_1}\right)$

$$U_{e\min} = -U_{c\max} \frac{R_r}{R_1} + U_d \left(1 + \frac{R_r}{R_1}\right)$$

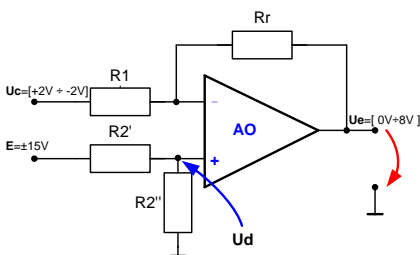
Se determină raportul variației tensiunilor de ieșire și de comandă,  $\frac{\Delta U_e}{\Delta U_c}$ :

$$\frac{\Delta U_e}{\Delta U_c} = \frac{U_{e\max} - U_{e\min}}{U_{c\max} - U_{c\min}} = \frac{R_r}{R_1} = 2 \quad \text{rezultă } R_1 = \frac{R_r}{2} = 5\text{ k}\Omega$$

Se determină tensiunea de deplasare  $U_d$  (de exemplu din relația corespunzătoare tensiunii  $U_{e\max}$ ):

$$8 = -(-2) \frac{10 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} + U_d \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3}\right); \quad \text{rezultă } U_d = \frac{4}{3}\text{ V}$$

Tensiunea  $U_d$  se obține folosind un divizor rezistiv de la tensiunea de valoare  $E = +15\text{ V}$ . Rezultă schema:



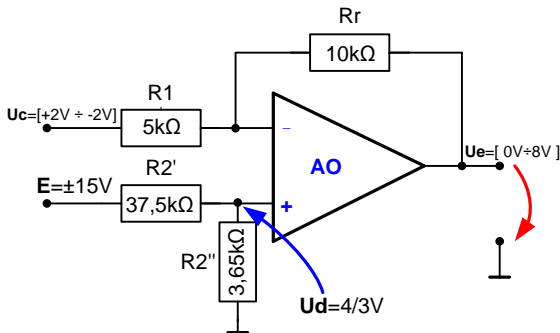
Pentru determinarea valorilor celor 2 rezistențe ale divizorului rezistiv se scriu două relații: expresia tensiunii  $U_d$  corespunzătoare și condiția de erori minime (CEM):

$$U_d = E \frac{R_2''}{R_2' + R_2''} \quad \text{respectiv} \quad R_1 || R_r = R_2' || R_2''$$

adică  $\frac{4}{3} = 15 \frac{R2''}{R2' + R2''}$       respectiv       $5K\Omega || 10K\Omega = R2' || R2''$

Rezultă  $R2' = \frac{150}{4} = 37,5K\Omega$ ;       $R2'' = \frac{150}{41} = 3,65k\Omega$

Schema finală cu valorile rezistențelor este următoarea:

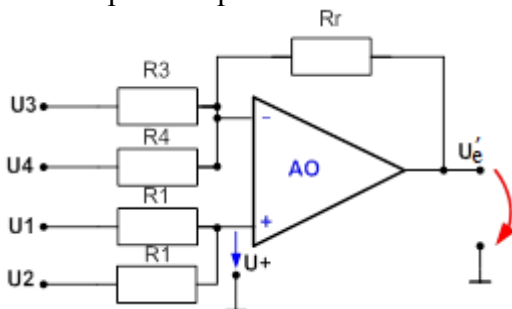


## PROBLEMA 2

Să se proiecteze un amplificator (cu un singur AO) a cărui tensiune de ieșire să corespundă relației:  $U_e = 3 U_1 + 3 U_2 - 2 U_3 - 0,5 U_4$ . Se consideră  $R_r = 10 K\Omega$ .

### Rezolvare:

Schema posibilă poate fi:



Întrucât tensiunile de intrare  $U_1$  și  $U_2$  sunt pozitive și au același coeficient (egal cu 3), acestea se vor conecta la intrarea neinvertor (+) prin rezistențe egale,  $R_1$ .

Rezultă:

$$U_+ = \frac{1}{2} \cdot (U_1 + U_2)$$

Expresia tensiunii de ieșire  $U_e$  va fi:

$$U_e = -U_3 \frac{R_r}{R_3} - U_4 \frac{R_r}{R_4} + \frac{1}{2} (U_1 + U_2) \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4}\right)$$

Se identifică coeficienții pentru tensiunea de ieșire  $U_e$

din schema posibilă cu cei din expresia tensiunii de ieșire  $U_e$  din enunțul problemei:

$$\frac{R_r}{R_3} = 2, \text{ rezultând } R_3 = \frac{10k\Omega}{2} = 5k\Omega, \text{ respectiv}$$

$$\frac{R_r}{R_4} = \frac{1}{2}, \text{ rezultând } R_4 = 10k\Omega \cdot 2 = 20k\Omega$$

Verificăm dacă valorile obținute pentru rezistențele  $R_3$  și  $R_4$  sunt potrivite pentru obținerea valorii corecte a coeficienților tensiunilor aplicate pe intrarea neinvertor:

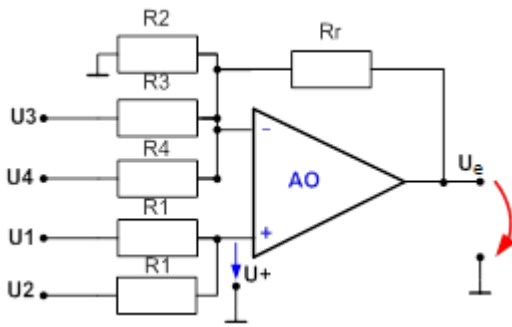
$$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4}\right) \stackrel{?}{=} 3$$

Calculăm  $R_3 || R_4 = \frac{5 \cdot 20}{5 + 20} = \frac{100}{25} = 4k\Omega$ ; verificăm coeficienții pentru  $U_1$  și  $U_2$ :

$$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4}\right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{10}{4}\right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{5}{2}\right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{7}{2} = \frac{7}{4} < 3$$

Rezultă că trebuie mărit coeficientul  $\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4}\right)$  până la valoarea 3 a coeficientului din enunț.

Pentru aceasta vom modifica schema inițială și vom introduce o rezistență  $R_2$  la intrarea invertor, conform schemei următoare:



Se rescrie expresia tensiunii de ieșire  $U_e$  care va include și rezistența  $R_2$  adăugată:

$$U_e = -U_3 \frac{R_r}{R_3} - U_4 \frac{R_r}{R_4} + \frac{1}{2} (U_1 + U_2) \left( 1 + \frac{R_r}{R_2 \parallel R_3 \parallel R_4} \right)$$

1. Vom calcula acum valoarea rezistenței  $R_2$  prin identificarea coeficienților:

$$\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{R_r}{R_2 \parallel R_3 \parallel R_4} \right) = 3,$$

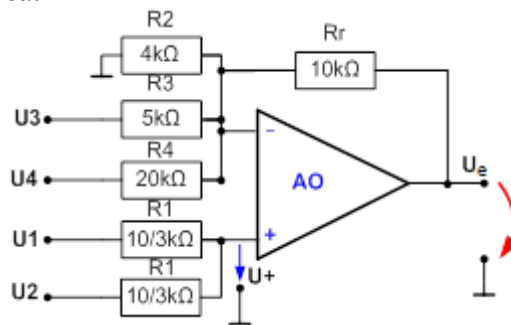
$$\frac{R_r}{R_2 \parallel R_3 \parallel R_4} = \frac{10\text{k}\Omega}{R_2 \parallel 4\text{k}\Omega} = 5\text{k}\Omega, \text{ rezultă că } R_2 = 4\text{k}\Omega$$

2. Se determină valoarea rezistenței  $R_1$  folosindu-ne de relația de îndeplinire a condiției de erori minime (CEM):

$$R_- = R_+ \Rightarrow R_r \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_1 \Rightarrow \frac{R_1}{2} = R_r \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4$$

$$\Rightarrow \frac{R_1}{2} = 10\text{k}\Omega \parallel 4\text{k}\Omega \parallel 4\text{k}\Omega = \frac{5}{3} \text{ k}\Omega, \Rightarrow R_1 = 2 \cdot \frac{5}{3} = \frac{10}{3} \text{ k}\Omega$$

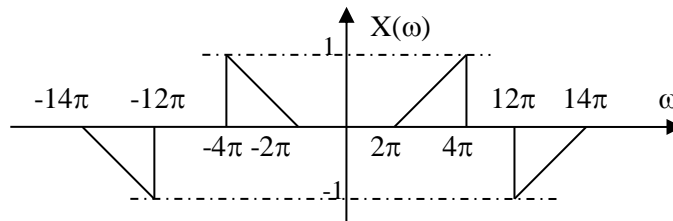
Schema finală este următoarea:



## PRELUCRAREA SEMNALELOR

### PROBLEMA 1

Se consideră semnalul  $x(t)$  cu spectrul din figură



Care este valoarea minimă a frecvenței de eșantionare  $f_{s_{\min}}$  care permite conform teoremei eșantionării reconstrucția perfectă a semnalului din eșantioanele sale obținute prin eșantionarea sa ideală ?

### Răspuns

$$f_M = \frac{14\pi \text{ [rad/s]}}{2\pi \text{ [rad]}} = 7 \text{ Hz}$$

$$f_{s_{\min}} = 2f_m = 2 \cdot 7 \text{ Hz} = 14 \text{ Hz}$$

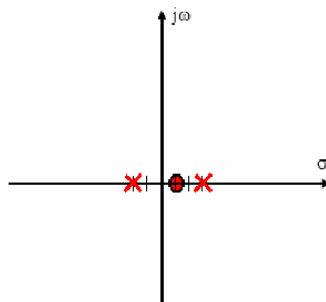
### PROBLEMA 2

Se consideră sistemul cu funcția de transfer  $H(s) = \frac{s-1}{(s+2)(s-3)}$ .

Schițați diagrama sa de poli și zerouri.

### Răspuns:

$$X(s) = \frac{s-1}{(s+2)(s-3)}$$



x- pol

o - zero

## SISTEME DE PRELUCRARE NUMERICĂ CU PROCESOARE

### PROBLEMA 1

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

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

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

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

0 1, ACLK

1 0, SMCLK

1 1, INCLK (TACLK inversat)

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

0 0, divizare cu 1

0 1, divizare cu 2

1 0, divizare cu 4

1 1, divizare cu 8

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

0 0 stop, numărătorul nu funcționează

0 1 modul *up*

1 0 modul *continuous*

1 1 modul *up-down*

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

Elemente de programare la nivel de bit necesare pentru rezolvare:

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

```
while ((Nume_registru & masca) == 0); //masca va conține 1 logic
```

în poziția bitului care trebuie să devină 1 și 0 în rest

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

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

Complementarea valorii unui bit sau grup de biți:

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

### Rezolvare:

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

Se obține  $TACCR0+1 = T \times f_{CLK} = f_{CLK} / f = 1 \text{ MHz} / 10 \text{ Hz} = 100\ 000$ . Această valoare depășește numărul maxim de 16 biți (65535) care poate fi înscris în registrul TACCR0. Ca urmare, trebuie realizată o divizare a frecvenței semnalului SMCLK, cu 2, de exemplu. Rezultă  $f_{CLK} = 500 \text{ KHz}$ .

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

Conținutul registrului TACTL:

10 0101 0000 = 250h



SMCLK;  
Divizare cu 2;  
modul *up*

Programul este prezentat în continuare

```
void main( void )
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // Stop watchdog timer
    BCSCCTL1 = CALBC1_1MHZ; // calibrare oscilator
    DCOCTL = CALDCO_1MHZ;

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

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

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

## PROBLEMA 2

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

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

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

0 0, TACLK (semnal extern, aplicat la un pin dedicat)  
0 1, ACLK  
1 0, SMCLK  
1 1, INCLK (TACLK inversat)

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

astfel:

0 0, divizare cu 1  
0 1, divizare cu 2  
1 0, divizare cu 4  
1 1, divizare cu 8

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

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

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

OUTMODx	modul de lucru
011	set-reset

....  
111 reset-set

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

### Rezolvare:

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

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

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

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

Conținutul registrului TACTL:

10 0001 0000 = 210h

SMCLK;

Divizare cu 1;

modul *up*

Conținutul registrului TACCTL1:

1110 0000 = E0h

reset-set;

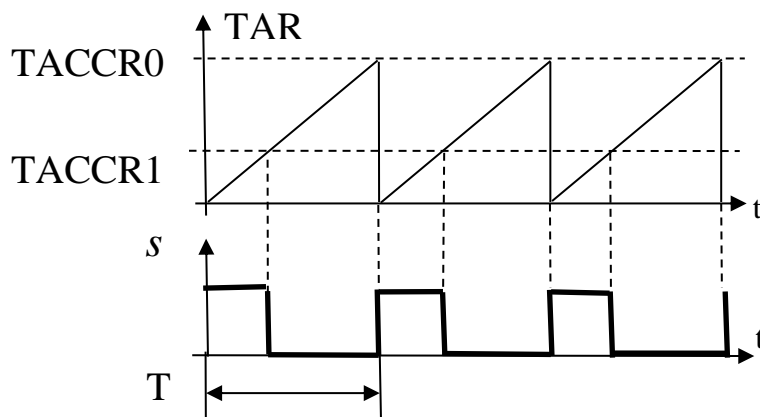
Programul este prezentat în continuare

```
void main( void )
{
WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // Stop watchdog timer
BCSCTL1 = CALBC1_1MHZ; // calibrare oscilator
DCOCTL = CALDCO_1MHZ;

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

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

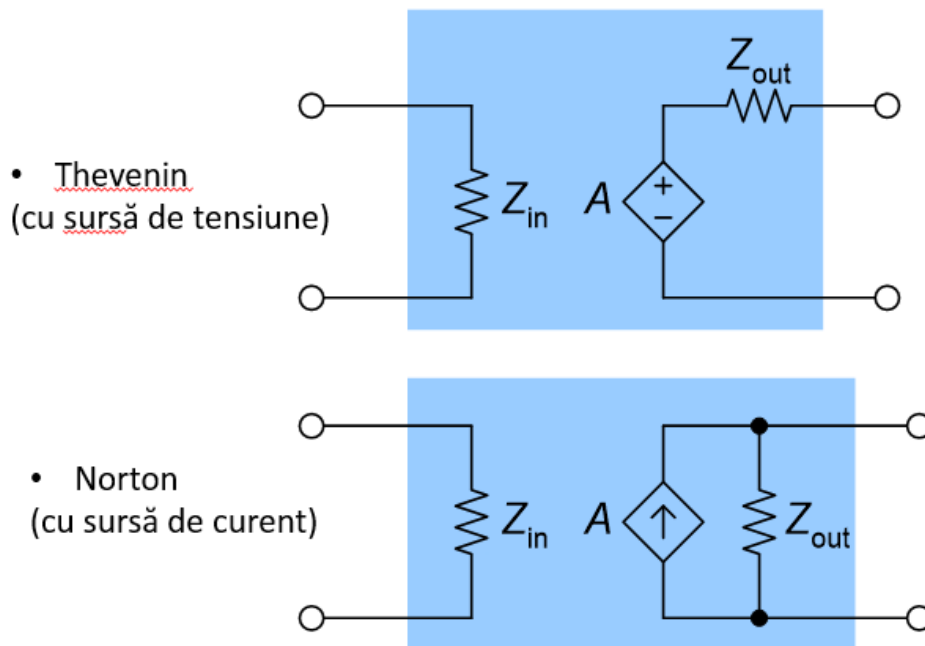
Semnalul generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR:



## CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

### 1. Prezențați modelul general al unui amplificator (cu sursă de tensiune și cu sursă de curent) și definiți parametrii modelelor.

**Răspuns:** CAP. 1. Introducere în amplificatoare electronice, slides 3 – 7.



- Impedanța de intrare este impedanța echivalentă la bornele de intrare, atunci când la bornele de ieșire este conectată impedanța de sarcină nominală.
  - Acest parametru caracterizează încărcarea produsă de intrarea amplificatorului asupra sursei de semnal, sau altfel spus, cum simte generatorul de semnal circuitul de amplificare.
  - Impedanța de intrare se definește prin relația:  $\underline{Z}_i = \frac{U_i}{I_i}$
- Impedanța de ieșire este impedanța internă a generatorului echivalent între bornele de ieșire ale amplificatorului și se definește cu ajutorul relației:

$$\underline{Z}_o = \left. \frac{U_o}{I_o} \right|_{V_g=0}$$

în care  $\underline{V}_g$  este tensiunea generatorului de semnal conectat la bornele de intrare ale amplificatorului.

- Parametrii de transfer
  - Amplificarea de tensiune:  $\underline{A}_u = \frac{U_o}{U_i}$
  - Amplificarea de curent:  $\underline{A}_i = \frac{I_o}{I_i}$

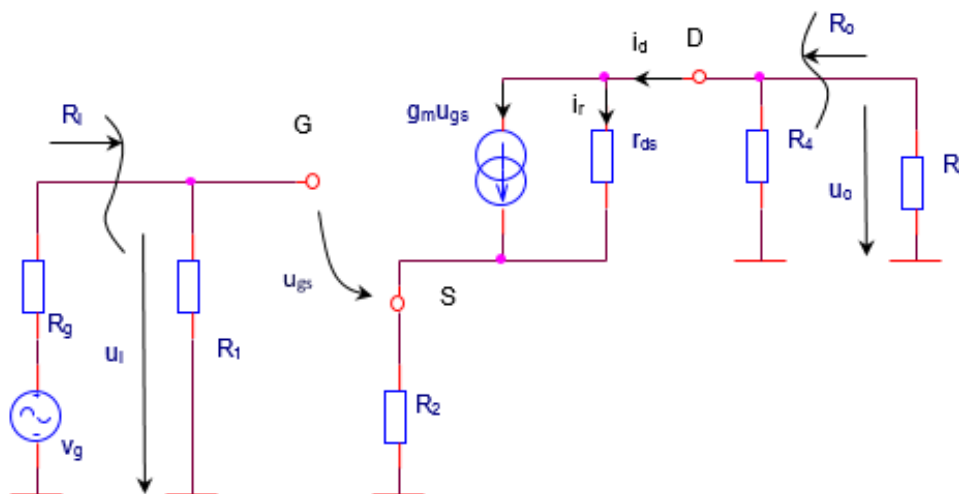
**2. Comparați etajele de amplificare emitor, colector respectiv bază comună din punct de vedere al valorii amplificărilor de tensiune, curent, putere, impedanță de intrare și impedanță de ieșire.**

**Răspuns:** CAP. 1. Introducere în amplificatoare electronice, slides 34.

Tip	$A_u$	$A_i$	$A_p$	$Z_i$	$Z_o$
EC	Medie	Medie	Mare	Medie	Medie
CC	< 1	Medie	$\cong A_i$	Mare	Mică
BC	Medie	< 1	$\cong A_v$	Mică	Mare

**3. Calculați expresia amplificării de tensiune pentru următoarea schemă echivalentă a unui etaj cu tranzistoare TEC în conexiune sursă comună considerând  $r_{ds}$  de valoare infinită.**

**Răspuns:** CAP. 1. Introducere în amplificatoare electronice, slides 38 - 40.



$$u_o = -(g_m u_{gs}) R_4 || R_L$$

$$u_i = u_{gs} + (g_m u_{gs}) R_2$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-(g_m u_{gs}) R_4 || R_L}{u_{gs} + (g_m u_{gs}) R_2} = -g_m R_4 || R_L \frac{1}{1 + g_m R_2}$$

#### 4. Formulați metoda constantelor de timp de scurtcircuit (CTS) pentru calculul frecvenței $f_j$ .

**Răspuns:** CAP. 2. Analiza în domeniile frecvență și timp, slides 36 - 37.

- Determinarea frecvenței limită inferioară pe baza funcției de transfer  $A_U(j\omega)$  poate fi, în situațiile în care circuitul electronic este complex, dificilă
- Se preferă adesea folosirea unei metode aproximative dar mai rapide, denumită **metoda constantelor de timp de scurtcircuit**, ce permite determinarea  $f_j$ .
- Ea constă în asocierea, pentru fiecare condensator cu efect la joasă frecvență, unei constante de timp  $\tau_k = R_{Sk}C_k$  în care  $R_{Sk}$  reprezintă rezistența echivalentă la bornele capacității  $C_k$  în condițiile în care circuitul este pasivizat și restul condensatoarelor sunt scurtcircuitate
- În aceste condiții:

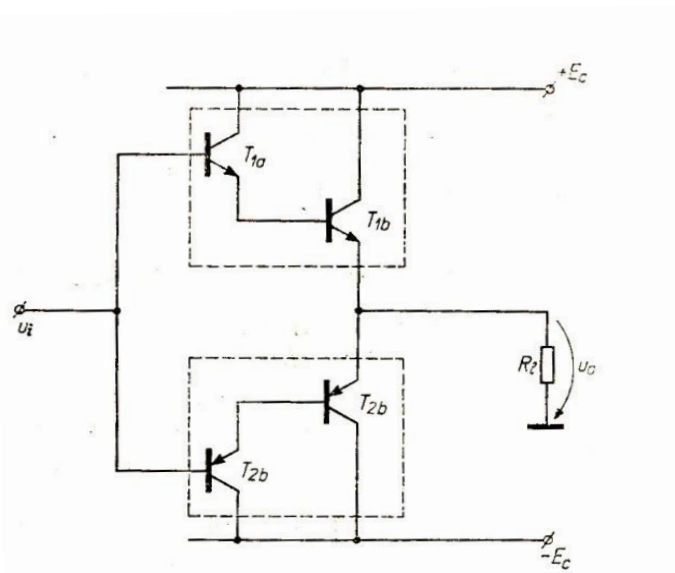
$$\omega_j = \sum_{k=1}^n \frac{1}{\tau_k}$$

$$\Rightarrow f_j = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2\pi\tau_k} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2\pi R_{Sk} C_k} = \sum_{k=1}^n f_k$$

în care  $n$  reprezintă numărul total de condensatoare cu efect la joasă frecvență.

#### 5. Calculați factorul de amplificare în curent $\beta$ pentru ansamblul format din T1a și T1b.

**Răspuns:** CAP. 3. Amplificatoare de putere, slide 21.

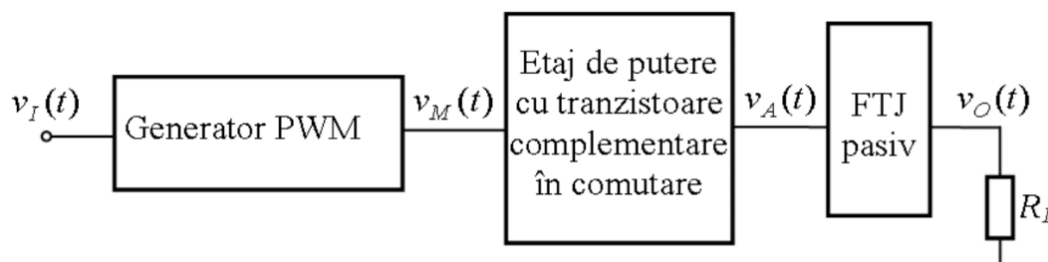


$$\beta_{ech} = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 \cdot I_{B2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 \cdot I_{E1}}{I_{B1}} \cong \frac{\beta_2 \cdot I_{C1}}{I_{B1}} = \beta_1 \cdot \beta_2$$

## 6. Amplificatorul în clasă D – caracteristici, utilizare și schema de principiu.

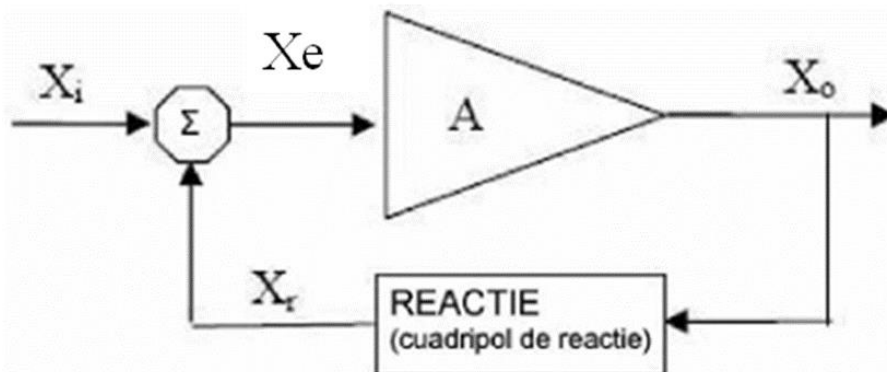
**Răspuns:** CAP. 3. Amplificatoare de putere, slide 35 - 36.

- Caracteristici:
  - randament foarte bun, 80% -95%;
  - reducerea drastică a puterii pierdute pe tranzistoare (prin funcționarea în comutare a tranzistoarelor amplificatoare);
  - necesită radiator de dimensiuni mici, reducând astfel spațiul ocupat de amplificator
- Amplificatoarele în clasă D sunt utilizate în echipamente alimentate de la baterii, sisteme portabile, echipamente în care există constrângeri de spațiu, etc.
- Schema bloc:



## 7. Calculați valoarea amplificării cu reacție în funcție de valorile amplificării fără reacție și coeficientul de transfer al cuadripolului de reacție.

**Răspuns:** CAP. 4. Circuite electronice cu reacție, slide 4 - 5.

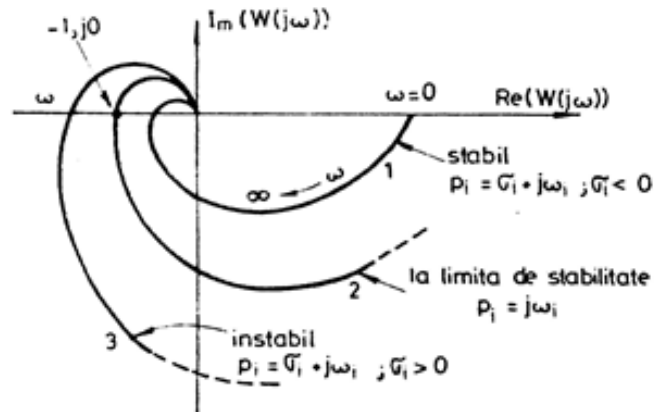


$$A_r = \frac{X_o}{X_i} = \frac{A \cdot X_e}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + X_r)}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + \beta \cdot X_o)}{X_i} = A + \beta \cdot A_r \Rightarrow A_r = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$$

## 8. Criteriul lui Nyquist. Enunț, diagramă, definiții rezervă amplitudine și fază.

**Răspuns:** CAP. 5. Stabilitate circuitelor electronice, slide 7 - 8.

Criteriul lui Nyquist: amplificatorul cu reacție este stabil dacă hodograful (graficul reprezentat în planul complex) lui  $W(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega)$  nu înconjoară punctul critic de coordonate  $(-1, 0)$  pentru  $\omega \in (-\infty, \infty)$ .



- Fie  $f^*$  frecvența pentru care  $\arg(W(j\omega)) = \pi$  și  $f_c$  frecvența pentru care  $|W(j\omega)| = 1$ .
- O reformulare echivalentă a criteriului Nyquist este următoarea: dacă  $f_c < f^*$  amplificatorul este stabil.
- Pentru a putea caracteriza cantitativ stabilitatea unui sistem, se definesc mărimile:
  - Rezervă (marginea) de amplitudine,  

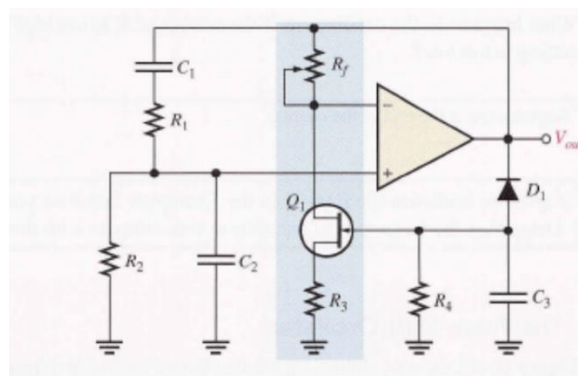
$$R_a = 1 - |W(j\omega^*)| \text{ sau } R_a [\text{dB}] = -20 \lg(|W(j\omega^*)|)$$
  - Rezerva (marginea) de fază,  

$$R\phi = \pi + \arg(W(j\omega_c))$$

## 9. Schema unui oscilator cu rețea RC selectivă (Wien) cu control automat al amplificării. Explicați rolul componentelor din circuit.

**Răspuns:** CAP. 6. Oscilatoare, slide 23 - 24.

- Toate metodele practice de obținere a stabilității oscilațiilor și a unui semnal nedistorsionat presupun un control automat al amplificării. Practic aceasta înseamnă reglarea amplificării dependent de amplitudinea oscilațiilor.
- Una din posibilități este utilizarea unui TEC-J care să funcționeze ca un rezistor controlat în tensiune ( $R_{DS} = f(u_{GS})$ ).

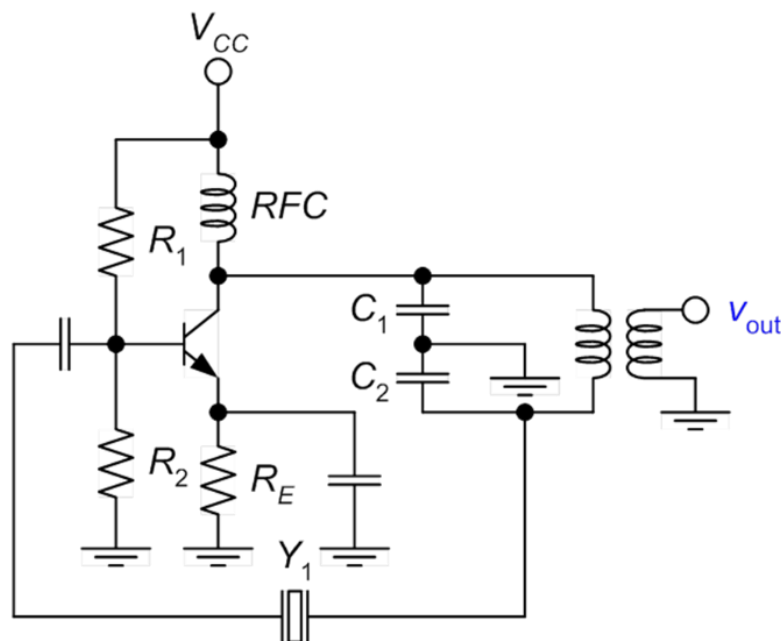


$R_1, C_1, R_2, C_2$  – cuadripolul de reacție pozitivă, rețeaua Wien, determină frecvența oscilațiilor  
 $R_f$  – parte a cuadripolului de reacție negativă, determină amplitudinea oscilațiilor  
 $D_1$  – dioda conduce doar în alternanța negativă, deoarece  $Q_1$  are nevoie de tensiune  $u_{gs}$  negativă  
 $C_3$  – se încarcă spre tensiunea de vârf în alternanța negativă  
 $R_4$  – polarizare grilă tranzistor cu efect de câmp, formează împreună cu  $D_1$  și  $C_3$  un detector de vârf  
 $R_3$  și cu rezistența drenă – sursă formează cea de a doua parte a cuadripolului de reacție negativă  
 $Q_1$  – tranzistor cu efect de câmp, are valoare rezistenței  $r_{ds}$  controlată de amplitudinea oscilației

## 10. Proprietăți și principii ale oscilatoarelor cu cuarț. Schema oscilatorului Colpitts cu cristal de cuarț

**Răspuns:** CAP. 6. Oscilatoare, slide 30 – 32, 37.

- În aplicațiile unde stabilitatea și precizia frecvenței de oscilație sunt critice se vor folosi oscilatoare cu cristal de cuarț.
- Funcționarea acestui tip de oscilatoare se bazează pe **efectul piezoelectric**: apariția sarcinilor electrice pe suprafețele unui monocristal care este deformat mecanic.
- **Efectul piezoelectric direct** constă în apariția unei diferențe de potențial între fețele unui cristal supus la presiune mecanică. **Efectul piezoelectric invers** constă în apariția unor deformații ale cristalului (oscilații mecanice) într-un câmp electric variabil.
- Dimensiunile fizice ale cristalului determina frecvența vibrațiilor.
- Cristalele de cuarț sunt facute din  $\text{SiO}_2$ .
- Dacă frecvența tensiunii aplicate coincide cu una dintre frecvențele proprii de oscilație mecanică are loc un fenomen de **rezonanță**; oscilațiile mecanice au loc cu **pierderi foarte mici** de energie, datorate frecărilor interne, astfel încât sistemul mecanic (cuarțul), extrage din sistemul electric cantități foarte mici de energie, necesare compensării pierderilor. Astfel, cuarțul se comportă ca un circuit rezonant cu pierderi foarte mici, deci cu factorul de calitate  $Q = \omega_s L_q / R_q$  **foarte mare**.
- Aceasta însușire, împreună cu **marea stabilitate** a frecvențelor proprii, **prețul redus**, **dimensiunile mici** și gama foarte largă a frecvențelor la care pot fi folosiți, fac din rezonatorii cu cuarț cel mai utilizat mijloc de stabilizare a frecvenței oscilatorilor electronici.
- Din cristal se taie plăcuțe paralelipipedice sau cilindrice, care se metalizează pe fețe opuse și se utilizează ca rezonatori.
- Oscilator Colpitts cu cristal de cuarț:





## CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE

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

**Răspuns:**

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 neschimbate 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  $Y_3 = „0”$  (figura 3). Pentru  $D_i = „0”,$  circuitul nu este validat și ieșirea selectată este  $Y_3 = „1”$  (figura 4). Astfel datele prezente la intrarea de date se regăsesc negați la ieșirea selectată.

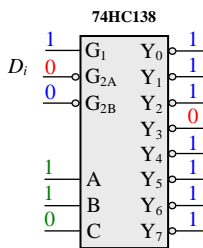


Figura 1;

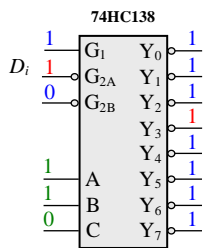


Figura 2;

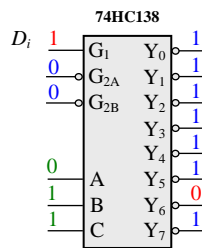


Figura 3;

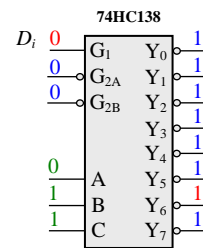


Figura 4.

**Concluzie:** 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, tabelul lui de funcționare și formele de undă aferente

**Răspuns:**

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).

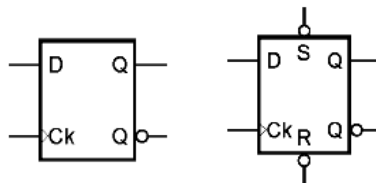


Figura 5. Bistabilul D care comută pe frontul crescător al tactului.

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

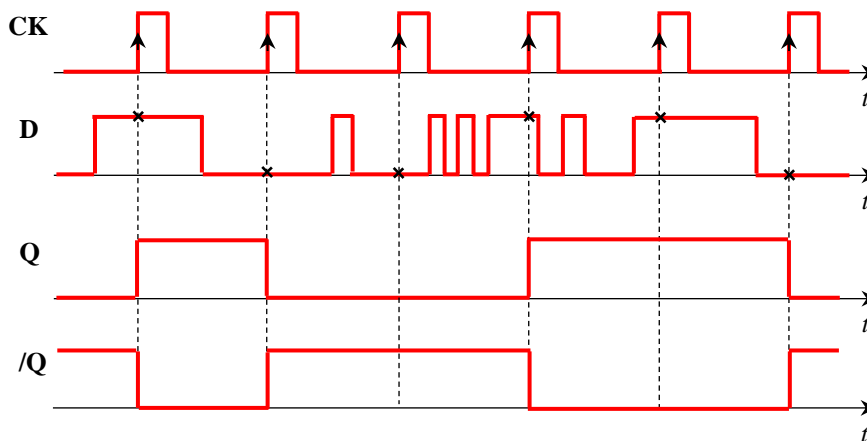
D	Q
0	0
1	1

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 inactice 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

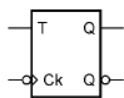
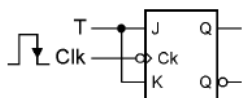
Funcționare sincronă conform tabelului 1  
Stare interzisă



**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**

**Răspuns:**

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  $J = K = „1”$ ).

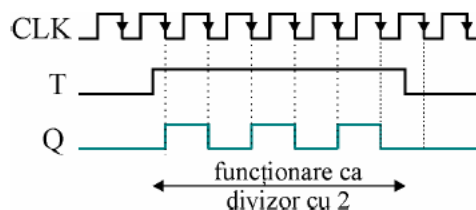


Tabelul de funcționare:

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

**Obs:**

Dacă T este permanent „1”,  $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$ , bistabilul basculează la fiecare impuls de tact.



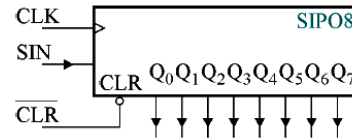
### 4. Descrieți modalitățile de realizare a conversiei serie-paralel, respectiv paralel-serie a datelor bazate pe registre de deplasare

**Răspuns:**

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

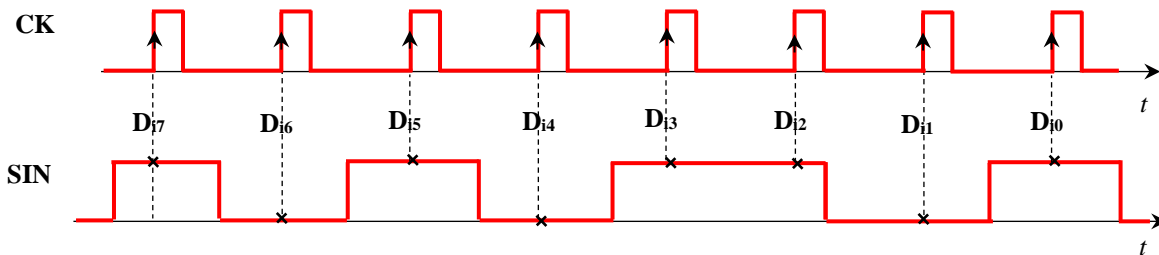
Funcționare:

Se șterge conținutul registrului punând intrarea /CLR la „0” (cu toate că principial nu este necesară inițializarea conținutului registrului, deoarece el se va suprascrise 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.

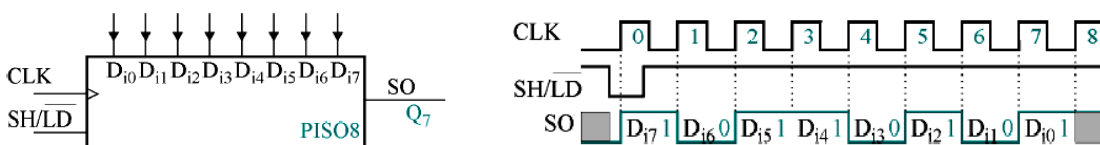
Ritmul în care sunt aduși biții la intrarea serială SIN trebuie să fie corelat cu secvența de aplicare a impulsurilor de tact. Registrul comută pe frontul crescător al tactului (chiar dacă bistabilele comută pe frontul descrescător). Secvența care se convertește este 10101101.



**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, principiile de realizare a memoriilor temporare FIFO și LIFO

**Răspuns:**

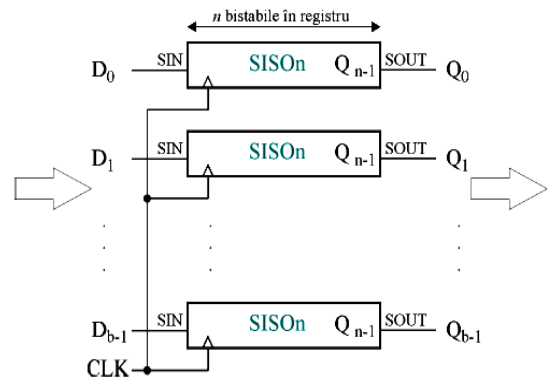
Memoriile temporare sunt organizate pe  $n$  cuvinte binare de câte  $b$  biți compuse din  $b$  registre de deplasare seriale SISO de câte  $n$  biți fiecare.

**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).

Înscrierea 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 ( $R/\bar{L} = 0$ ).

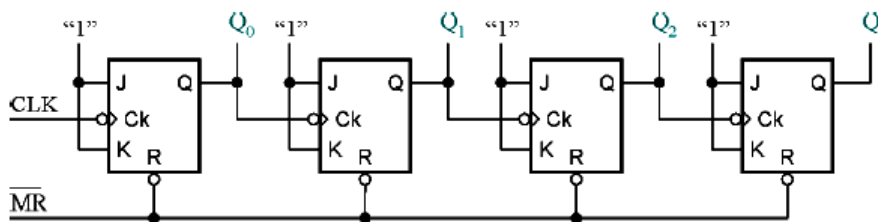
Astfel ultimul cuvânt înscris va fi primul citit.

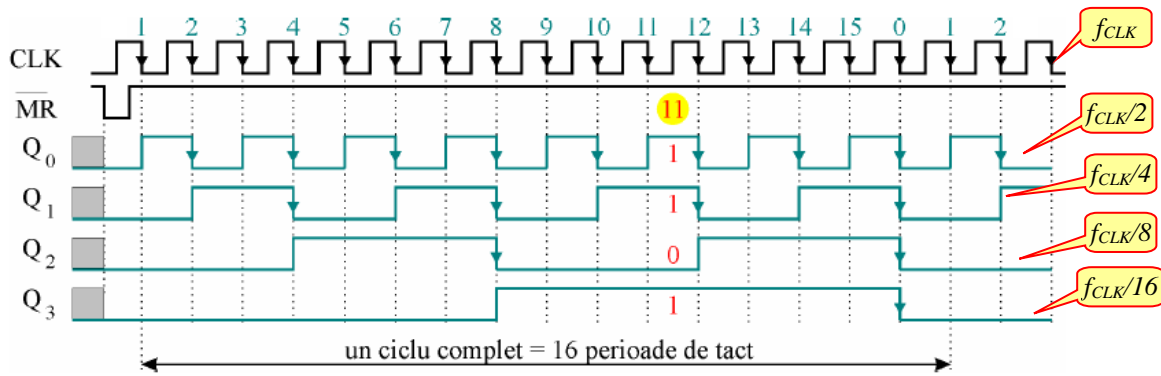
Memoria LIFO se utilizează ca memorie stivă în sistemele cu microprocesoare.

### 6. Desenați schema unui numărător asincron binar, pe 4 biți, explicați funcționarea sa, și trasați formele de undă aferente

**Răspuns:**

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**

**Răspuns:**

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”.

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

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.

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  $T_1 = Q_0$ ;

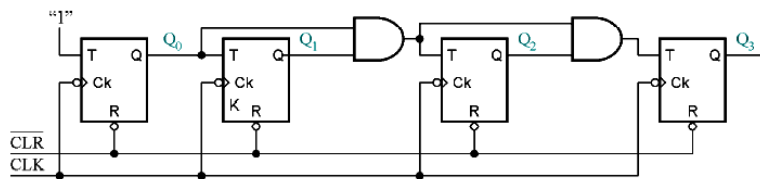
- bistabilul  $Q_2$  basculează numai dacă înaintea aplicării tactului  $Q_0$  și  $Q_1$  sunt pe „1” adică:  
 $T_2 = Q_0 \cdot Q_1 = Q_1 \cdot T_1$
- bistabilul  $Q_3$  basculează numai dacă înaintea aplicării impulsului de tact  $Q_0, Q_1$  și  $Q_2$  sunt pe „1” deci  $T_3 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 = Q_2 \cdot T_2$ .
- 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:

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

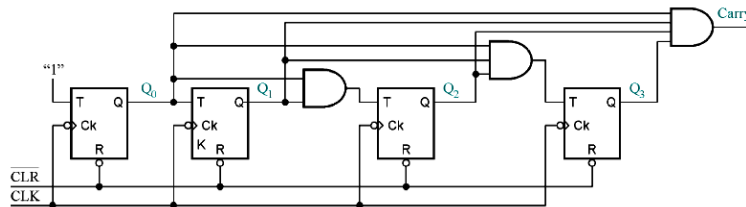
*Dezavantaj:* -  $t_p$  mai mare decât în cazul generării paralele a valorilor  $T$ .

*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

**Răspuns:**

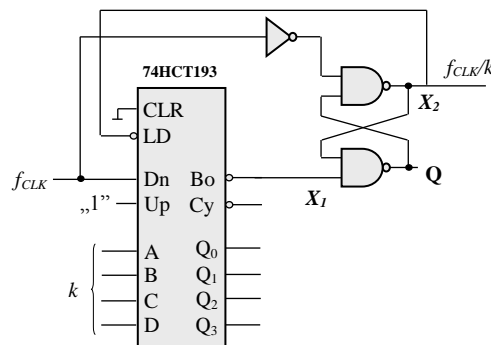
Divizoarele de frecvență programabile sunt divizoare de frecvență la care raportul de divizare se poate modifica de la un ciclu de divizare la următorul.

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

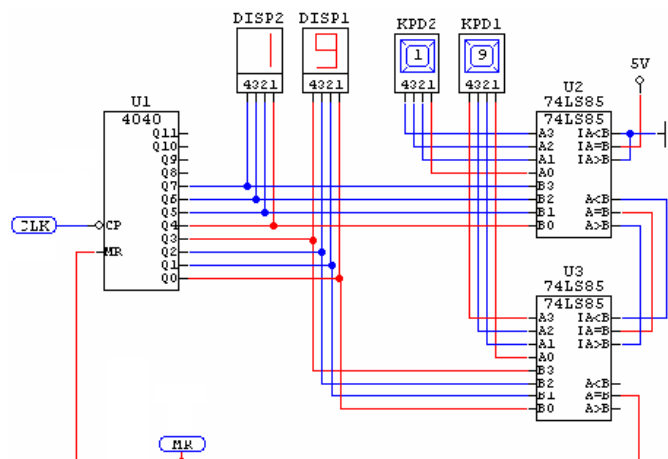
Este cea mai utilizată metodă de obținere a unui divizor programabil. Se bazează pe utilizarea unui numărător reversibil cu posibilitatea de a fi încărcat paralel. Numărul cu care se realizează divizarea ( $k$ ) se aduce la intrările paralele și se încarcă în numărător prin activarea liniei  $/LD$ . 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  $/Q$  a 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.

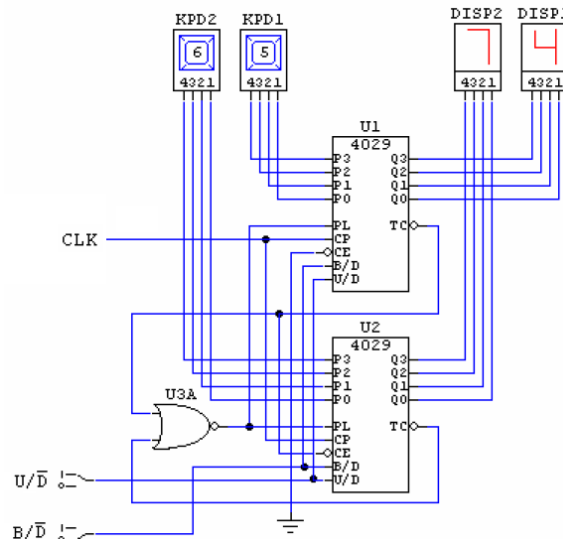
Schema prezentată este una care funcționează foarte bine în regim de simulare digitală, dar nu în realitate deoarece folosește circuite CMOS și TTL LS în același montaj. Pentru a rezolva acest neajuns, cel mai bine este să se folosească variantele HC sau HCT ale circuitelor prezentate: 74HCT4040 și 74HCT85,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

**Răspuns:**

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)

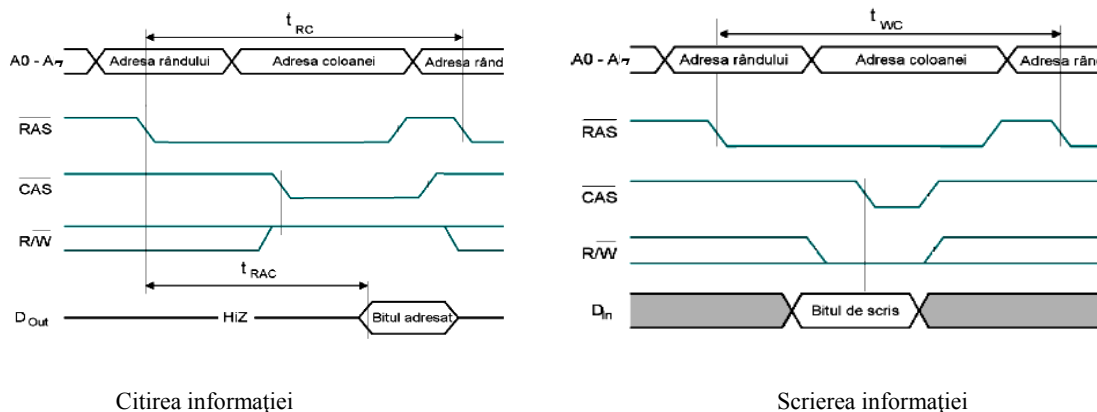
**Răspuns:**

### **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 /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 /CAS. Pe frontul descrescător al /CAS se investighează linia /WE. Aceasta trebuie să fie pe „1” deoarece se execută o operație de citire. Tot pe frontul descrescător al semnalului /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 /RAS-ul (conținutul registrului de linii se reînscrie în matricea de memorare) apoi se dezactivează și /CAS-ul și linia  $D_{out}$  trece pe Z.



### **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 /CAS când în urma investigării se găsește linia /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 /RAS-ul (conținutul registrului de linii se reînscrie în matricea de memorare) apoi se dezactivează și /CAS-ul.

### **Reîmprospătarea informației memorate**

Se folosește un numărator pe 8 biți, cu funcționare continuă care generează adresele celor 256 de linii. Pe frontul 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.

## CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

### 1. Specificați și definiți cel puțin cinci parametri referitori la circuitul de intrare pentru amplificatorul operațional. (§2.2, pag. 68-69)

#### *Răspuns:*

Parametri referitori la circuitul de intrare sunt:

- **tensiunea de decalaj inițială**,  $U_{io}$ , (sau decalaj inițial de tensiune ori „offset” de tensiune) reprezentând o tensiune de eroare datorată inegalității 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**,  $\Delta U_{io}/\Delta T$ , 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/°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**,  $I_{io}$  (sau „offset de curent”) reprezentând eroarea datorată inegalității 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  $I_{io}<0,1 I_B$ );
- **deriva termică de curent**, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al curentului de decalaj inițial; reprezintă raportul  $\Delta I_{io}/\Delta T$  și se măsoară în nA/°C sau pA/°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 intrare și semnalul diferențial ce produc aceeași tensiune de ieșire diferențială.

### 2. Specificați și definiți cel puțin doi parametri referitori la comportarea în regim dinamic (ca și amplificator) a amplificatorului operațional. (§2.2, pag. 70)

#### *Răspuns:*

Parametrii referitori la comportarea în regim dinamic a amplificatorului operațional:

- 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 amplificarea unitară, ce reprezintă frecvența de tăiere a axei log f 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.

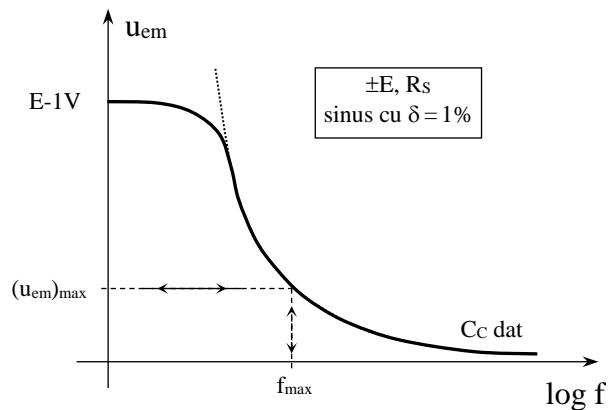


Fig. 2.9. Amplitudinea maximă a semnalului sinusoidal de la ieșirea AO în funcție de frecvență, în condițiile în care sunt precizate δ

### 3. Prezența sursa de curent Widlar. (§1.1, pag. 23)

Răspuns:

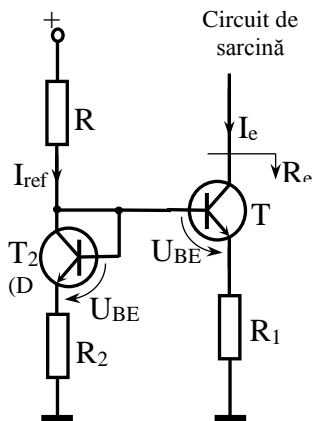


Fig. 1.1. Sursa de curent „standard”.

Sursa de curent Widlar este obținută din sursa de curent standard (fig. 1.1), pentru care  $R_2=0$ . Sursa de curent Widlar (fig.1.2) este utilizată pentru obținerea unor curenți mici (cele două tranzistoare funcționează cu tensiuni  $U_{BE}$  diferite,  $U_{BE1} < U_{BE2}$ ). Realizarea unui curent  $I_e$  mic ( $n \times 1 \mu A$ ) ar necesita altfel creșterea exagerată a rezistenței  $R_B$  (pentru reducerea lui  $I_{ref}$ ) sau a rezistenței  $R_1$  (pentru reducerea raportului  $I_e / I_{ref}$ ).

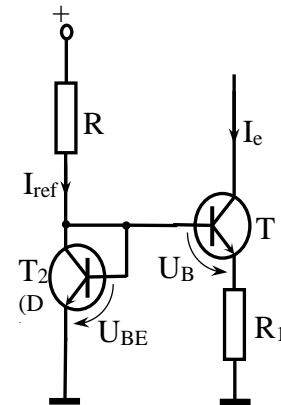


Fig. 1.2. Sursă de curent Widlar.

Pentru stabilirea relației curentului de ieșire și a raportului  $I_e / I_{ref}$  se utilizează relația aproximativă a curentului de colector obținută din ecuația Ebers-Moll a acestuia:

$$I_C = \frac{\alpha_N I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1) - \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (e^{\frac{u_{CB}}{U_T}} - 1) \cong \frac{\alpha_N I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} = I_{C0} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

unde  $u_{CB}$  este mare și negativă iar  $u_{BE} \gg u_T$ . Curentul  $I_{C0}$  este un curent de calcul ce poate fi denumit „curent rezidual”. El este proporțional cu curentul  $I_{EB0}$  deci cu aria joncțiunii emitoare a tranzistorului. Cu aceasta se pot scrie curenții:

$$I_e = I_{C0} e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} \quad \text{și} \quad I_{ref} \cong I_{C0} e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}}$$

din care:

$$U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_e}{I_{C0}} ; \quad U_{BE2} \cong U_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{C0}}$$

Pe bucla ce include intrările celor două tranzistoare se poate scrie ecuația:

$$U_{BE2} - U_{BE1} \cong I_e R_1$$

sau:

$$U_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{C0}} - U_T \ln \frac{I_e}{I_{C0}} \cong I_e R_1 \quad \Rightarrow \quad U_T \ln \frac{I_{ref}}{I_e} \cong I_e R_1$$

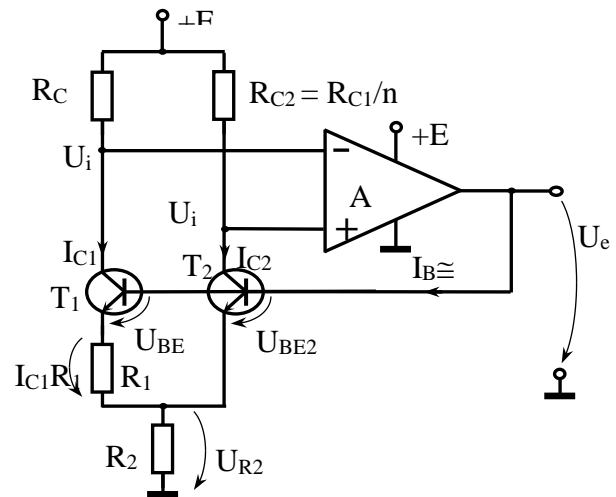
din care:

$$I_e = \frac{U_T}{R_1} \ln \frac{I_{ref}}{I_e}$$

Din această ecuație, impunând pe  $I_{ref}$  și  $I_e$  se poate determina valoarea  $R_1$  necesară. Rezultă rezistențe  $R_B$  și  $R_1$  de valori normale. Evident, sursa Widlar nu poate fi o oglindă de curent.

**4. Explicați ce este o sursă de tensiune de referință de tip “bandgap”. Pentru circuitul prezentat în figură, determinați condiția de compensare termică. (§1.2, pag. 32, 33, 34)**

**Răspuns:**



Coeficientul de temperatură de  $-2mV/^{\circ}K$  al tensiunii  $U_{BE}$  se poate compensa dacă se însumează o tensiune de tip  $U_{BE}$  cu o tensiune având un coeficient de temperatură de  $+2mV/^{\circ}K$ . Acest procedeu este utilizat pentru obținerea unei tensiuni compensate termic. Forma generală a tensiunii de la ieșirea unei surse de tip “bandgap” este următoarea:

$$U_e = U_{BG} = U_{BE} + N \cdot U_T \approx 1,2V$$

Tensiunea de la ieșirea sursei bandgap este:

$$U_e = U_{BE2} + U_{R2}$$

și trebuie să arătăm că este de forma:

$$U_e = U_{BE2} + N U_T = \text{const} (T)$$

În circuitul din figură, A este un amplificator operațional. Deoarece cele două intrări ale amplificatorului au aproximativ același potențial  $U_i$  rezultă:  $U_{RC1} = U_{RC2} \Rightarrow I_{C2} = n I_{C1}$

Căderea de tensiune pe rezistența  $R_1$  este:

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

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  $+2\text{mV}/^\circ\text{K}$ .

Cunoscând că  $U_T = kT/q$  (în care  $k$  este constanta lui Boltzmann iar  $q$  sarcina

electronului), se scrie:

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

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

Considerând o anumită situație, de exemplu aceea cu  $T=300\text{K}$  și  $U_T = 26 \text{ mV}$ , rezultă că circuitul prezentat în figură va fi o sursă de tensiune de referință de tip “band-gap” (adică tensiunea  $U_e$  este compensată termic) dacă :

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

## 5. Prezențați amplificatorul inversor realizat cu amplificator operational (considerat ideal). (§3.1, pag. 86)

**Răspuns:**

Idealizarea caracteristicilor AO facilitează o analiză simplificată a schemelor bazate pe astfel de amplificatoare. Se consideră că AO ideal are următoarele caracteristici:

a. Amplificare infinită  $A=\infty$ . Rezultă :

- *proprietatea P1*: intrările AO se află la același potențial:  $U_+ - U_- = U_e/A \rightarrow 0$  când  $A \rightarrow \infty$  deoarece  $U_e$  este finit. Rezultă că  $U_+ = U_-$ .

b. Impedanta de intrare este infinită  $Z_i(R_i) \rightarrow \infty$ .

Rezultă:

- *proprietatea P2*: curenții de intrare sunt nuli:

$$I_+ = I_- = 0.$$

c. Impedanța la ieșire (fără reacție) este nulă.

d. Tensiunea de ieșire se poate modifica instantaneu  $\rightarrow$  viteza de variație (Slew Rate) infinită.

e. Rejecția totală a semnalelor de mod comun; amplifică doar diferența dintre tensiunile aplicate la intrare.

Din proprietatea P2 a AO ideal avem:  $I_+ = I_- = 0$ . Rezultă că  $U_+ = I_+ R_2 = 0$ .

Din proprietatea P1 avem:  $U_+ = U_-$ . Rezultă în cazul dat că  $U_+ = U_- = 0$ .

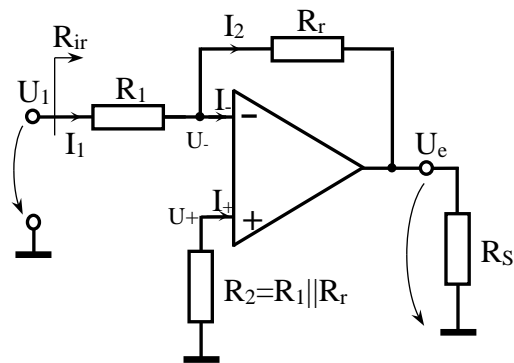
În nodul unde avem potențialul  $U_-$  (masă virtuală) scriem TK1:  $I_1 = I_2 + I_-$  sau  $I_1 = I_2$  ( $I_+ = I_- = 0$ )

Exprimăm pe  $I_1$  și  $I_2$ :  $I_1 = \frac{U_1 - U_-}{R_1} = \frac{U_1}{R_1}$  iar  $I_2 = \frac{U_- - U_e}{R_r} = -\frac{U_e}{R_r} \rightarrow \frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_e}{R_r}$ . Rezultă că amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:

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

Pentru a evita apariția unui decalaj de tensiune la intrare datorită curenților de polarizare, condiția de erori statice minime se realizează dacă avem egalitatea rezistențelor echivalente de la cele două intrări:

$$R_2 = R_1 \parallel R_r$$



Amplificator inversor cu AO

### 6. Prezențați amplificatorul neinversor realizat cu amplificator operational (considerat ideal). (§3.1, pag. 86,87)

**Răspuns:**

Idealizarea caracteristicilor AO facilitează o analiză simplificată a schemelor bazate pe astfel de amplificatoare. Se consideră că AO ideal are următoarele caracteristici:

- a. Amplificare infinită  $A=\infty$ . Rezultă :
  - *proprietatea P1*: intrările AO se află la același potențial:  $U_+ - U_- = U_o/A \rightarrow 0$  când  $A \rightarrow \infty$  deoarece  $U_e$  este finit. Rezultă că  $U_+ = U_-$ .
- b. Impedanța de intrare este infinită  $Z_i(R_i) \rightarrow \infty$ . Rezultă:
  - *proprietatea P2*: curenții de intrare sunt nuli:  $I_+ = I_- = 0$ .
- c. Impedanța la ieșire (fără reacție) este nulă.
- d. Tensiunea de ieșire se poate modifica instantaneu  $\rightarrow$  viteza de variație (Slew Rate) infinită.
- e. Rejecția totală a semnalelor de mod comun; amplifică doar diferența dintre tensiunile aplicate la intrare.

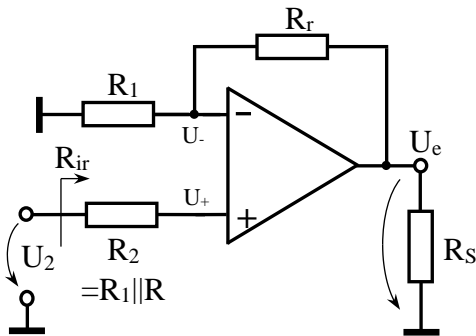


Fig. 3.2. Amplificator neinversor cu AO

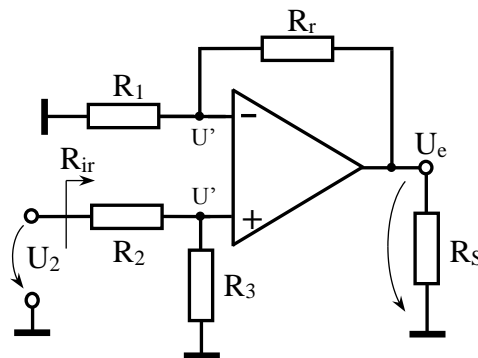


Fig. 3.3. Amplificator neinversor cu divizor

Se observă în figura 3.2. că:  $U_2 = U_+$  și  $U_- = U_+$  (proprietatea P1)

Dar  $U_- = U_e \frac{R_1}{R_1 + R_r}$  deoarece curentul pe intrări este nul iar  $R_1$  și  $R_r$  alcătuiesc un divizor de tensiune și deci  $U_2 = U_e \frac{R_1}{R_1 + R_r}$

Amplificarea în tensiune cu reacție ideală este:  $A_{ur} = \frac{U_e}{U_2} = 1 + \frac{R_r}{R_1}$

Pentru a evita apariția unui decalaj de tensiune la intrare datorită curenților de polarizare, condiția de erori statice minime se realizează dacă avem egalitatea rezistențelor echivalente de la cele două intrări:

$$R_2 = R_1 || R_r.$$

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 ( $n \times 10K\Omega$ ), (fig.3.3). Pentru acest circuit se poate scrie tensiunea de ieșire:

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

și acum amplificarea lui  $U_2$  poate fi făcută subunitară.

## 7. Prezențați amplificator logaritmă realizat cu un singur amplificator operațional. (§3.2, pag. 91, 92)

**Răspuns:**

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:

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

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 logaritmă este dată în fig.3.11, iar schema se completează în practică așa cum se arată în fig.3.12.

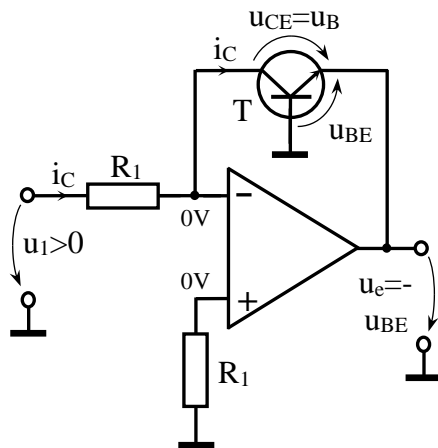


Fig. 3.11. Schema de principiu a unui amplificator logaritmă

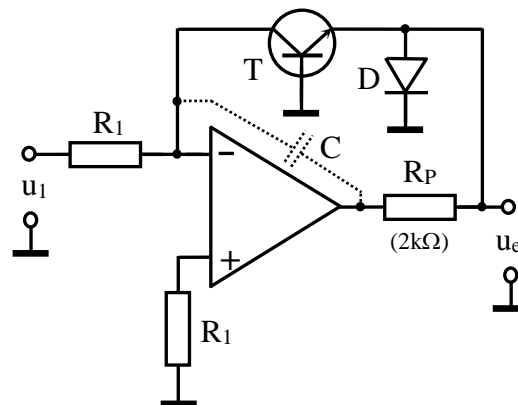


Fig. 3.12. Schemă practică pentru un amplificator logaritmă simplu

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

$$u_e = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_C}{I_{Co}} = -U_T \ln \frac{u_1}{R_1 I_{Co}}$$

și se constată că  $u_e$  este proporțională cu  $\ln u_1$ , adică se realizează o caracteristică de transfer logaritmă. 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 incidentale) 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 incidentale mari (în mod normal este blocată).

Circuitul analizat mai sus rămâne însă cu unele dezavantaje importante: dependența de temperatură a tensiunii de ieșire prin mărimile  $U_T$  și  $I_{Co}$  și domeniul de variație restrâns al tensiunii de ieșire (câteva zecimi de V deoarece  $|u_e| = |u_{BE}|$ ).

### 8. Prezențați amplificatorul de măsură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale. (§3.4, pag.101,102)

**Răspuns:**

Amplificatoarele de instrumentație sunt amplificatoare de precizie „diferențiale”, care prezintă la ambele intrări rezistență foarte mare de intrare și care sunt destinate schemelor de măsură cu traductoare.

În fig.3.23 este prezentat un amplificator de de măsură cu 3 AO distincte, din care primele două trebuie să fie de precizie. Acest circuit 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.

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):

$$U_e = (U_{e2} - U_{e1}) \frac{R_2}{R_1} = I(R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_2 - U_1}{R_A} (R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} = (U_2 - U_1) \left( 1 + \frac{2R_3}{R_A} \right) \frac{R_2}{R_1} = A_{ur} (U_2 - U_1)$$

Deci amplificatorul este „diferențial” și având la ambele intrări rezistență foarte mare – este un amplificator de „instrumentație”.

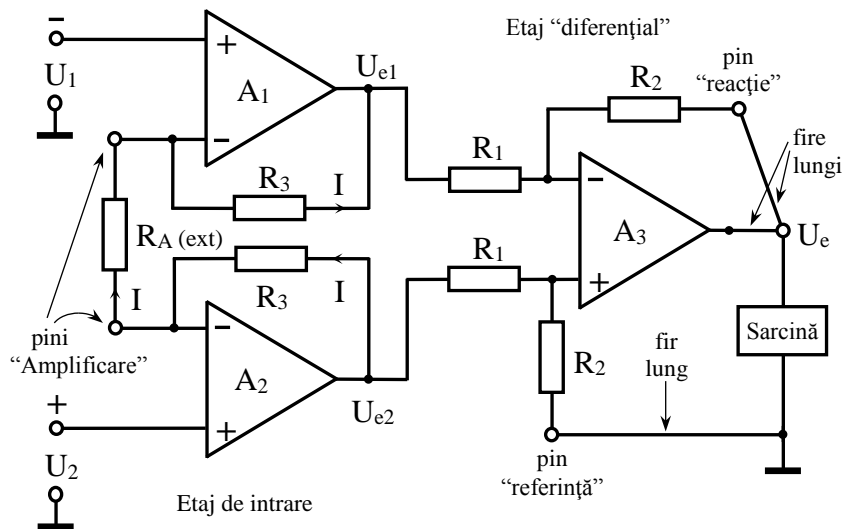


Fig. 3.23. Amplificator de măsură clasic

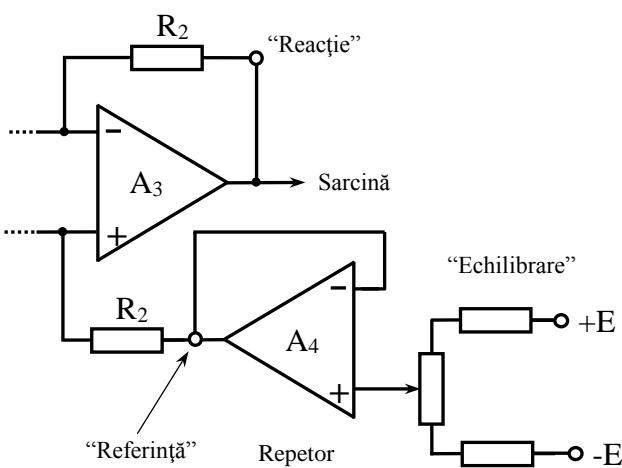


Fig. 3.24. Realizarea echilibrării la amplificatorul de măsură

repertor, nu introduce rezistență în serie cu  $R_2$  la pinul „Referință”, deci nu produce erori în amplificarea totală.

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



### 9. Explicați funcționarea unui redresor de precizie monoalternanță inversor prezentat în figură . (§3.5, pag.104, 105)

**Răspuns:**

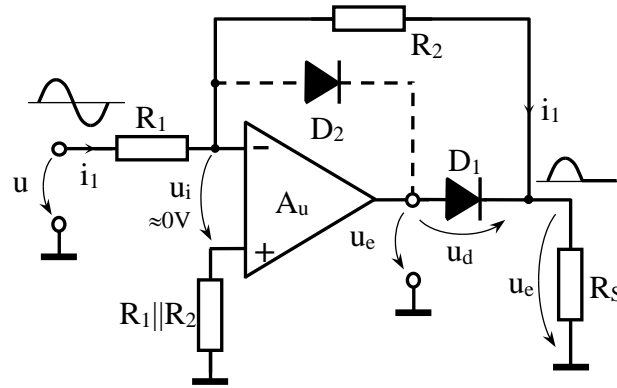


Fig. 3.28. Redresor monoalternanță inversor

Redresorul de precizie monoalternanță inversor este prezentat în fig.3.28. Acesta 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  $u_i$ , pentru semiperioada negativă a tensiunii  $u_1$ :

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

( $\beta_u$  = 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

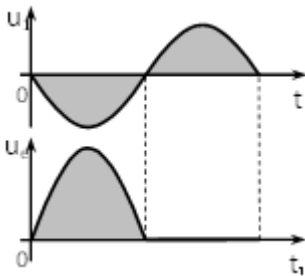


Fig. 3.29. Forme de undă la intrarea și la ieșirea redresorului

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 cuprinderea 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. 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 care este neglijabilă:  $u_e = u_i \frac{R_S}{R_2 + R_S}$

Se pot redresa tensiuni mici de ordinul milivolților. Dacă se dorește obținerea unei tensiuni redresate negative se inversează sensul celor două diode.

### 10. Prezențați comparatorul cu reacție pozitivă neinversor (§3.11.b., pag.147, 148)

**Răspuns:**

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 „histerzis”, care este mult mai lat decât zona de indecizie de la comparatorul fără reacție.

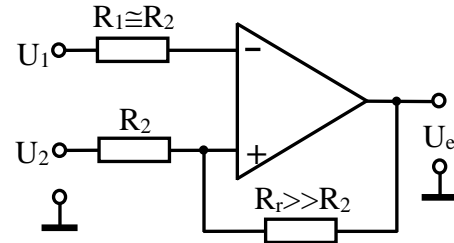


Fig. 3.79. Comparator cu reacție pozitivă

Dacă se dorește realizarea basculării de la  $U_{emn}$  la  $U_{emp}$  când tensiunea variabilă crește și depășește pragul superior impus, este utilizat comparatorul neinversor, la care tensiunea variabilă se aplică pe intrarea + (iar tensiunea fixă la intrarea -). Astfel, tensiunea variabilă va fi acum  $U_2$ , iar cea fixă  $U_1$ . Caracteristica de transfer a comparatorului neinversor și situația tensiunilor pe divizorul  $R_2 - R_r$

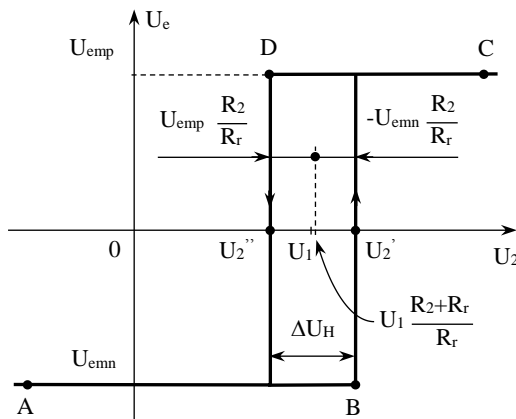


Fig. 3.83. Caracteristica de transfer a comparatorului neinversor

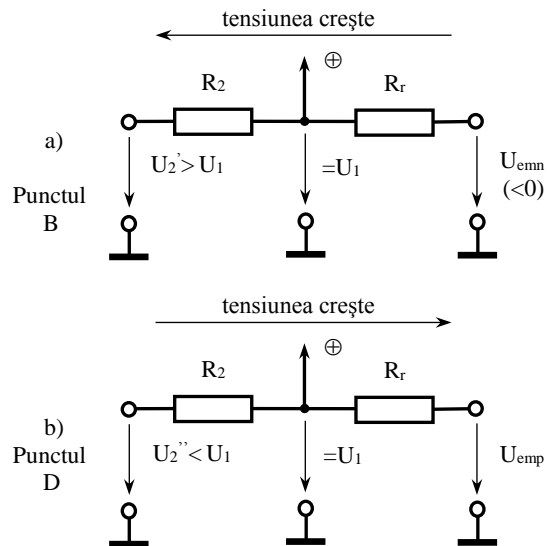


Fig. 3.84. Situația tensiunilor pe divizorul  $R_2 - R_r$

$R_2$  la începutul basculărilor sunt date în fig.3.83 și 3.84.

Pornind de la o tensiune  $U_2 < 0$  (punctul A) și considerând  $U_1 > 0$ , la ieșirea comparatorului este nivelul  $U_{emn}$  și bascularea are loc când tensiunea la mijlocul divizorului devine egală cu  $U_1$  (punctul B). În această situație  $U_2$  atinge valoarea notată cu  $U_2' > U_1$  – pragul superior al comparatorului. Din fig.3.84a rezultă:

$$U_1 = \frac{U_2' R_r + U_{emn} R_2}{R_2 + R_r} \quad \text{și} \quad U_2' = U_1 \frac{R_2 + R_r}{R_r} - U_{emn} \frac{R_2}{R_r}$$

Dacă  $U_2$  scade, bascularea are loc când la intrarea + se atinge o tensiune de valoare egală cu  $U_1$  (punctul D), situație ce apare pentru  $U_2 = U_2'' < U_1$ . Din fig.3.84b rezultă:

$$U_1 = \frac{U_2'' R_r + U_{emp} R_2}{R_2 + R_r} \quad \text{și} \quad U_2'' = U_1 \frac{R_2 + R_r}{R_r} - U_{emp} \frac{R_2}{R_r}$$

Primul termen din formulele celor două tensiuni de prag este apropiat de  $U_1$ , deci cel de-al doilea termen din formule arată cu aproximație distanțarea pragurilor față de tensiunea fixă  $U_1$ .

Cea mai mare distanță dintre acestea două va reprezenta componenta principală a erorii de comparare.

## PRELUCRAREA SEMNALELOR

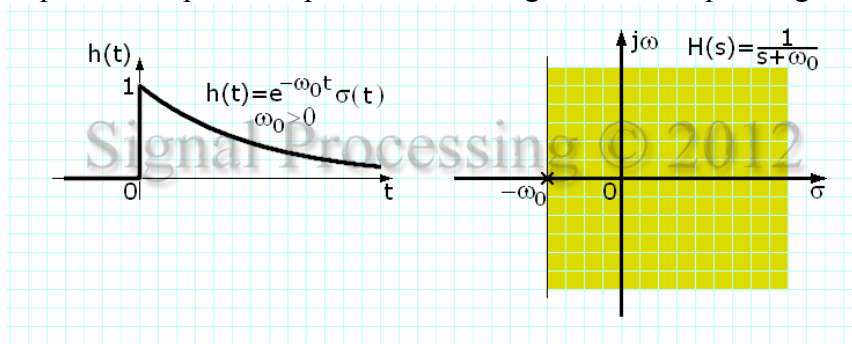
### 1. Unde sunt amplasați polii funcției de transfer a unui sistem liniar și invariant în timp analogic stabil și cauzal ? Dați un exemplu.

**Răspuns:**

[1] pag. 110

Polii funcției de transfer a unui sistem liniar și invariant în timp analogic stabil și cauzal sunt amplasați în semiplanul stâng al planului complex, în timp ce zerourile funcției de transfer pot fi amplasate oriunde în planul complex. De exemplu pentru sistemul liniar și invariant în timp analogic stabil și cauzal cu răspunsul la impuls  $h(t) = \exp(-\omega_0 t) \sigma(t), \omega_0 > 0$ , reprezentat în imaginea din stânga a figurii de mai jos, funcția de transfer este  $H(s) = \frac{1}{s + \omega_0}$  with one pole,  $s_p = -\omega_0$ .

Amplasarea sa în planul complex este prezentată în imaginea din dreapta a figurii de mai jos.



### 2. Unde sunt amplasați polii și zerourile funcției de transfer a unui sistem analogic de fază minimă ? Dați un exemplu.

**Răspuns:**

[1] -pag. 127

Sistemele analogice a căror funcție de transfer are zerourile și polii în semiplanul stâng se numesc sisteme de fază minimă. Să considerăm sistemul cu răspunsul la impuls :  $h(t) = e^{-t} \sigma(t) \leftrightarrow H_u(s) = \frac{1}{s+1}$ .

Funcția sa de transfer are un singur pol în planul complex și nici un zero, fiind în consecință un sistem de fază minimă. Răspunsul în frecvență al acestui sistem este :

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega}, \text{ cu } |H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2}} \text{ și } \Phi(\omega) = -\arctg \omega \text{ spre deosebire de un alt sistem cu răspunsul în}$$

frecvență :

$$H_{\omega_0}(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega} \frac{1 - j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \longleftrightarrow h_{\omega_0}(t) = \frac{1}{\omega_0 - 1} [(\omega_0 + 1)e^{-t} - 2\omega_0 e^{-\omega_0 t}] \sigma(t)$$

cu  $\Phi_{\omega_0}(\omega) = -\arctg \omega - 2\arctg \frac{\omega}{\omega_0} = \Phi(\omega) - 2\arctg \frac{\omega}{\omega_0}$ .

Funcția de transfer a celui de al doilea sistem are un zero în semiplanul drept. Ambele sisteme au aceeași caracteristică amplitudine-frecvență dar caracteristica fază-frecvență a celui de al doilea sistem conține un termen de fază suplimentar față de caracteristica fază-frecvență a primul sistem.

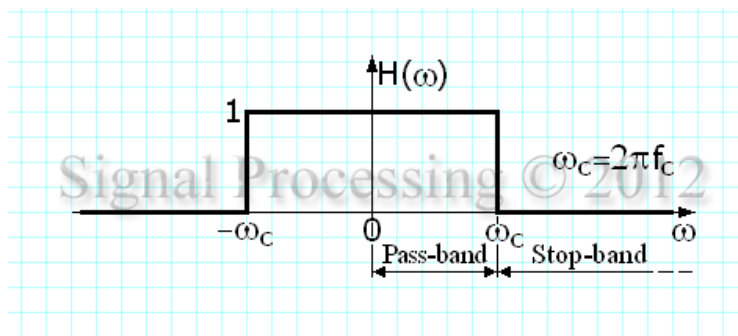
### 3. Care este expresia răspunsului în frecvență al unui filtru trece-jos ideal ? Dar a răspunsului la impuls ?

**Răspuns:**

[1]-pag. 134

Expresia răspunsului în frecvență al unui filtru trece-jos ideal (reprezentat grafic în figura de mai jos) este poarta frecvențială, a cărei pereche Fourier este sinusul cardinal :

$H(\omega) = p_{\omega_c}(\omega) \leftrightarrow h(t) = \frac{\sin \omega_c t}{\pi t}$ . Acest răspuns în frecvență nu verifică teorema Paley-Wiener, în consecință filtrul trece jos ideal nu este un sistem cauzal.



### 4. Care este enunțul teoremei eșantionării WKS ?

**Răspuns:**

[1]-pag. 150

Dacă semnalul de energie finită  $x(t)$  este de bandă limitată la  $\omega_M$ , ( $X(\omega)=0$  pentru  $|\omega| > \omega_M$ ), atunci el este unic determinat din eșantioanele sale  $\{x(nT_s), n \in \mathbb{Z}\}$  dacă frecvența de eșantionare este mai mare sau cel puțin egală cu dublul frecvenței maxime din spectrul semnalului ( $\omega_M / 2\pi$ ) :

$$\omega_s \geq 2\omega_M$$

### 5. Care este expresia spectrului unui semnal eșantionat ideal ? Dați un exemplu pentru care reprezentați grafic spectrul semnalului de eșantionat și spectrul semnalului eșantionat.

**Răspuns:**

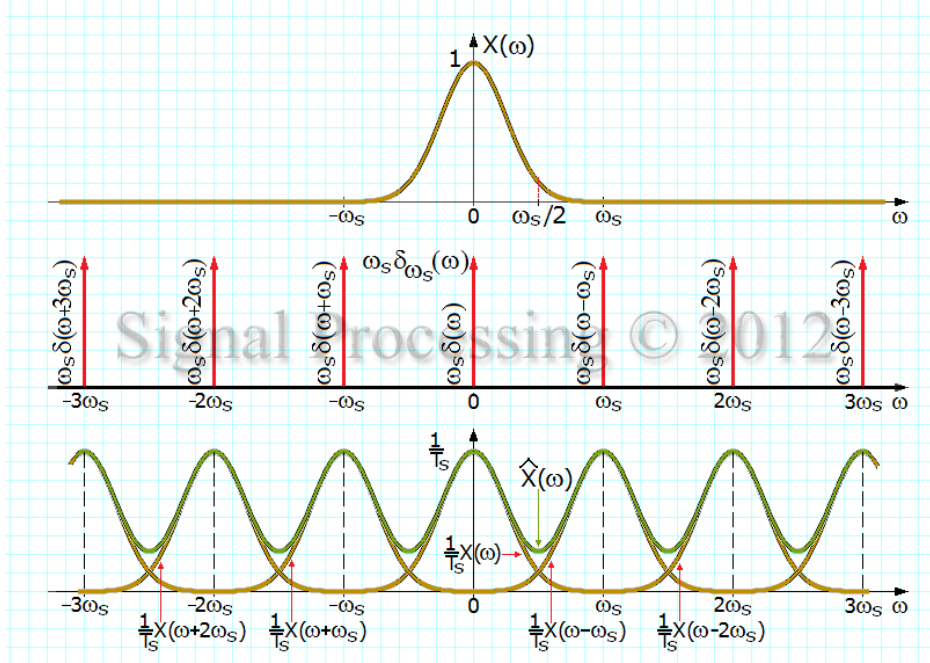
[1]-pag. 146

Modelul eșantionării ideale constă în înmulțirea semnalului de eșantionat cu distribuția Dirac periodică de perioadă  $T_s$ . Înmulțirii din domeniul timp îi corespunde convoluția cu transformata Fourier a distribuției Dirac de perioadă  $T_s$  (proporțională cu distribuția Dirac periodică de perioadă  $2\pi/T_s$ ) în domeniul frecvență.

Expresiile semnalului obținut prin eșantionarea ideală a semnalului  $x(t)$  cu pasul  $T_s$  și ale spectrului semnalului eșantionat ideal sunt :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s) \delta(t - kT_s) \leftrightarrow \hat{X}(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(\omega - k \frac{2\pi}{T_s}\right).$$

Spectrul semnalului eșantionat ideal se obține prin repetarea periodică a spectrului semnalului  $x(t)$ ,  $X(\omega)$ , cu perioada  $2\pi/T_s$ . În figura de mai jos se prezintă un exemplu de eșantionare ideală. În imaginea de sus este prezentat spectrul semnalului de eșantionat. În imaginea din mijloc este reprezentat spectrul distribuției Dirac periodică de perioadă  $T_s$ . În imaginea de jos este prezentat spectrul semnalului eșantionat ideal (rezultatul convoluției spectrelor din primele două imagini). Se constată, analizând ultima imagine, periodicitatea spectrului semnalului eșantionat ideal.

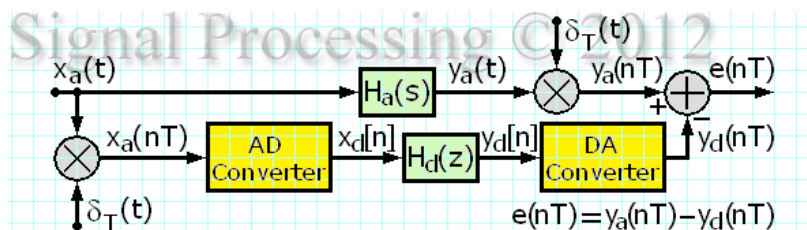


**6. Desenați schema de echivalare a unui sistem liniar și invariant în timp continuu analogic cu un sistem liniar și invariant în timp digital. În ce constă metoda de echivalare bazată pe invarianța răspunsului la impuls ?**

**Răspuns:**

[1]-pag. 236 și pag. 244

Schema de echivalare a unui sistem liniar și invariant în timp continuu cu un sistem liniar și invariant în timp discret este prezentată în figura de mai jos.



Sistemul liniar și invariant în timp continuu care trebuie echivalat are funcția de transfer  $H_a(s)$  și este amplasat pe ramura de sus. Sistemul liniar și invariant în timp discret echivalent are funcția de transfer  $H_d(z)$  și este amplasat pe ramura de jos. Pentru un anumit semnal de test,  $x_a(t)$ , sistemul analogic răspunde cu semnalul  $y_a(t)$  iar sistemul digital răspunde la varianta convertită analog-numeric a lui  $x_a(t)$  ( $x_d[n]$ ) cu semnalul digital  $y_d[n]$ . Metoda de echivalare presupune alegerea funcției de transfer  $H_d(z)$  în așa fel încât semnalele  $y_a(t)$  și  $y_d[n]$  să fie cât mai

asemănătoare. Întrucât nu se poate compara un semnal analogic cu unul digital, semnalul  $y_a(t)$  este eșantionat ideal cu pasul  $T$ , obținându-se semnalul analogic  $y_a(nT)$ , iar semnalul  $y_d[n]$  este convertit numeric-analogic, obținându-se semnalul analogic  $y_d(nT)$ . Asemănarea acestor semnale este apreciată prin intermediul semnalului de eroare  $e(nT)$ .

Metoda de echivalare bazată pe invarianța răspunsului la impuls se aplică în cazul sistemelor analogice liniare și invariante în timp de bandă limitată și presupune alegerea răspunsului la impuls al sistemului digital ca variantă eșantionată ideal a răspunsului la impuls al sistemului analogic,  $h_d[n] = Th_a(nT)$ . Dacă și  $x_a(t)$  este de bandă limitată la  $\omega_M$  atunci răspunsul în frecvență al sistemului digital este identic cu răspunsul în frecvență al sistemului analogic de bandă limitată pentru frecvențe mai mici decât jumătate din frecvența de eșantionare :

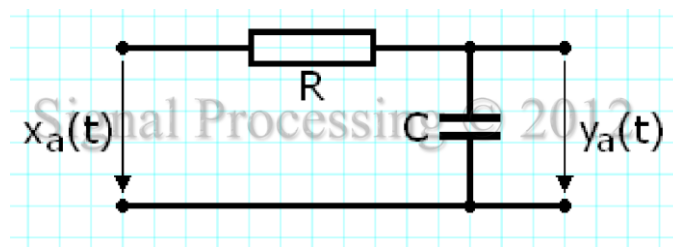
$$H_d(\omega) = H_d(\Omega) \Big|_{\Omega = \omega T; |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \text{ și } \omega_M \leq \frac{\pi}{T}.$$

## 7. Care este funcția de transfer a sistemului digital obținut prin aplicarea metodei de echivalare bazată pe transformarea biliniară unui circuit RC trece-jos de ordinul I ?

**Răspuns:**

[1]-pag. 265

Schema unui circuit RC trece-jos de ordinul I este prezentată în figura următoare.



Constanta de timp a acestui circuit este egală cu  $RC$  și este invers proporțională cu frecvența de tăiere a circuitului  $\omega_0$ :  $\tau = \frac{1}{RC} = \omega_0$ . Funcția de transfer a sistemului analogic liniar și invariant în timp este  $H_a(s) = \frac{1}{1 + s\tau}$ . Metoda de echivalare a sistemelor analogice cu sisteme digitale constă în

determinarea funcției de transfer a sistemului digital din funcția de transfer a sistemului analogic

pe baza substituției  $s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$ , adică  $H_d(z) = H_a(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}}$ .

În cazul circuitului RC trece-jos se obține :

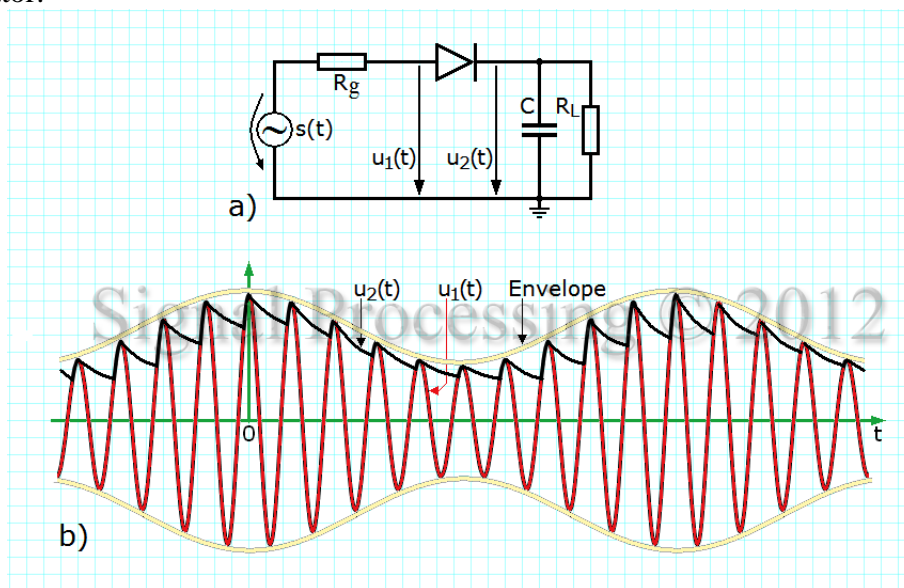
$$H_d(z) = \frac{T}{T + \tau} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\tau}{T + \tau} z^{-1}}.$$

**8. Cum se face demodularea semnalelor modulate în amplitudine cu purtătoare și două benzi laterale prin detecție de anvelopă? Desenați schema demodulatorului și principalele forme de undă care îi descriu funcționarea.**

**Răspuns:**

[1]-pag. 275

Schema detectorului de anvelopă este prezentată în imaginea a) din figura de mai jos. Ea este compusă dintr-o diodă și un condensator conectate între sursa de tensiune care generează semnalul modulat în amplitudine cu purtătoare și două benzi laterale,  $s(t)$  având rezistența de ieșire  $R_g$  și sarcină, având rezistența  $R_L$ . Atunci când tensiunea  $u_1(t)$  este crescătoare și mai mare decât  $u_2(t)$ , dioda conduce și tensiunea de pe condensatorul C,  $u_2(t)$ , urmărește tensiunea  $u_1(t)$ . Atunci când tensiunea  $u_1(t)$  este descrescătoare și mai mică decât  $u_2(t)$ , dioda se blochează și condensatorul se descarcă peste rezistența de sarcină. Anvelopa este reconstruită folosind filtrare trece jos. Formele de undă ale semnalului  $s(t)$  și ale tensiunilor  $u_1(t)$  și  $u_2(t)$  sunt prezentate în imaginea b) a figurii de mai jos. Prin suprimarea componentei continue a semnalului obținut prin filtrare trece-jos se obține un semnal a cărui formă de undă este foarte asemănătoare cu forma de undă a semnalului modulator.



**9. Care este expresia unui semnal modulat în frecvență de bandă îngustă? Desenați schema bloc a unui modulator de frecvență de bandă îngustă.**

**Răspuns:**

[1]-pag. 298

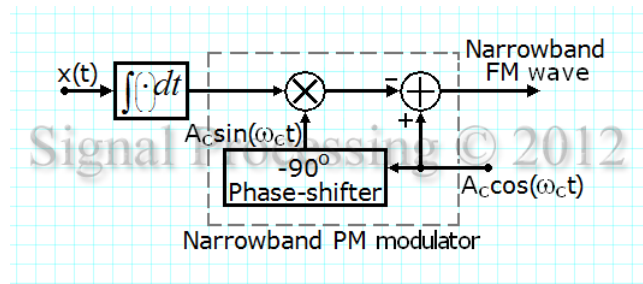
Expresia semnalului modulat în frecvență este :  $s(t) = A_c \cos \theta_i(t) = A_c \cos [\omega_c t + \beta \sin \omega_m t]$ , unde semnalul modulator are expresia :  $x(t) = A_m \cos \omega_m t$ . În funcție de valoarea indicelui de modulație în frecvență  $\beta = \Delta\omega / \omega_m$ , distingem modulația de bandă îngustă ( $\beta \ll 1$  radian) și modulația de bandă largă ( $\beta \gg 1$  radian). Semnalul modulat în frecvență poate fi exprimat și în următoarea formă :

$s(t) = A_c \cos \omega_c t \cos(\beta \sin \omega_m t) - A_c \sin \omega_c t \sin(\beta \sin \omega_m t)$ . În cazul modulației de bandă îngustă, pentru  $\beta < \frac{\pi}{36}$  pot fi făcute aproximările  $\cos(\beta \sin \omega_m t) \cong 1$  și  $\sin(\beta \sin \omega_m t) \cong \beta \sin \omega_m t$  și expresia

semnalului modulat în frecvență devine :

$$s(t) = A_c \cos \omega_c t - \beta A_c \sin \omega_c t \sin \omega_m t .$$

O schemă posibilă de implementare este prezentată în figura următoare.



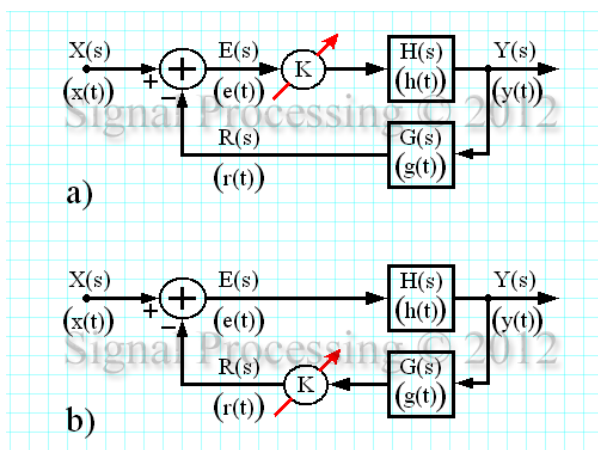
La o intrare a modulatorului în frecvență este adus semnalul modulator  $x(t)$  iar la cealaltă intrare este adus semnalul purtător  $A_c \cos \omega_c t$ , care reprezintă primul termen din expresia semnalului modulat în frecvență de bandă îngustă. Prin defazarea sa cu  $-90^\circ$  se obține semnalul  $A_c \sin \omega_c t$  care se înmulțește cu rezultatul integrării semnalului modulator  $\frac{A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t$ , obținându-se cel de al doilea termen al semnalului modulat în frecvență de bandă îngustă. La ieșirea sumatorului din figură se obține semnalul modulat în frecvență de bandă îngustă.

### 10. Enunțați criteriul de stabilitate Nyquist pentru sisteme analogice în cazul particular în care sistemul în buclă deschisă este stabil

**Răspuns:**

[1]-pag. 350, pag. 372

Reacția negativă se folosește pentru stabilizarea sistemelor instabile sau pentru creșterea impedanței de intrare, scăderea impedanței de ieșire sau lărgirea benzii sistemelor stabile. Sistemele cu reacție negativă sunt compuse din două căi : calea directă, descrisă de funcția de transfer  $H(s)$  în imaginile a) și b) din figura de mai jos și calea de reacție, descrisă de funcția de transfer  $G(s)$  în imaginile a) și b) din figura de mai jos. În imaginea a) este conectat și un amplificator cu câștig  $K$  pe calea directă iar în imaginea b) amplificatorul este conectat pe calea de reacție.



$$a) \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{KH(s)}{1 + KH(s)G(s)}$$

$$b) \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + KH(s)G(s)}$$

Funcțiile de transfer în buclă închisă ale sistemelor din imaginile a) și b) sunt prezentate în ecuațiile a) și b), unde  $H(s)G(s)$  reprezintă funcția de transfer a sistemului în buclă deschisă.

Deoarece aceste sisteme în buclă închisă sunt cauzale, pentru ca să fie și stabile e necesar să nu aibă poli în semiplanul drept.



Criteriul lui Nyquist permite localizarea polilor sistemului în buclă închisă în planul complex pe baza hodografului Nyquist al sistemului în buclă deschisă (formă și sens de parcurgere când frecvența crește) și a valorii câștigului  $K$  (punctul critic are coordonatele  $(-1/K, 0)$ ), fără rezolvarea ecuației algebrice  $1 + KH(s)G(s) = 0$ .

- **Dacă sistemul în buclă deschisă este stabil** atunci funcția sa de transfer nu are poli în semiplanul drept sau pe axa imaginară. În acest caz particular, stabilitatea sistemului în buclă închisă este asigurată în conformitate cu criteriul lui Nyquist dacă hodograful funcției de transfer a sistemului în buclă deschisă  $G(j\omega)H(j\omega)$  nu înconjoară punctul critic.
- Deoarece  $h(t)$  și  $g(t)$  sunt funcții reale, hodograful funcției de transfer a sistemului în buclă deschisă pentru  $\omega \in (-\infty, 0)$  se obține prin **simetrie** față de axa reală a planului complex din hodograful funcției de transfer a sistemului în buclă deschisă pentru  $\omega \in (0, \infty)$ .

## SISTEME DE PRELUCRARE NUMERICĂ CU PROCESOARE

### 1. Arhitectura von Neumann și Harvard.

#### Răspuns:

Arhitectura von Neumann:

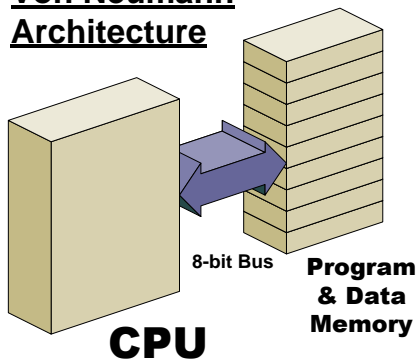
În ciclul fetch, instrucțiunile și datele sunt aduse printr-o magistrală unică  
Dezavantaj: banda este limitată (performanța redusă)

Arhitectura Harvard:

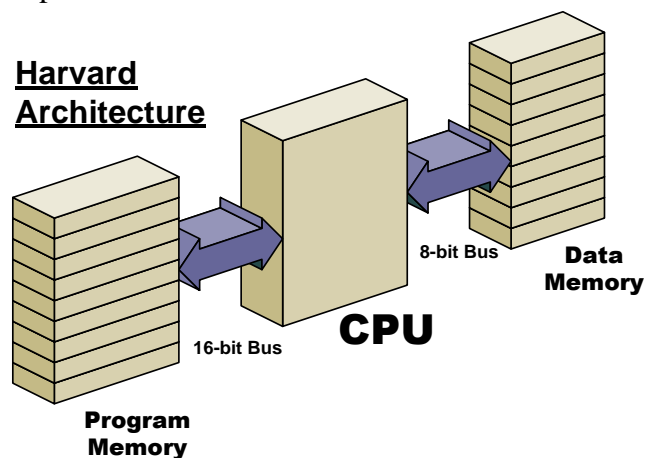
Utilizează magistrale separate pentru instrucțiuni și date

Avantaje: banda este îmbunătățită. Magistralele pot avea lățimi diferite

#### Von Neumann Architecture



#### Harvard Architecture

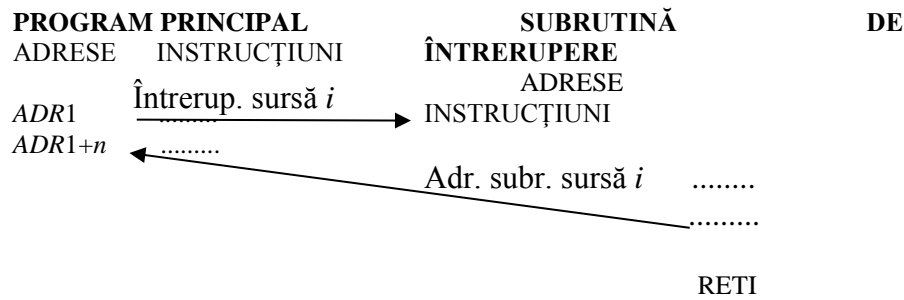


### 2. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere

#### Răspuns:

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 înainte 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  $ADR1+n$ .



**3. Să se prezinte principial funcțiile de ieșire și de intrare ale unui pin al unui microcontroler (Digital I/O).**

**Răspuns:**

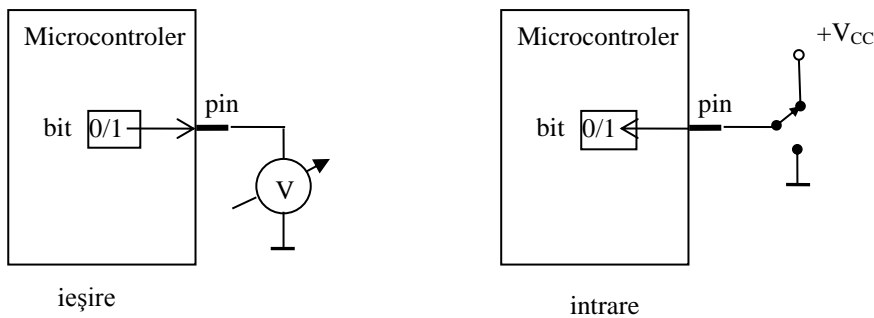
Pentru un pin având funcția de ieșire, informația binară (un bit cu valoarea 0 sau 1 logic) este transmisă din microcontroler la pin, regăsindu-se sub forma unei tensiuni (0 logic-0V, 1 logic-tensiunea de alimentare pozitivă +V<sub>cc</sub>). Tensiunea respectivă poate fi măsurată cu un voltmetru.

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).



**4. Diferențe între memoria EEPROM și cea Flash**

**Răspuns:**

Memoria Flash este utilizata pentru stocarea codului si in anumite cazuri a constantelor. Capacitatea ei este relative mare. Se poate scrie doar in blocuri (pagini). Operatia de scriere este relative rapida.

Memoria EEPROM este utilizata ca memorie de date nevolatila. Se poate scrie octet cu octet (lent, cca 5 ms). Capacitatea ei este relative mica. Anduranta (numarul de cicluri R/W este cu circa un ordin de marime mai mare decat la Flash).

**5. 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.**

**Răspuns:**

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  $2^{16}1B=2^62^{10}B=64\text{ KB}$ .

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.

**6. Modul Sleep. Evenimentele care trezesc procesorul**

**Răspuns:**

The processor can be put into a power-down mode by executing the SLEEP instruction

System oscillator is stopped

Processor status is maintained (static design)

Watchdog timer continues to run, if enabled

Minimal supply current is drawn - mostly due to leakage (0.1 - 2.0uA typical)

Evenimentele care trezesc procesorul

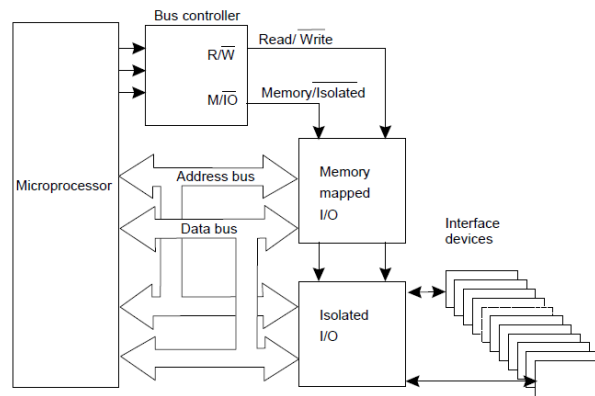
- Reset (MCLR)
- Interruperi (ADC, TMR1, INT, CMP, CCP, PORTB, SSP, PSP)
- WDT Time-Out

**7. Periferice izolate și mapate (memory mapped and isolated I/O)**

**Răspuns:**

Perifericele izolate se accesează prin intermediul instrucțiunilor I/O dedicate (de tip IN și OUT) și au un spațiu de adresare propriu. Procesoarele Pentium folosesc o astfel de abordare.

Perifericele memory-mapped partajează anumite locații de memorie prin intermediul cărora sunt accesate. Nu există instrucțiuni dedicate pentru aceste operații. Microcontrolerele PIC folosesc o astfel de abordare.



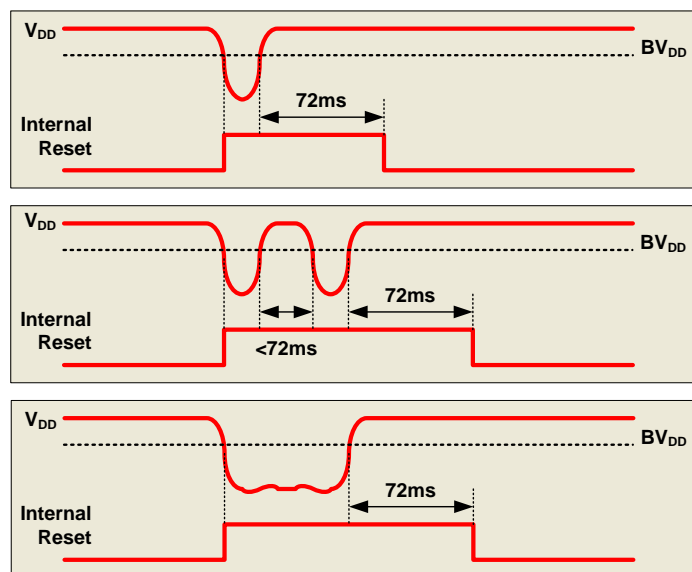
## 8. Brown-Out reset

### Răspuns:

Modulul brown-out reset este un circuit care monitorizează tensiunea de alimentare ( $V_{DD}$ ) și o compară cu un prag programabil prestabilit.

Dacă tensiunea  $V_{DD}$  scade sub valoarea de prag și modulul brown-Out este validat prin bitii de configurare, se va genera un reset care va fi memorat și într-un semafor (flag) dintr-un registru de stare.

La scrierea în memoria EEPROM internă (sau externă), o scădere nepermisă a tensiunii de alimentare poate provoca o eroare de scriere (nu se va memora corect valoarea dorită) și de aceea se utilizează mecanismul descris mai sus.



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

### Răspuns:

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 timer-ul conține un comparator. 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

$$T = \frac{Cst + 1}{f_0} = (Cst + 1)T_0, \quad (1.1)$$

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.

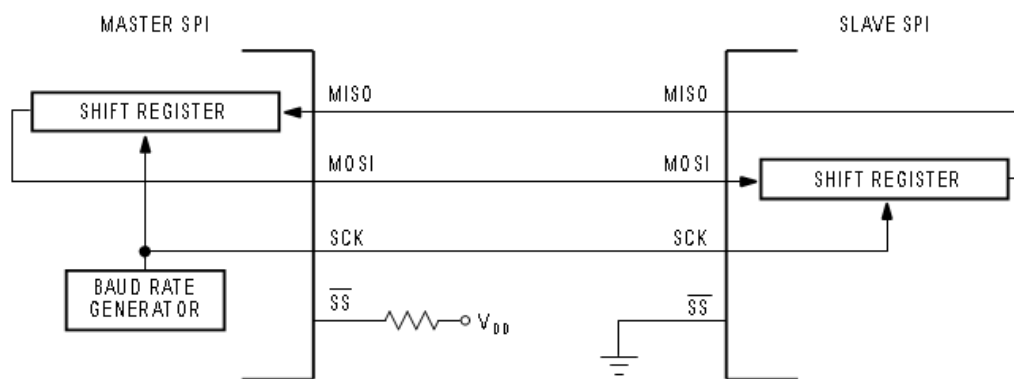
Există temporizatoare de 8 biți, 16 biți, 24 de biți, etc. În funcție de numărul de biți al temporizatorului rezultă valoarea maximă a constantei  $Cst$ .

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

**Răspuns:**

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*. 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 mai jos.



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*.

## RADIOCOMUNICAȚII

### 1. Enumerați care sunt influențele suprafeței terestre în propagarea undelor radio. Cum intervine reflexia la suprafața pământului în propagarea undelor radio?

#### 1.4.2. EFECTUL SUPRAFETEI TERESTRE ASUPRA PROPAGĂRII

**Unda terestră** este acea componentă a unei electromagnetice, care suferă influența pământului și care ar transporta întreaga energie la recepție, dacă nu ar exista undele ionosferice și undele troposferice. Unda terestră are la rândul ei două componente:

- **unda de suprafață**, care se propagă de-a lungul suprafeței pământului;
- **unda spațială**, care este rezultatul însumării a două componente: unda **directă** și unda **reflectată**.

În cazul în care antenele de emisie și de recepție se află la sol, unda directă și unda reflectată vor fi egale între ele ca valoare, însă opuse ca fază, astfel că acțiunile lor se anihilează reciproc și singura componentă a unei terestre rămâne unda de suprafață (ea determină raza de acțiune a stațiilor de radiodifuziune în timpul zilei).

Suprafața terestră intervine asupra propagării undelor radio prin geometrie (convexitate, neregularități) și prin proprietăți electrice.

Suprafața terestră și obstacolele de pe sol produc reflexii oglindă sau reflexii difuze ale undelor radio în funcție de frecvența acestora și de caracteristicile suprafețelor întâlnite.

Mărimea câmpului recepționat depinde nu numai de distanța  $D$  pe care se realizează legătura radio, dar și de înălțimile antenelor folosite la emițător și respectiv la receptor ( $h_e$  și  $h_r$ ). În funcție de distanță și de aceste înălțimi, reflexia unei radio pe suprafața solului se produce sub un anumit unghi de incidență. O legătură radio, în care intervine și reflexia la sol, este prezentată în figura 1.17.

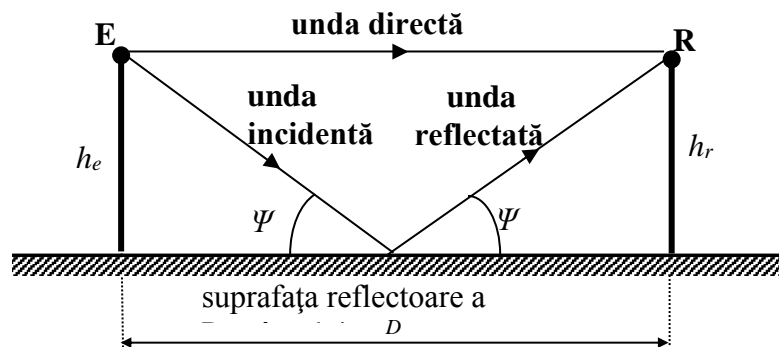


Fig.1.17. Legătură radio cu reflexie la sol.

Emițătorul E este plasat la înălțimea  $h_E$ , iar receptorul R la înălțimea  $h_R$ . Intensitatea câmpului electric la recepție depinde de diferența de drum între traseele celor două unde și de modul în care reflexia afectează amplitudinea și faza undei reflectate.

Prin reflexia unei la sol, având în vedere că acesta este un mediu mai “dens” decât aerul ( $n > 1$ ), unda reflectată este deplasată cu  $\pi$  față de unda incidentă, defazaj echivalent cu o diferență de drum  $\lambda/2$ . Diferența de drum geometrică,  $\Delta d$ , a celor două unde se poate calcula considerând că înălțimile  $h_E$ ,  $h_R$  sunt mici față de distanța  $D$  dintre emițător și receptor:

$$\Delta d = d_2 - d_1 = \sqrt{D^2 + (h_R + h_E)^2} - \sqrt{D^2 + (h_R - h_E)^2} =$$

$$\begin{aligned}
 &= D \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{h_R + h_E}{D}\right)^2} - D \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{h_R - h_E}{D}\right)^2} \approx \\
 &\approx D \cdot \left[ 1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_R + h_E}{D}\right)^2 - 1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_R - h_E}{D}\right)^2 \right] \approx \\
 &\approx \frac{2 \cdot h_E \cdot h_R}{D} .
 \end{aligned}
 \tag{1.16}$$

În figura 1.20.a se prezintă geometria unei transmisii în care apare interferența la recepție (**interferență Lloyd**).

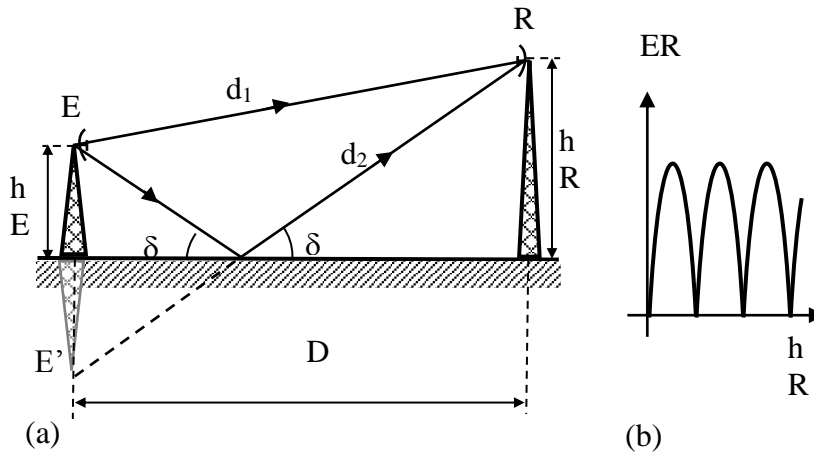


Fig.1.20. Interferența cu reflexie la sol:

traseele undei directe și undei reflectate (a); nivelul de câmp la recepție (b).

Dacă unul din punctele de emisie sau recepție se află pe suprafața pământului, unda spațială rezultată va fi egală cu zero. La înălțimi mijlocii ale celor două puncte, unda de suprafață și unda spațială vor fi comparabile ca mărime și câmpul rezultat va fi exprimat printr-un vector egal cu suma vectorilor undei spațiale și a celei de suprafață. Dacă însă antenele se ridică mai sus, intensitatea undei de suprafață se poate neglija și se consideră numai unda spațială.

Pentru recepție la nivelul solului ( $h_R = 0$ ), se produce un minim de interferență. Punând condiția ca diferența de drum să fie un număr par de  $\lambda/2$  se obțin maxime pentru valori:

$$h_R = \frac{D}{2 \cdot h_E} \cdot \frac{\lambda}{2}, \frac{D}{2 \cdot h_E} \cdot \frac{3 \cdot \lambda}{2}, \dots, \frac{D}{2 \cdot h_E} \cdot \frac{(2 \cdot n - 1) \cdot \lambda}{2} .$$

Intensitatea undei reflectate depinde de polarizarea undei incidente. Considerând că la recepție amplitudinea celor două unde este aceeași, variația intensității câmpului electric funcție de înălțimea de recepție are forma din figura 1.20.b.

## 2. Care sunt principalele caracteristici ale propagării undelor radio în domeniul undelor scurte?

### 1.4.4.3. Undele scurte (US)

Undele scurte, **US** (“high frequency” **HF**), se caracterizează prin frecvențe  $3\text{ MHz} \leq f \leq 30\text{ MHz}$  (lungimi de undă  $100\text{ m} \geq \lambda \geq 10\text{ m}$ ). Sunt atenuate de suprafața pământului și propagarea prin unde de suprafață nu depășește câteva zeci de kilometri. Undele spațiale sunt în mare parte absorbite de straturile **D** și **E**, rezultând o atenuare substanțială, iar un fenomen de reflexie a undelor se produce în principal în stratul **F**.



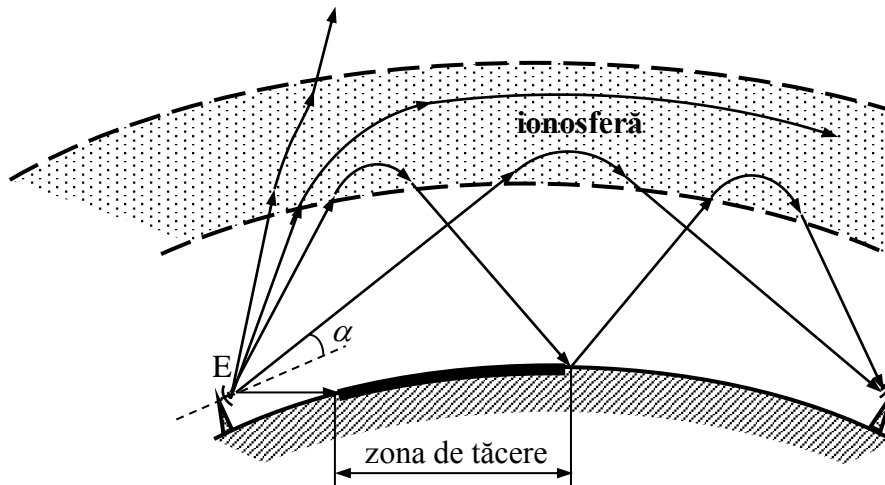


Fig.1.35. Trasee de propagare a US scurte funcție de elevație.

În timpul zilei, se pot utiliza unde scurte cu lungimi de undă în intervalul  $10\text{ m} \dots 25\text{ m}$ , cu condiția unor puteri suficiente la emisie pentru a compensa atenuarea de absorbție. În timpul nopții, stratul **D** dispare și concentrația stratului **F** scade, făcând posibilă reflexia undelor scurte cu lungimi de undă în intervalul  $35\text{ m} \dots 100\text{ m}$ . Se pot obține astfel radiolegături pe distanțe mari ( $4000\text{ km}$ ) cu puteri relativ mici de emisie. Dimineața și seara se lucrează pe frecvențe care corespund lungimilor de undă  $25\text{ m} \dots 35\text{ m}$ . Astfel, stațiile de emisie trebuie să fie capabile să lucreze pe mai multe frecvențe, pentru a se adapta la modificările condițiilor de propagare între zi și noapte.

Într-o anumită regiune în jurul unei antene de emisie apare, mai ales noaptea, o **zonă de tăcere** care se datorează faptului că acolo nu pătrunde nici unda directă, nici undele reflectate în ionosferă (figura 1.35). Distanța maximă de recepție se obține pentru o emisie sub un unghi de elevație  $\alpha = 0^\circ$  (tangential la suprafața Pământului). Pentru o elevație mai mare decât o valoare limită, undele scurte nu se mai reflectă. Prin reflexii multiple, la recepție se pot întâlni mai multe unde provenind de la aceeași sursă. Apare astfel un “fading” de mare distanță, caracteristic undelor scurte. Fenomenul de “fading” este mult mai accentuat în domeniul undelor scurte decât pentru undele medii.

Sursa cea mai importantă de zgomot pentru unde scurte este interferența radio a stațiilor de emisie care lucrează pe frecvențe apropiate. O altă sursă de zgomot, pentru regiunile polare, o constituie perturbațiile stratului **F** (chiar dispariția acestuia pentru câteva ore).

### 3. Definiți caracteristica de directivitate pentru o antenă și exemplificați pe caracteristica de directivitate a antenei dipol unghiul de deschidere în planul E.

#### Directivitatea

Una dintre principalele caracteristici ale antenelor o reprezintă directivitatea. Aceasta reprezintă, pentru o antenă de emisie, neuniformitatea distribuției puterii radiate (recepționate) în diferite direcții. Acest lucru constituie, în multe aplicații, un avantaj față de antena izotropă.

Antena nu distribuie uniform în spațiu puterea radiată, intensitatea radiației variind cu direcția ( $\varphi, \theta$ ). Antena reală, anizotropă, prezintă, de obicei, o axă pe direcția căreia puterea radiată

este maximă. Această axa poartă denumirea de axa principală de radiație și este utilizată ca axă de referință, într-un sistem de coordonate polare (figura 2.2), pentru aprecierea directivității.

Caracteristica de directivitate a unei antene se definește ca fiind raportul dintre intensitatea câmpului electric într-un punct P situat la distanța r față de antenă pe o anumită direcție caracterizată prin unghiurile  $\varphi$  și  $\theta$  și intensitatea câmpului electric într-un punct P' situat la aceeași distanță față de antenă pe axa principală de radiație:

$$\rho(\varphi, \theta) = \frac{E(\varphi, \theta)}{E_0} \tag{2.7}$$

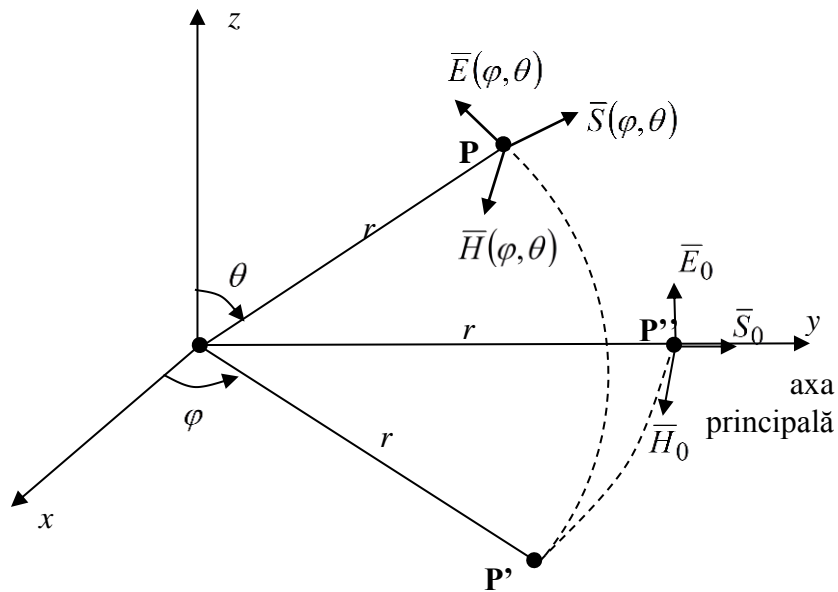


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

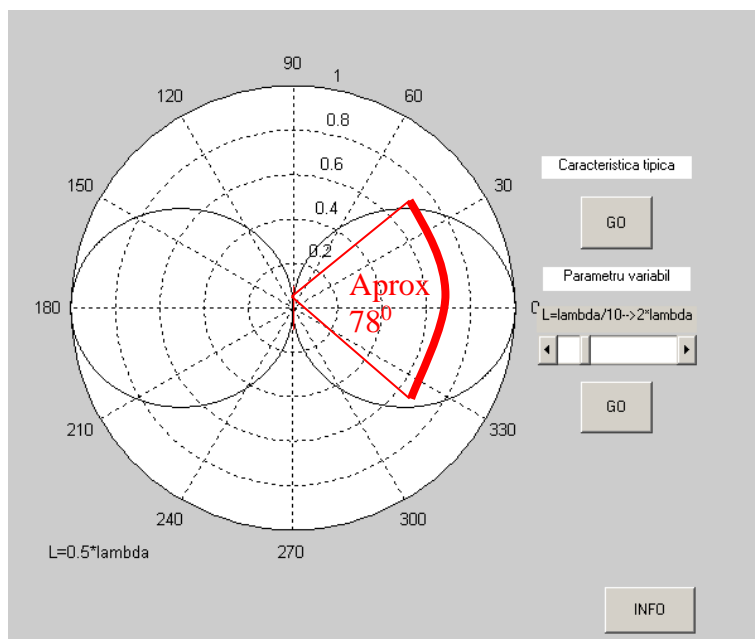


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.

## 4. Ce sunt: înălțimea și suprafața efectivă a antenelor

### Înălțimea efectivă

Un alt parametru al antenelor îl reprezintă înălțimea efectivă. *Înălțimea efectivă*,  $h_{ef}$ , a unei antene reale reprezintă înălțimea unei antene ipotetice care asigură aceeași arie sub curba de distribuție a curentului, dar într-o distribuție constantă a acestuia. În figura 2.7 este prezentată spre exemplificare determinarea înălțimii efective a unei antene dipol în  $\lambda/2$ .

Astfel pentru o antenă de tip dipol, înălțimea efectivă va avea valoarea:

$$h_{ef} = \frac{2}{\pi} h_g \approx 0,64 \cdot h_g, \quad (2.30)$$

unde  $h_g$  este înălțimea geometrică a antenei (lungimea dipolului).

Înălțimea efectivă este utilă pentru aprecierea nivelului câmpului produs de o antenă într-un punct aflat la o distanță  $r$  față de aceasta:

$$E = A \cdot \frac{I_{\max} \cdot h_{ef}}{r}, \quad (2.31)$$

unde  $A$  reprezintă un coeficient de proporționalitate dependent de condițiile de propagare, directivitate și unitățile de măsură folosite.

Înălțimea efectivă este un parametru ce caracterizează orice tip de antenă și permite calculul direct al tensiunii induse la bornele antenei ce funcționează ca antenă receptoare.

$$e = E \cdot h_g. \quad (2.32)$$

Astfel definiția înălțimii efective a antenei poate fi enunțată și ca “raportul dintre tensiunea la bornele antenei și intensitatea câmpului electric care o produce”.

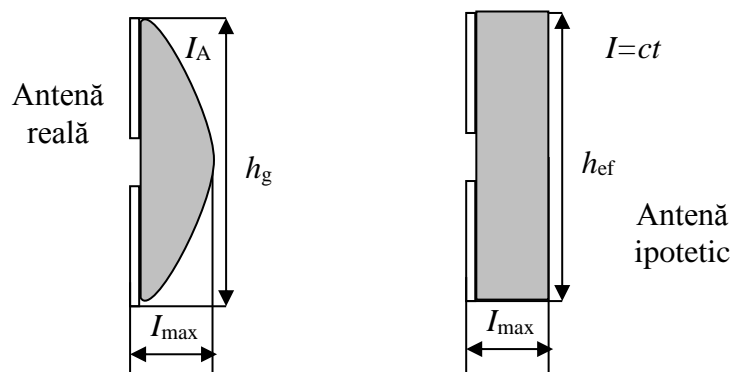


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

### Suprafața efectivă

În general, un sistem de radiocomunicații este compus dintr-un emițător și un receptor aflate unul față de celălalt la o distanță  $r$ . *Suprafața efectivă* sau *apertură* unei antene reprezintă “raportul dintre puterea disponibilă la bornele antenei de recepție și densitatea de putere a unei plane incidente în punctul de recepție”. Dacă nu se specifică o direcție anume, atunci direcția implicită este cea de radiație maximă a antenei. Dacă o antenă nu prezintă pierderi în conductoarele și în dielectricul din structura ei, lucrează la adaptare cu sarcina și are proprietăți de polarizare adaptate unei recepționate, atunci expresia suprafeței efective a antenei în direcția de câștig maxim este:

$$S_{ef} = \frac{P_{rec}}{p} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\max}, \quad (2.33)$$

unde  $\lambda$  este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței unde radiate.

Dacă se ține seama și de pierderile datorate împrăștierii fasciculului se obține suprafața geometrică a antenei,  $S_g$ , mai mare decât suprafața efectivă. În aceste condiții se poate defini eficiența antenei,  $\eta$ , astfel:

$$\eta = \frac{S_{ef}}{S_g} \leq 1, \quad (2.34)$$

unde  $\eta$  are valori cuprinse în domeniul  $(0,5 \div 0,8)$ .

Pe baza relațiilor (2.4) și (2.17) densitatea de putere la recepție poate fi exprimată sub forma:

$$p = \frac{G_e \cdot P_e}{4 \cdot \pi \cdot r^2}, \quad (2.35)$$

unde indicele  $e$  semnifică parametri de la emisie. Dacă ținem cont de definiția suprafeței efective atunci:

$$S_{ef} = \frac{P_r}{p}, \quad (2.36)$$

înlocuind în relația (2.36) valoarea densității de putere la recepție (relația 2.35), obținem:

$$\frac{P_e}{P_r} = \frac{1}{G_e \cdot G_r} \cdot \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\lambda} \right)^2, \quad (2.37)$$

unde factorul  $\left( \frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\lambda} \right)^2$  reprezintă atenuarea de propagare pe distanța  $r$  și este notat cu  $a_p$ . Se observă că în cazul creșterii câștigurilor antenelor sistemului se obține o reducere a puterii de emisie, pentru o putere de recepție și o atenuare de propagare impuse.

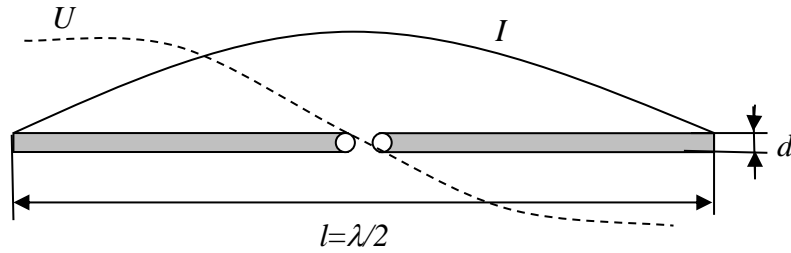
## 5. Enumerați principalele caracteristici ale dipolului în $\lambda/2$ . Cum se poate modifica impedanța acestuia și care este cea mai utilizată formă cu impedanța modificată?

### *Dipolul în $\lambda/2$*

Dipolul cilindric este o materializare directă a conceptului de antenă filară. Dacă lungimea acestuia este  $l = \lambda/2$ , atunci acesta se numește dipol în  $\lambda/2$  și poate fi considerat ca antenă de referință pentru celelalte tipuri de antene. Este una dintre cele mai utilizate antene datorită simplității structurale. Parametrii lui sunt ușor diferiți față de cei rezultați din analiza teoretică deoarece condiția ca lungimea să fie mult mai mare ca diametrul nu este întotdeauna riguros îndeplinită. Principalele diferențieri constau în următoarele:

- Nulurile dintre lobi sunt de fapt atenuări mai puternice ale câmpului și nu anulări complete ale acestuia. Excepție fac nulurile pe direcția axei Oz după care este orientat dipolul.
- Forma caracteristicii de directivitate este afectată de diametrul dipolului.
- Rezistența de intrare este apropiată de valoarea teoretică numai dacă dipolul se află la distanță mare de planul de masă. În caz contrar, ea este puternic dependentă de condițiile de la terminalul de alimentare și de dimensiunile și proprietățile conductoare ale planului de masă.

El constă dintr-un conductor de secțiune circulară cu lungimea totală egală cu jumătate din lungimea de undă a câmpului radiat având distribuția undelor staționare de curent și tensiune prezentate în figura 2.12, motiv pentru care mai este cunoscut și sub denumirea de dipol cilindric.

Fig. 2.12. Dipolul în  $\lambda/2$ .

Conform relației 2.56 câmpul electric în regiunea de radiație este:

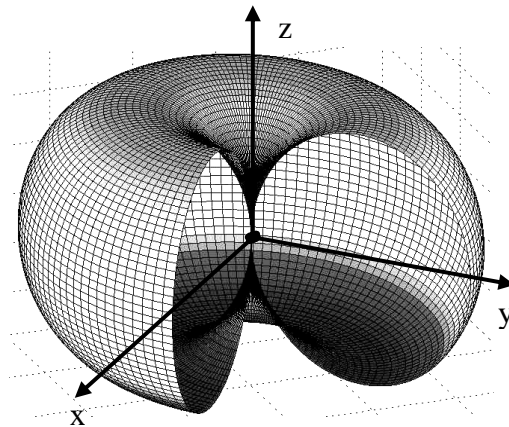
$$E = j \cdot 60 \cdot I_0 \cdot \frac{1}{r} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (2.64)$$

se observă că modulul componentei electrice este maxim în direcția  $\theta = \pi/2$  (perpendicular pe axa  $Oz$  după care este orientat dipolul), independent de unghiul  $\varphi$ . În spațiu caracteristica de directivitate este un tor având ca axă de simetrie axa  $Oz$  (figura 2.13).

Conform relației (2.58), caracteristica de directivitate, în planul E, a dipolului în  $\lambda/2$  are expresia:

$$\rho(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (2.65)$$

și este reprezentată în figura 2.14.

Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în  $\lambda/2$ .

Deschiderea unghiulară este de aproximativ  $78^\circ$  în planul E, iar în planul H caracteristica fiind una omnidirecțională deschiderea este  $180^\circ$ . Pentru raportul față spate se obține valoarea de 0 dB.

Rezistența de radiație,  $R_\Sigma$ , și impedanța de intrare,  $Z_{inA}$ , depind de construcția dipolului prin parametrii  $l/d$  și  $l/\lambda$ . În figura 2.15 sunt reprezentate variațiile rezistenței de radiație și a impedanței de intrare funcție de raportul  $l/\lambda$  în condițiile unor rapoarte  $l/d$  definite. Diametrul conductorului din care se realizează antena este ales funcție de banda de frecvență pentru care se dorește utilizarea antenei. Deoarece în jurul frecvenței de rezonanță dipolul în  $\lambda/2$  se comportă foarte asemănător unui circuit rezonant serie, se poate defini banda de trecere a antenei ca fiind banda de frecvență în limitele căreia modulul impedanței de intrare variază în limita a 3 dB. Pentru cazul  $l/d = 45$ ,

limitele benzii de frecvență sunt  $0,4 \lambda/\lambda$  și  $0,496 \lambda/\lambda$ . În aceste condiții banda de trecere obținută are valoarea de aproximativ  $0,216 \cdot f_0$ .

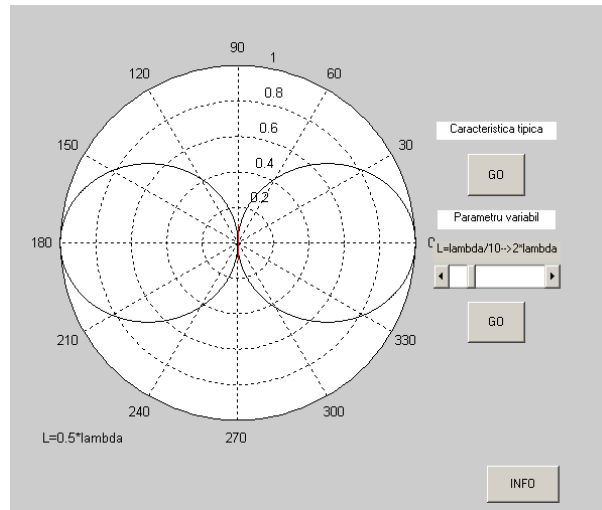


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.

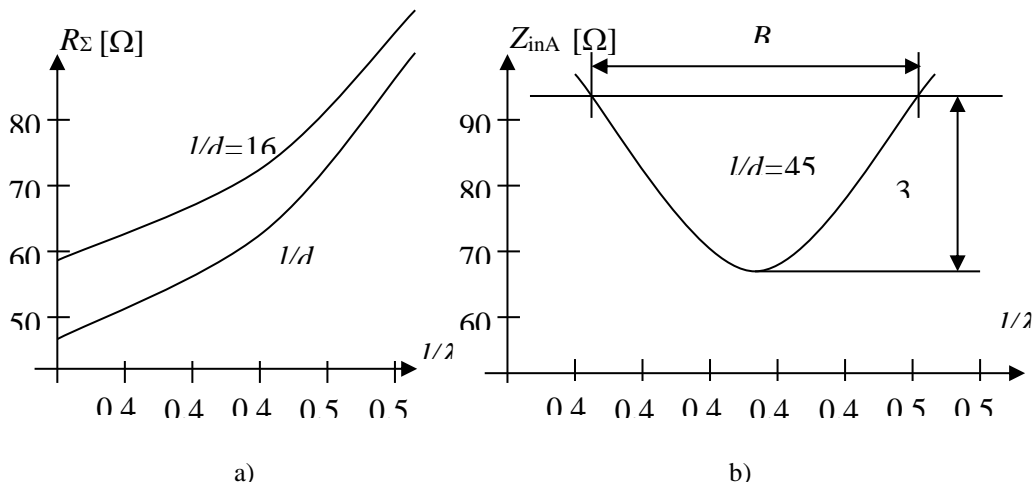


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în  $\lambda/2$ .

După cum se constată, minimul impedanței dipolului se obține la o valoare a raportului  $l/\lambda < 0,5$ , fapt datorat vitezei finite de propagare a unei electromagnetice prin dipol ( $v < c$ ), care se manifestă printr-un coeficient de scurtare a lungimii dipolului (fenomen similar segmentelor liniei de transmisie). Impedanța antenei este de aproximativ  $75 \Omega$ , iar înălțimea efectivă  $\lambda/\pi$ .

În general, principala cerință a unei antene este selectivitatea (bandă de frecvențe îngustă), care are ca scop reducerea componentelor de intermodulație. Pe de altă parte, în tehnica măsurărilor sau pentru recepția diferitelor programe se dorește acoperirea unei game de frecvențe cât mai mari.

De exemplu, creșterea diametrului conductorului la antenele în  $\lambda/2$  conduce la creșterea benzii de frecvență, scăderea rezistenței de intrare și a frecvenței proprii de rezonanță. De asemenea, o consecință negativă este creșterea capacității parazite între cele două conductoare care conduce la șuntarea antenei.

O alternativă pentru eliminarea acestui neajuns este antena dipol biconic. Aceasta este de fapt un dipol ale cărui brațe sunt conuri având unghiul la vârf  $2 \cdot \theta_0$ . Variația impedanței de intrare cu unghiul de deschidere variază neliniar, în practică folosindu-se domeniul cuprins între  $30^\circ$  și  $60^\circ$ , pentru care această variație este mai lentă. Astfel prin alegerea corespunzătoare a unghiului de deschidere  $\theta_0$  se poate obține valoarea dorită a impedanței de intrare.

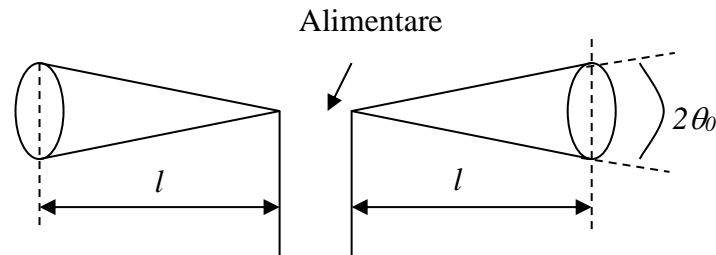


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

Forma caracteristicii de directivitate depinde în principal de lungimea  $l$  a fiecăruia din cele două conuri. Unghiul  $\theta_0$  influențează deschiderea lobului principal. De exemplu, pentru  $\theta_0 = 30^\circ$  dipolul biconic în  $\lambda/2$  are o deschidere a lobului principal de circa  $100^\circ$ . Datorită variației permanente a diametrului secțiunii transversale (forma conică a brațelor dipolului biconic este conformă cu unul din principiile de realizare a antenelor independente de frecvență) banda de frecvență a acestor antene, deși nu este la fel de mare ca a antenelor independente de frecvență, este destul de largă, ajungând la un raport  $f_{\max}/f_{\min}$  de aproximativ 10.



Fig. 2.17. Antena dipol cu discuri conductoare.

Pentru micșorarea dimensiunilor geometrice ale dipolului se poate utiliza varianta constructivă a dipolului cu discuri conductoare (figura 2.17), în care la capetele celor doi electrozi ce formează dipolul sunt lipite două discuri conductoare. Utilizarea celor două discuri conduce la creșterea capacității antenei față de mediul înconjurător, ceea ce este echivalent cu creșterea lungimii acestuia, și deci, implicit, scăderea frecvenței de rezonanță.

Necesitatea creșterii impedanței dipolului a condus la construcția dipolului îndoit. Această soluție are la bază proprietatea unui conductor radiant de a-și mări rezistența de radiație o dată cu creșterea lungimii, pentru o lungime de undă  $\lambda$  impusă. Practic acesta este format din doi dipoli simpli așezați în paralel, la o distanță mică unul față de celălalt. În figura 2.18 este prezentat modul de obținere al dipolului îndoit.

Dipolul este închis pentru reducerea pierderilor, iar radiația este identică cu cea a unui dipol simplu. Rezistența de radiație este de aproximativ  $300 \Omega$  (de patru ori mai mare decât cea a dipolului simplu). Din punct de vedere al benzii de trecere, dipolul se comportă ca un dipol simplu mai gros, de diametru echivalent:

$$d_{echiv} = \sqrt{2ds}, \quad (2.66)$$

în care  $d$  este diametrul conductorului, iar  $s$  distanța dintre cele două ramuri. Lungimea dipolului,  $l$ , care intervine în calcule se consideră ținând seama de racordurile de la capetele acestuia.

Se pot construi dipoli îndoșiți cu impedanțe de valori diferite prin modificarea diametrelor celor două ramuri ale dipolului îndoit.

Așa cum am precizat una din cerințele conectării antenelor este adaptarea. În cazul dipolului în  $\lambda/2$ , care este simetric, conectarea cu ajutorul cablurilor coaxiale presupune simetrizarea sau dacă este vorba de un cablu simetric (cablul bifilar) adaptarea de impedanță.

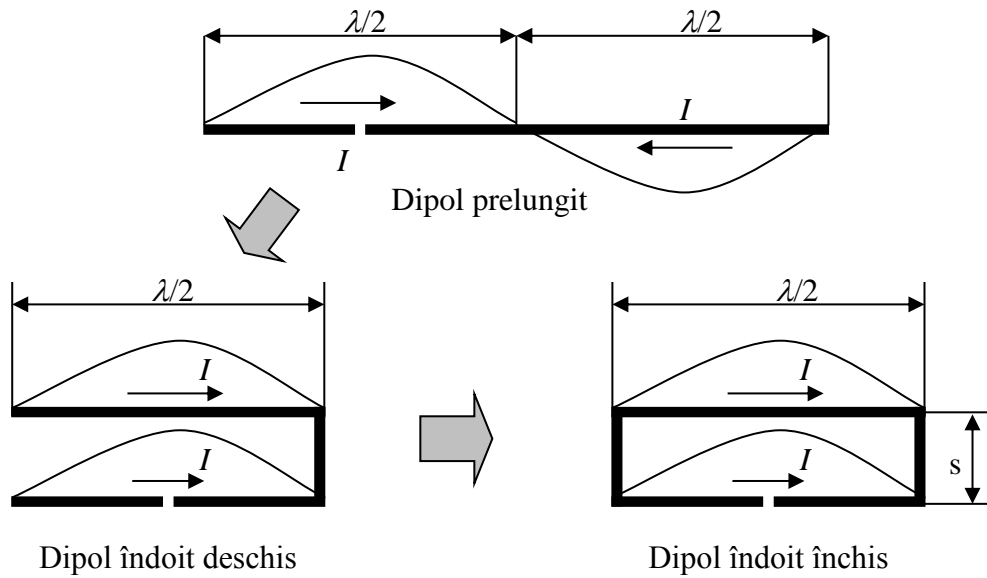


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

Transformările de impedanță se realizează conform relației:

$$Z_i = Z_c \cdot \frac{Z_s + j \cdot Z_c \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi \cdot l}{\lambda}\right)}{Z_c + j \cdot Z_s \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi \cdot l}{\lambda}\right)}, \tag{2.67}$$

unde  $Z_s$  este impedanța de sarcină și  $Z_c$  impedanța caracteristică a liniei,

Ținând cont de lungimea liniei și de faptul că se dorește atât adaptarea (transformarea de impedanță) cât și simetrizarea în figura 2.19 sunt prezentate principalele soluții utilizate la conectarea dipolilor.

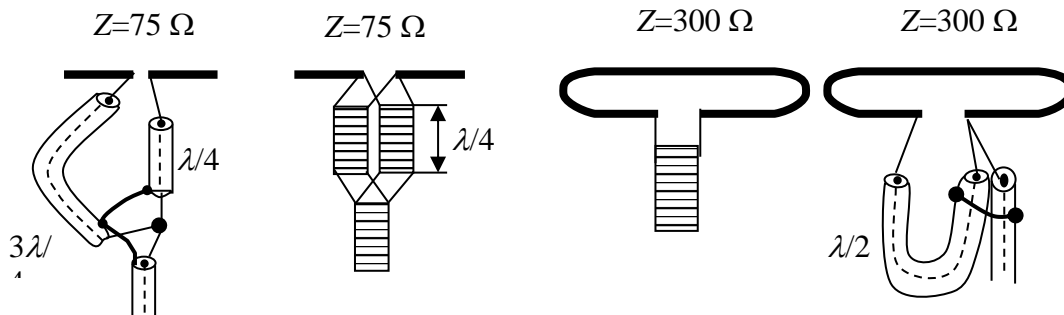


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

## 6. Antena LOG – Periodică. Caracteristici, forma, utilizare

### Antena log-periodică

Creșterea numărului de programe ce se doresc a fi recepționate precum și necesitatea unei benzi de frecvență crescută în tehnicile de măsurare au condus la dezvoltarea unor antene a căror bandă de frecvență să acopere o gamă de frecvențe cât mai mare. În această direcție au fost dezvoltate antenele logaritmice. Acest tip de antene se bazează pe faptul că lungimea diverselor elemente corespunde unor canale diferite de recepționat. Astfel, în domeniul frecvențelor ridicate funcționează, în principal, elementele de lungime mică, iar în domeniul frecvențelor joase, elementele de lungime mare.



Antena log-periodică este o antenă a căror elemente variază logaritmic, proprietățile acesteia repetându-se periodic cu logaritmul frecvenței. Structura unei astfel de antene este prezentată în figura 2.44.

Alimentarea antenei se face în punctele notate cu F, iar parametrii antenei sunt determinați de unghiul  $\alpha$ , precum și de raportul:

$$\tau = \frac{l_n}{l_{n+1}} = \frac{x_n}{x_{n+1}} < 1. \tag{2.84}$$

Valorile uzuale ale raportului sunt:  $\tau = 0,9...0,5$ .

Acest tip de antenă nu are câștiguri prea ridicate, motiv pentru care se folosește, de obicei, în combinație cu un reflector parabolic, jucând în acest caz rol de excitator. De asemenea se poate utiliza în combinație cu antena biconică în vederea scăderii limitei inferioare a benzii de frecvențe.

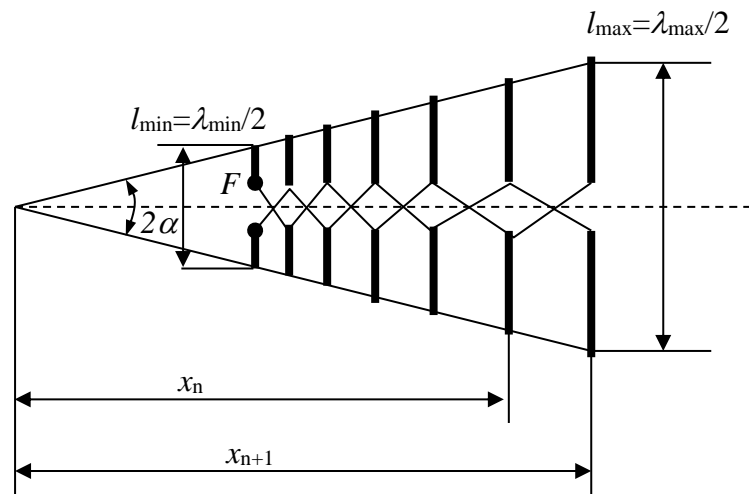


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

**7. Cum se poate obține un sistem radiant, cum poate fi caracterizat și care este caracteristica de radiație a sistemului radiant format din doi dipoli comandați în antifază?**

**1.2. Sisteme radiante**

Realizarea unor antene cu o anumită formă a caracteristicii de directivitate, precum și cu un câștig ridicat este posibilă prin utilizarea unor combinații formate dintr-un număr oarecare de radiatoare identice sau diferite. Cele mai simple structuri de sisteme radiante se obțin cu ajutorul dipolilor, dar concluziile rezultate din analiza acestora au caracter de generalitate.

Deoarece pentru dipolul în  $\lambda/2$  radiația este simetrică în raport cu axa pentru care i se măsoară lungimea, și ținând cont de faptul că un sistem radiant poate fi format din dipoli aflați în diferite poziții, în unele cazuri, este convenabilă exprimarea caracteristicii de directivitate în funcție de un parametru independent de poziție. Acest parametru poate fi unghiul  $\alpha$  format de axa dipolului cu o direcție oarecare din spațiu (figura 2.29). Din aceste considerente relația (2.65) devine:

$$\rho(\alpha) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos \alpha\right)}{\sin \alpha} \tag{2.68}$$

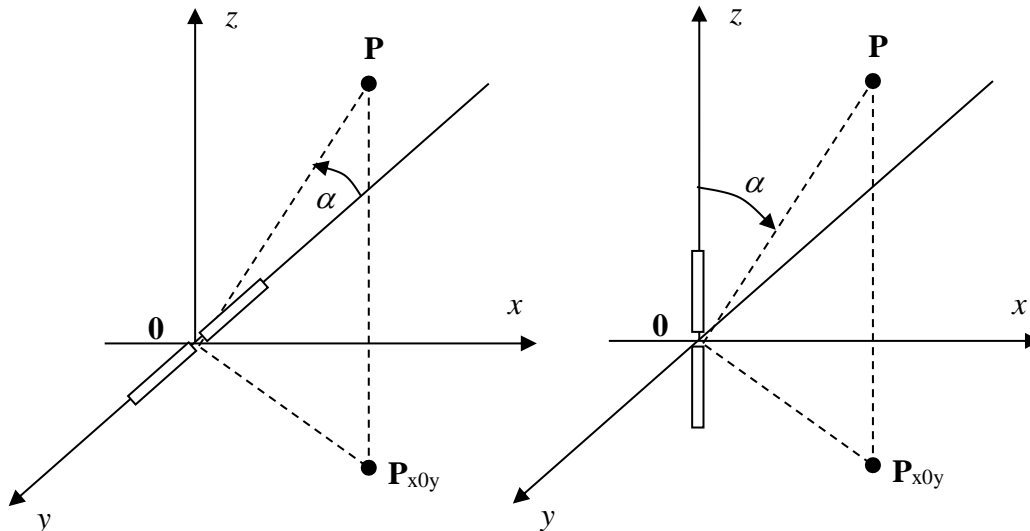


Fig. 2.29. Definierea unghiului  $\alpha$  pentru dipolul orizontal și respectiv vertical.

Caracteristica de directivitate a dipolului în planurile E și H este prezentată în figura 2.30. Pentru dipolul orizontal orientat după axa y, planul E este planul  $x0y$  (sau  $y0z$ ), iar planul H este  $x0z$ . Pentru dipolul vertical, orientat după axa z, planul E este  $x0z$  (sau  $y0z$ ), iar planul H este  $x0y$ .

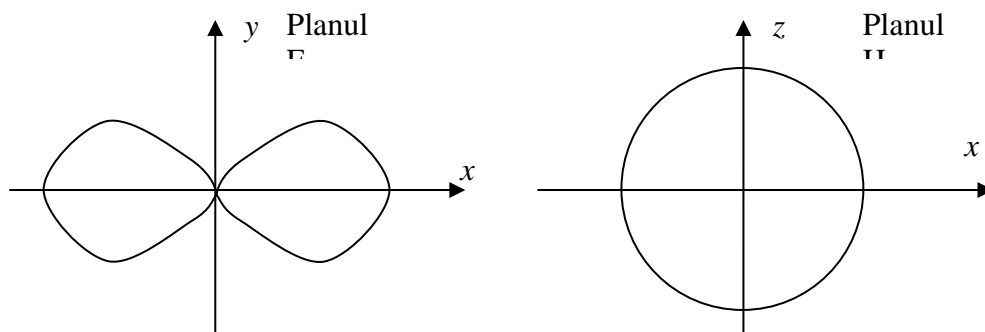


Fig. 2.30. Caracteristica de directivitate a dipolului elementar în  $\lambda/2$  cu poziția coliniară cu axa y.

**Sistemul format din două antene izotrope**

Analiza unui sistem radiant necesită cunoașterea poziției și a curenților fiecărui element în parte. Între anumit punct din spațiu și elementele componente ale sistemului apare o diferență de drum  $d \cdot \cos\theta$ , unde  $\theta$  reprezintă unghiul făcut de una din axele de coordonate considerate și direcția considerată, iar  $d$  distanța dintre cele două elemente. Aplicând principiul superpoziției, radiația sistemului depinde de distanța  $d$  și de unghiul  $\theta$  (antene izotrope). Astfel, radiatorul echivalent obținut va avea o caracteristică dependentă de relația:

$$AF = \cos\left(\frac{\pi \cdot d}{\lambda} \cos\theta\right) \tag{2.69}$$

Funcția notată cu  $AF$  ( $AF$  – Array Factor) definește comportarea sistemului radiant și poate fi utilizată și în cazul în care antenele izotrope sunt înlocuite cu antene reale, motiv pentru care mai este numită și *factor de sistem*. Dacă considerăm ca axa de referință axa z, atunci sistemul este, în planul  $x0y$ , omnidirecțional. Câteva dintre formele de variație ale funcției  $AF$  dependente de raportul  $d/\lambda$  sunt prezentate în figura 2.31.

Câștigul teoretic al sistemului în plan orizontal este 3 dB (puterea recepționată se dublează).

În cazul general al unui sistem format din  $n$  antene izotrope, așezate echidistant în lungul unei axe, factorul de sistem,  $AF$ , are expresia:

$$AF(\theta) = \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\pi \cdot d}{\lambda} \cdot \cos\theta\right)}{n \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot d}{\lambda} \cdot \cos\theta\right)} \quad (2.70)$$

Caracteristica de directivitate a șirului rămâne simetrică în raport cu axa z, iar câștigul crește o dată cu numărul de elemente n din care este format. Câștigul poate fi calculat cu relația  $G = 10 \cdot \lg n$ .

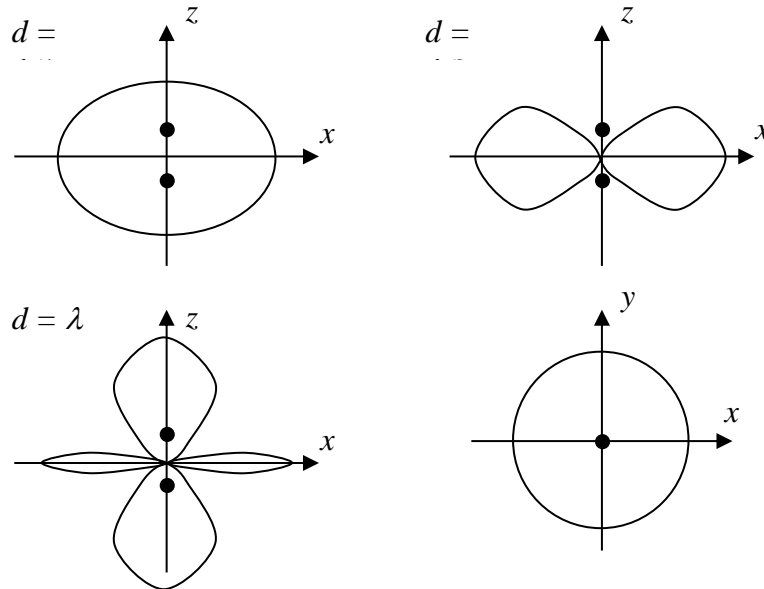


Fig. 2.31. Comportarea sistemului format din două antene izotrope funcție de distanța  $d$  dintre elementele sistemului.

**Sistemul format din doi dipoli comandați în antifază**

Atunci când se realizează sisteme radiante, acestea fiind liniare, se poate aplica principiul superpoziției, adică valoarea rezultată a câmpului corespunzător sistemului este suma câmpurilor individuale ale componentelor din care este alcătuit acel sistem. Valoarea rezultantă a câmpului fiind determinată de defazajul inițial dintre cele două câmpuri, precum și de diferența de drum dintre cele două unde care interferă (figura 2.32). Din punct de vedere practic, un caz de maxim interes este cel în care distanța dintre cei doi dipoli este  $d = \lambda/2$ , iar defazajul este de  $180^\circ$ .

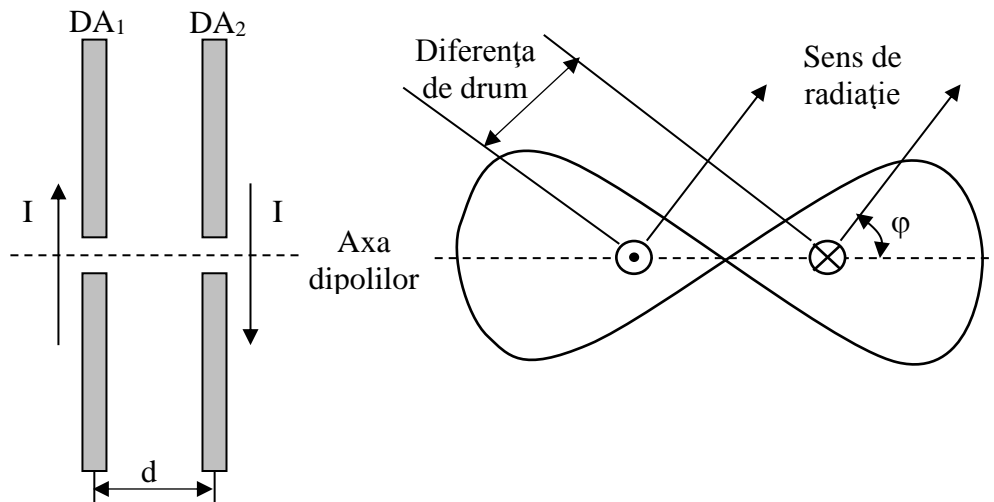


Fig. 2.32. Sistem format din doi dipoli comandați în antifază.

Câmpurile  $E_1$  (produs de dipolul  $DA_1$ ) și  $E_2$  (produs de dipolul  $DA_2$ ) pe axa principală de radiație sunt reprezentate în figura 2.33. Datorită comenzii în antifază și a distanței egale cu  $\lambda/2$  dintre cei doi dipoli, pe axa principală de radiație, cele două câmpuri se însumează în fază în fiecare punct, rezultanta interferenței reprezentând dublarea câmpului produs de unul din cei doi dipoli.

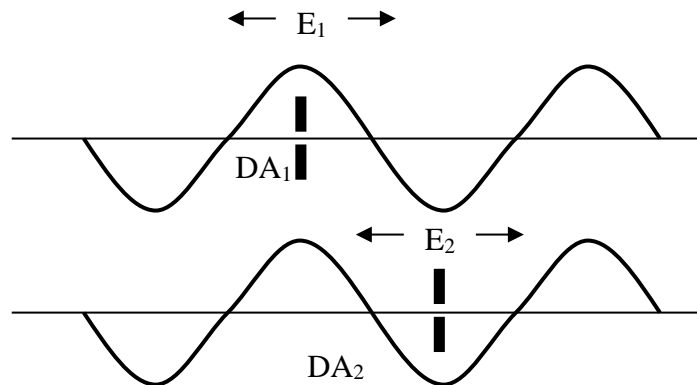


Fig. 2.33. Câmpul produs de doi dipoli comandați în antifază pe axa principală de radiație.

Caracteristica de directivitate a sistemului format de cei doi dipoli în planul H este cea din figura 2.32. Se constată că sistemul face parte din categoria radiatorilor cu mod axial și directivitate bidirecțională.

**Observație:** un dipol orizontal, plasat în apropierea solului, formează împreună cu imaginea sa un sistem de doi dipoli în antifază, caracteristica de directivitate și rezistența de radiație modificându-se funcție de înălțimea  $h$  față de sol la care este amplasat dipolul. Rezistența de radiație crește rapid de la 0 la aproximativ  $75 \Omega$ , atunci când distanța față de sol crește de la 0 la  $\lambda/4$ , după care oscilează în jurul acestei valori.

## 8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc). Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

### 4.2.2. TEHNICA HETERODINĂRII

Parametrii radioreceptorului diferă în funcție de frecvența care trebuie recepționată. O tehnică ce evită modificarea parametrilor este **heterodinarea**, care constă în translatarea frecvenței recepționate,  $f_{RF}$ , pe o frecvență de valoare fixă (numită **frecvență intermediară**,  $f_{IF}$ ), utilizând un semnal propriu radioreceptorului cu frecvența  $f_{OL}$  (**frecvența oscilatorului local**), variabilă la variația lui  $f_{RF}$ .

Rezultă schema bloc a **receptorului heterodină** (Armstrong 1917) prezentată în figura 4.3, unde: RF = radiofrecvență, IF = frecvență intermediară, **LNA** = “low noise amplifier”, amplificator de zgomot redus; **LO** = “local oscillator”, oscilator local (OL); **RSSI** = “received signal strength indicator”, indicator al nivelului semnalului recepționat; **AGC** = “automatic gain control”, control automat al amplificării.

Pentru extragerea informației, semnalul recepționat este supus unei schimbări de frecvență. Semnalul cu frecvența  $f_{RF}$  este mixat cu semnalul generat de oscilatorul local, ce poate genera o frecvență  $f_{OL}$  variabilă. La ieșirea mixerului rezultă două componente de intermodulație având frecvențele  $f_{RF} \pm f_{OL}$ . Filtrul de frecvență intermediară rejectează componenta de frecvență mare, adică suma  $f_{RF} + f_{OL}$  și lasă să treacă doar componenta de frecvență mică (diferență), care are o valoare fixată la valoarea:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{OL}. \quad (4.1.a)$$

În acest caz, deoarece  $f_{RF} > f_{OL}$ , semnalul de frecvență intermediară se numește de frecvență **infradină**.

O altă situație o reprezintă cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ , în care semnalul de frecvență intermediară se numește de frecvență **supradină** și are expresia:

$$f_{IF} = f_{OL} - f_{RF}. \tag{4.1.b}$$

Tehnica se numește **superheterodinare**.

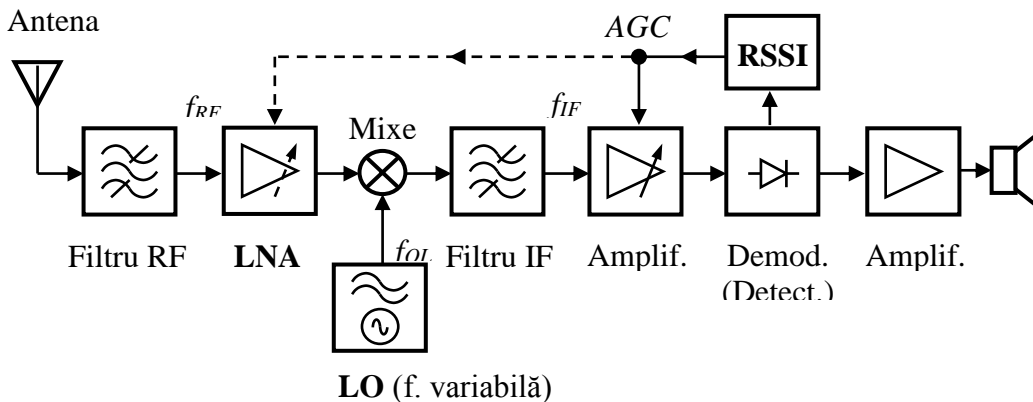


Fig.4.3. Schema bloc a receptorului heterodină.

Prin translația de frecvență din RF în IF, lărgimea de bandă a canalului util rămâne neschimbată, ceea ce permite utilizarea unui filtru IF de selecție cu factor de calitate mult mai mic decât cel necesar dacă selecția s-ar fi realizat direct în RF. Un al doilea beneficiu rezultă din faptul că filtrul IF funcționează pe o frecvență fixă (nu trebuie reamintit), selecția unui anumit canal fiind obținută prin schimbarea frecvenței oscilatorului local.

### 4.2.3. FRECVENȚA IMAGINE

Problema frecvenței imagine apare în mod special la receptoarele cu filtru RF de bandă largă. Un receptor heterodină este vulnerabil față de orice semnal perturbator a cărui frecvență coincide cu frecvența imagine a canalului util recepționat. Frecvența imagine este o radiofrecvență care mixată cu  $f_{OL}$  produce o diferență egală cu frecvența intermediară  $f_{IF}$ . În general, un semnal perturbator plasat, în raport cu frecvența oscilatorului local, simetric cu frecvența recepționată, va trece neatenuat prin AFI și prin urmare se va suprapune cu semnalul util.

1) **Cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ :** operația de trecere de la semnal RF la semnal IF este prezentată în figura 4.7.

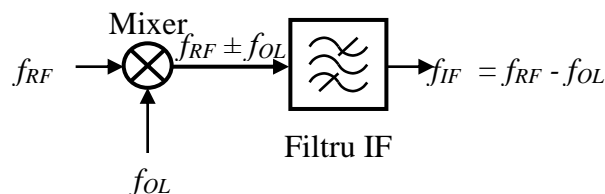


Fig.4.7. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ .

În acest caz  $f_{RF} = f_{OL} + f_{IF}$  și atunci, după cum rezultă din figura 4.8, frecvența imagine este dată de relația:

$$f_{imag} = f_{OL} - f_{IF} = f_{RF} - 2 \cdot f_{IF}. \tag{4.3.a}$$

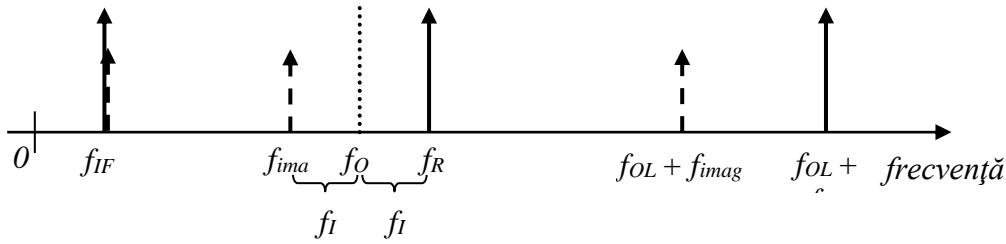


Fig.4.8. Frecvența imagine în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ .

2) **Cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ :** operația de trecere de la semnal RF la semnal IF este prezentată în figura 4.9.

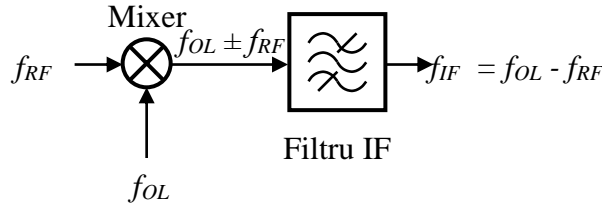


Fig.4.9. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

În acest caz  $f_{RF} = f_{OL} - f_{IF}$  și atunci, după cum rezultă din figura 4.10, frecvența imagine este dată de relația:

$$f_{imag} = f_{OL} + f_{IF} = f_{RF} + 2 \cdot f_{IF}. \tag{4.3.b}$$

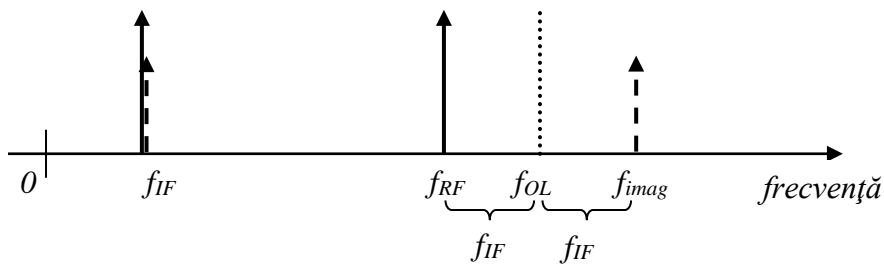


Fig.4.10. Frecvența imagine în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

Pentru o asemenea structură de receptor, frecvența imagine poate fi rejectată numai de filtrul RF de la intrare, în măsura în care semnalul perturbator se plasează în afara benzii utile a filtrului RF, bandă ce conține canalele recepționate.

Prezintă o importanță deosebită poziția în care se află frecvența imagine față de banda de trecere a filtrului RF. Diverse situații sunt prezentate în figura 4.11.

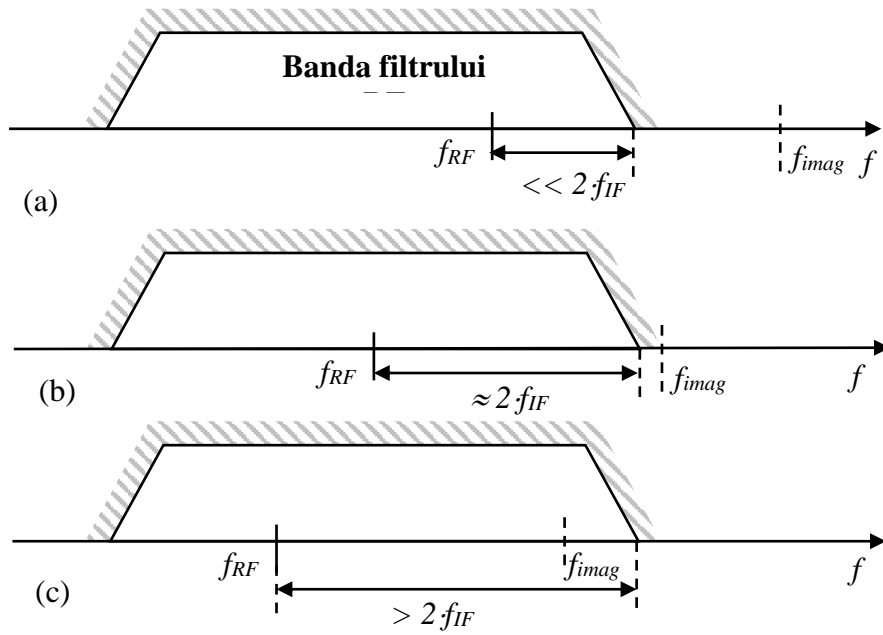
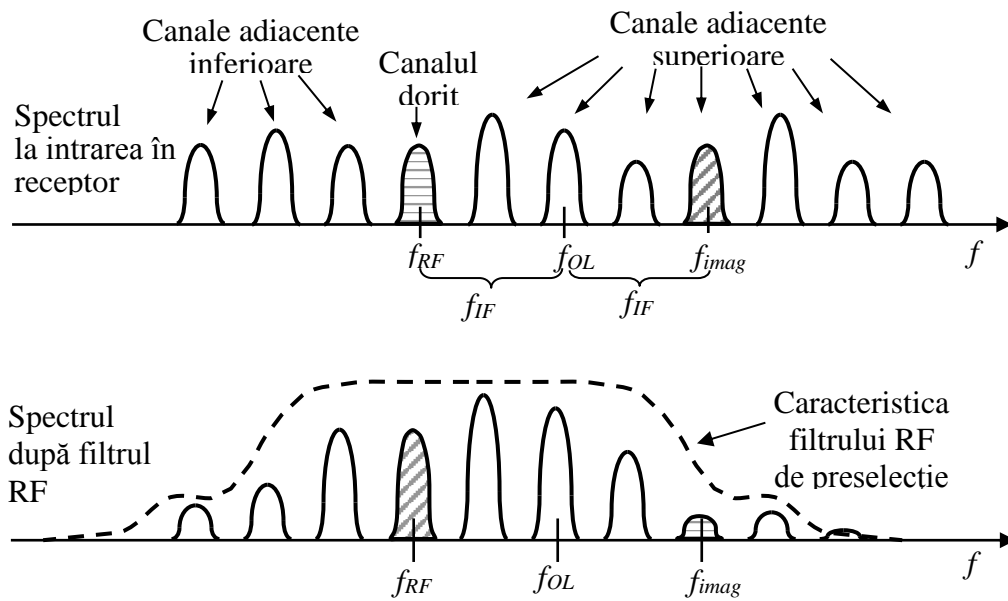


Fig.4.11. Diverse poziții ale frecvenței imagine relativ la banda filtrului RF: caz favorabil (a), caz limită (b) și caz defavorabil (c).

În figura 4.12 se prezintă un exemplu de semnale care apar la ieșirile blocurilor receptorului, în care apare și influența frecvenței imagine.



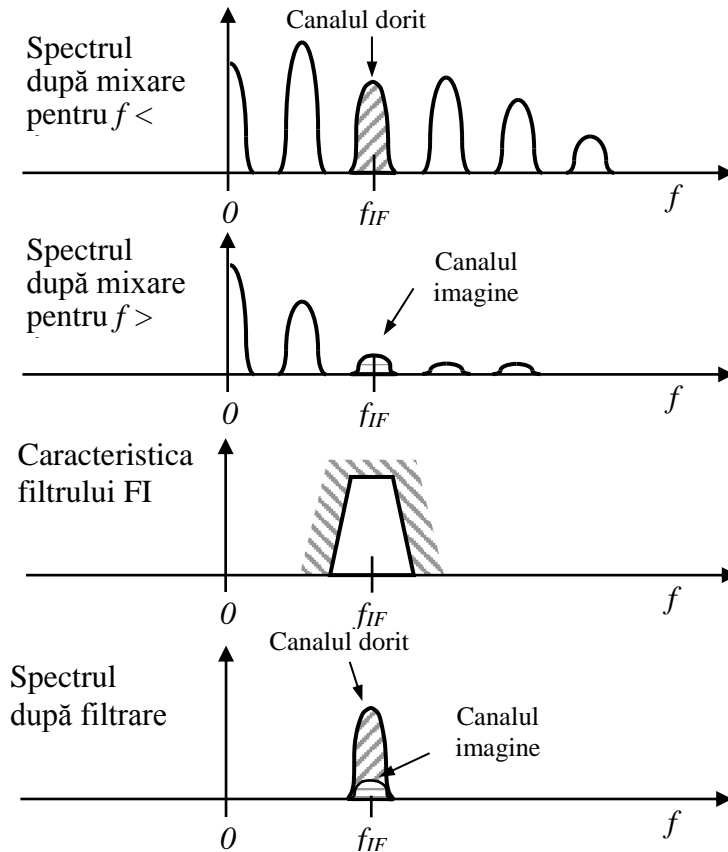


Fig.4.12. Influența frecvenței imagine asupra recepției frecvenței semnalului util.

Dacă filtrul RF de preselecție nu atenuază suficient frecvența imagine, după mixare și filtrare, la ieșirea filtrul FI apare pe lângă spectrul semnalului util și un spectru rezidual perturbator.

Avantajul major al receptorului superheterodină constă în faptul că, după selecția canalului dorit și atenuarea corespunzătoare a canalelor vecine, acesta permite utilizarea unui amplificator FI cu câștig variabil pentru a ajusta amplitudinea semnalului util (“dynamic range”).

Pentru o anumită bandă de recepție, care determină și o bandă de acord a oscilatorului local, în locul unei singure frecvențe imagine apare o bandă a frecvențelor imagine, așa cum se prezintă în figura 4.13.

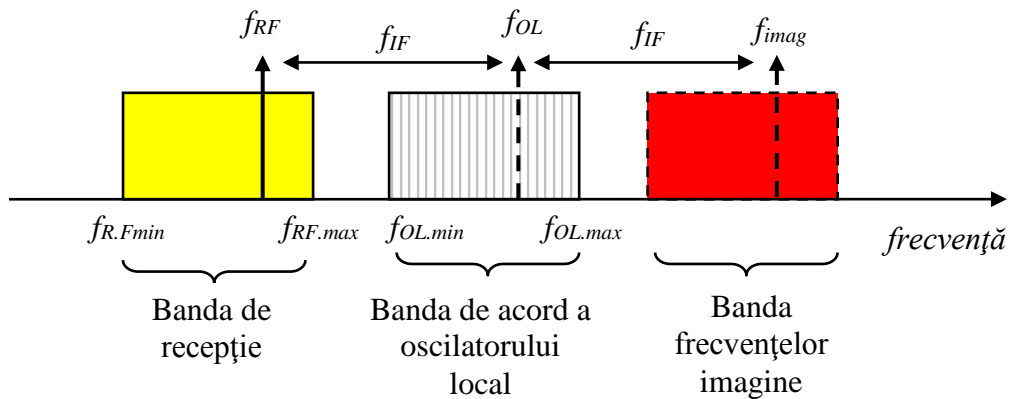


Fig.4.13. Banda frecvențelor imagine.

**Exemple:**

a) **Radio AM:**

- banda RF:  $f_{RF} = 525 \text{ kHz} \dots 1605 \text{ kHz}$ ,
- frecvența intermediară:  $f_{IF} = 455 \text{ kHz}$ ,
- domeniul frecvențelor OL:  $f_{OL} = 980 \text{ kHz} \dots 2060 \text{ kHz}$ .



Rezultă situația din figura 4.14.

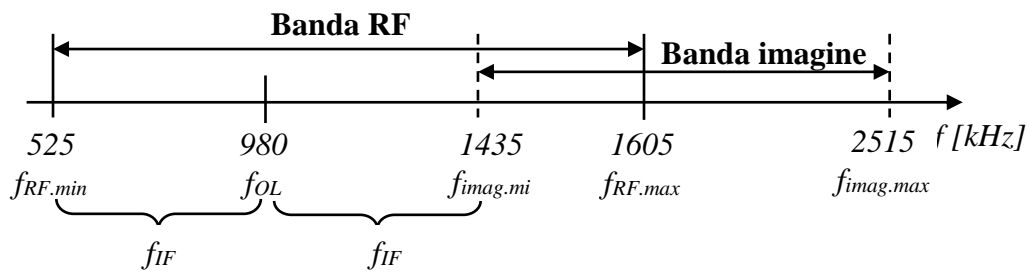


Fig.4.14. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio AM.

**b) Radio FM:**

- banda RF:  $f_{RF} = 88 \text{ MHz} \dots 108 \text{ MHz}$ ,
- frecvența intermediară:  $f_{IF} = 10,7 \text{ MHz}$ ,
- domeniul frecvențelor OL:  $98,7 \text{ MHz} \dots 118,7 \text{ MHz}$ .

Rezultă situația din figura 4.15.

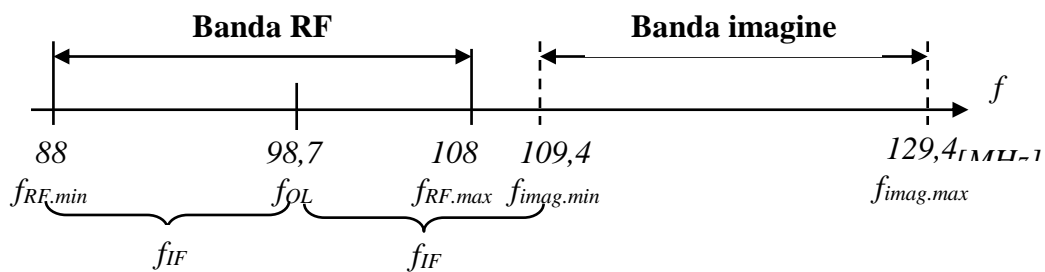


Fig.4.15. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio FM.

**Observație:** Receptorul superheterodină permite realizarea unui compromis între sensibilitate și selectivitate.

Alegerea unei valori ridicate pentru frecvența intermediară (figura 4.16) îmbunătățește sensibilitatea, dar reduce selectivitatea.

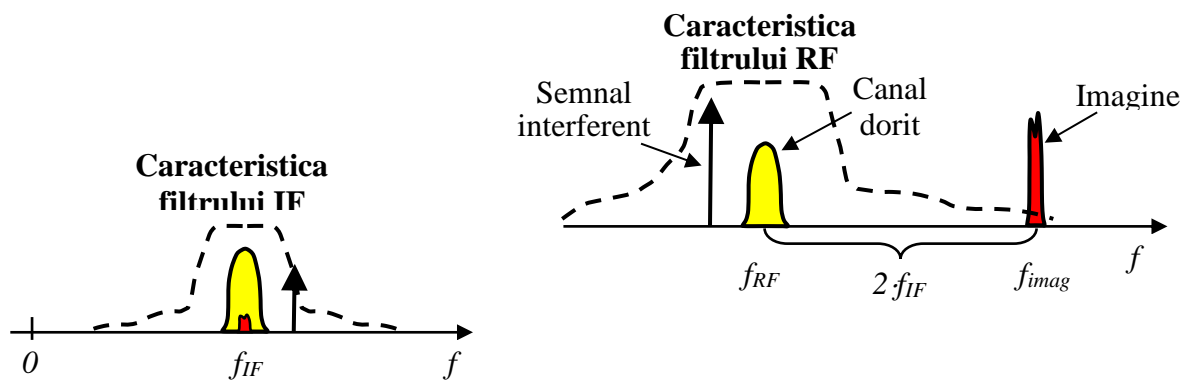


Fig.4.16. Cazul frecvență intermediară mare.

O frecvență intermediară mare îndepărtează frecvența imagine de frecvența canalului selectat. Pe de altă parte, în această situație, filtrul IF trebuie să aibă un factor de calitate  $Q$  de valoare foarte ridicată, ceea ce e mai greu de realizat la frecvențe mari. Efectul negativ al frecvenței intermediare mari este atenuarea mai redusă a canalelor adiacente canalului util. Această atenuare poate fi mai ușor obținută la o frecvență intermediară joasă (figura 4.17).

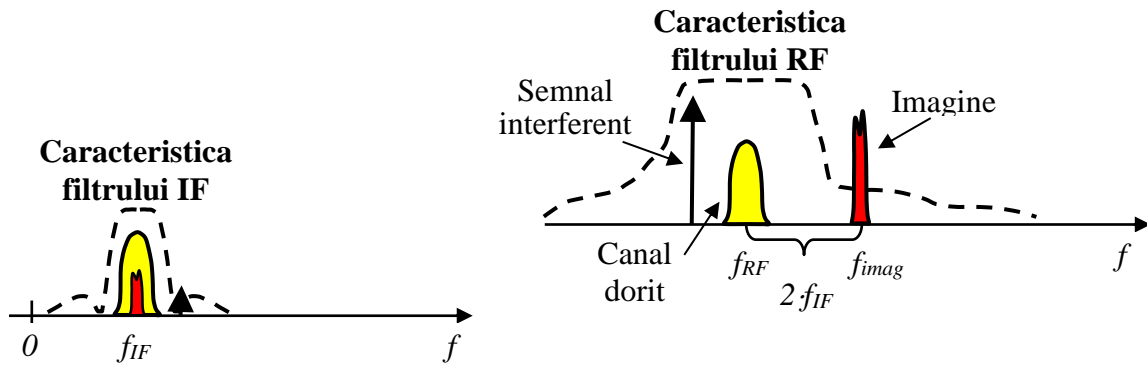


Fig.4.17. Cazul frecvență intermediară mică.

O frecvență intermediară mică apropie frecvența imagine de frecvența canalului selectat. Efectul negativ este o atenuare mai redusă a acesteia. În schimb, filtrul IF permite o rejecție mai bună a canalelor adiacente care pot interfera cu canalul selectat.

## 9. Ce reprezintă sensibilitatea unui receptor și care este legătura dintre aceasta și zgomotul de intrare?

### 4.4.3. SENSIBILITATEA

**Sensibilitatea** unui receptor este definită prin nivelul minim al puterii semnalului de la intrare pe care receptorul îl poate detecta pentru a putea asigura la ieșire (pentru demodulare) un raport semnal / zgomot impus.

Sensibilitatea este un parametru care depinde în mod esențial de nivelul de zgomot de la intrarea în receptor și de cerințele minimale privind raportul semnal / zgomot de la ieșire.

Pentru o detecție corectă, la limita de sensibilitate, nivelul semnalului de intrare are valoarea minimă:

$$S_{in} = P_{in}^{min}, \quad (4.34)$$

în condiția în care zgomotul termic de intrare este:

$$N_{in} = P_{zg} = k \cdot T \cdot B, \quad (4.35)$$

unde:  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} [J/K]$  este constanta lui Boltzmann,  $T$  este temperatura în grade Kelvin  $[K]$ ,  $B$  banda radioreceptorului.

Valoarea minimă a raportului semnal / zgomot de la ieșire care mai asigură o anumită rată a erorilor de bit (BER) este  $SNR_{out}^{min}$  sau  $(E_b/N_0)_{min}$ .

În aceste condiții, factorul de zgomot devine:

$$F = \frac{P_{in}^{min} / P_{zg}}{SNR_{out}^{min}}, \quad (4.36)$$

de unde rezultă relația între nivelul minim al semnalului de la intrare și zgomot:

$$P_{in}^{min} = P_{zg} \cdot F \cdot SNR_{out}^{min} \quad (4.37)$$

Prin împărțire cu  $1 \text{ mW}$  și logaritizarea expresiei se obține nivelul de intrare minim exprimat în  $[dBm]$  sau **sensibilitatea receptorului**:

$$S_{min} [dBm] = P_{in}^{min} [dBm] = P_{zg} [dBm] + NF [dB] + SNR_{out}^{min} [dB]. \quad (4.38)$$

**Observație:** deoarece  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$  și la temperatura camerei  $T_0 = 290^\circ\text{K}$ , rezultă că:

$$P_{zg} [dBm] = 10 \cdot \lg \left[ k \cdot T_0 \left[ \frac{B}{1Hz} \right] \right] = 10 \cdot \lg(k \cdot T_0) + 10 \cdot \lg B \quad (4.39)$$

unde:  $k \cdot T_0 = 4 \cdot 10^{-21} W$  este puterea zgomotului într-o bandă de  $1Hz$  și care în  $dBm$  are valoarea  $10 \cdot \lg(k \cdot T_0) = -174dBm$ .

Prin urmare, zgomotul de la intrare are expresia:

$$P_{zg} [dBm] = -174dBm + 10 \cdot \lg(B). \quad (4.40)$$

În aceste condiții, sensibilitatea receptorului se mai poate scrie sub forma:

$$S_{min} [dBm] = -174 [dBm] + 10 \lg B + NF [dB] + SNR_{out}^{min} [dB]. \quad (4.41)$$

Sensibilitatea receptorului este legată de **nivelul de prag al zgomotului de la intrare**. Acesta se notează cu  $P_{nf}$  (unde  $nf = \text{“noise floor”}$ ) și reprezintă nivelul de la intrare al semnalului minim detectabil, MDS (“minimum detectable signal”). El se definește prin relația (figura 4.35):

$$P_{nf} [dBm] = S_{min} [dBm] - SNR_{out}^{min} = P_{zg} [dBm] + NF [dB]. \quad (4.42)$$

Prin urmare,  $P_{nf}$  este egal cu sensibilitatea receptorului pentru cazul în care  $SNR_{out}^{min} = 0dB$ . Nivelul de prag al zgomotului se calculează în aceste condiții cu relația:

$$P_{nf} [dBm] = MDS_{in} [dBm] = -174dBm + 10 \lg B + NF [dB]. \quad (4.43)$$

Nivelul zgomotului la ieșire este:

$$MDS_{out} = MDS_{in} \times G, \quad (4.44)$$

iar valoarea în  $dBm$  se obține prin adăugarea câștigului (figura 4.36):

$$\begin{aligned} MDS_{out} [dBm] &= MDS_{in} [dBm] + G [dB] = \\ &= -174dBm + 10 \lg B + NF [dB] + G [dB] \end{aligned} \quad (4.45)$$

În concluzie, **sensibilitatea receptorului** se poate defini și prin suma dintre nivelul de prag al zgomotului de la intrare și raportul semnal / zgomot minim de la ieșire:

$$S_{min} [dBm] = P_{nf} [dBm] + SNR_{out}^{min} [dB], \quad (4.46.a)$$

sau:

$$S_{min} [dBm] = P_{nf} [dBm] + \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{min} [dB]. \quad (4.46.b)$$

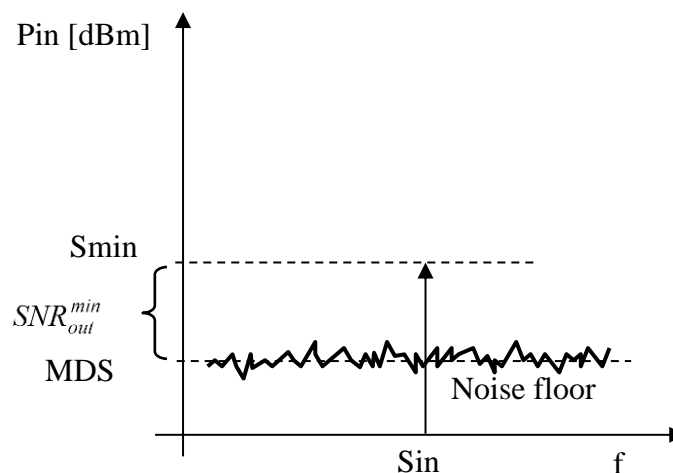
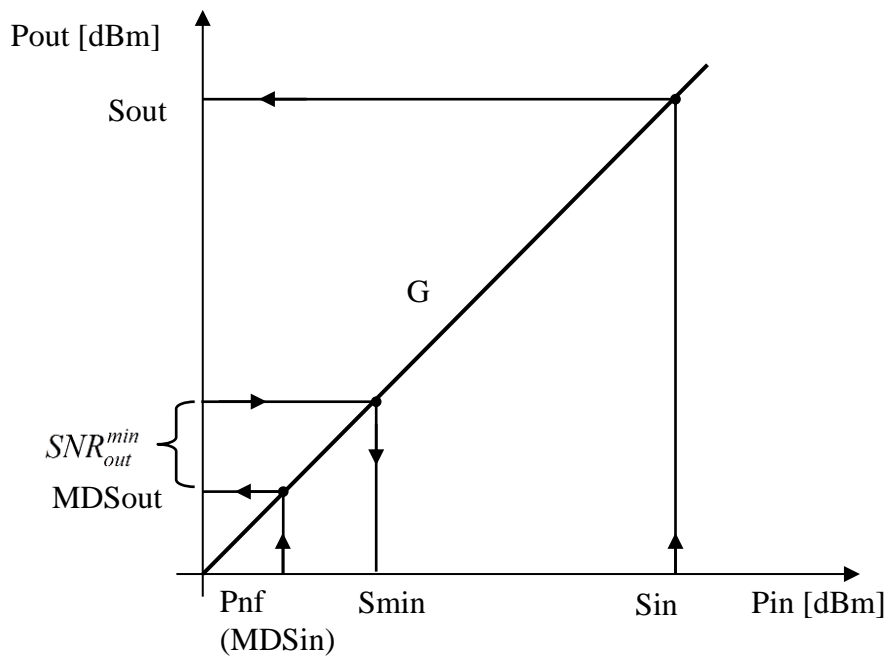


Fig.4.35. Definirea  $P_{nf}$  și  $MDS_{in}$ .

Fig.4.36. Definierea  $MDS_{out}$ .

O altă formă de prezentare pentru aceeași relație este următoarea:

$$S_{min}[dBm] = MDS_{in}[dBm] + C/N [dB], \quad (4.47)$$

unde  $C/N$  reprezintă raportul semnal/zgomot (“carrier-to-noise ratio”) necesar pentru o anumită calitate a semnalului recepționat.

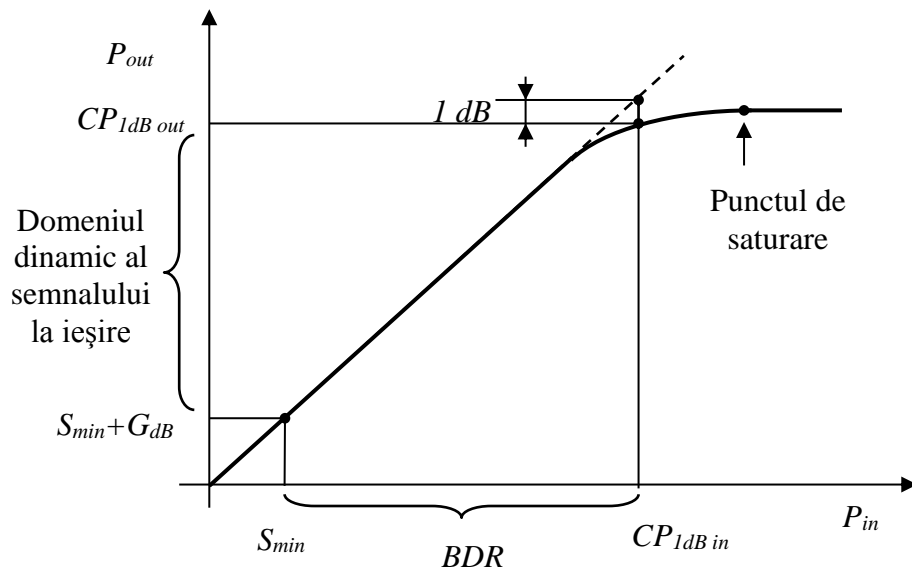
## 10. Definiți domeniul dinamic de blocare al unui receptor și specificați ce reprezintă acesta din punctul de vedere al semnalului util.

**Domeniul dinamic de blocare** al receptorului,  $BDR$  (“blocking dynamic range”), este definit ca un interval permis pentru nivelul semnalului interferent de la intrare, care este cuprins între punctul de compresie 1-dB și sensibilitatea receptorului (figura 4.43):

$$BDR [dB] = CP_{1dBin} - S_{min}.$$

Astfel, dacă nivelul de intrare al semnalului interferent este egal cu  $CP_{1dBin}$ , atunci câștigul pentru semnalul util este redus cu  $1 dB$ .

Pe de altă parte, pentru semnalul util,  $BDR$  reprezintă domeniul permis care asigură o recepție sigură și lipsită de distorsiuni armonice.

Fig.4.43. Definirea  $BDR$ .

**BIBLIOGRAFIE: *Radiocomunicații. Fundamente***

## COMUNICAȚII DE DATE

### 1. Cum afectează canalele reale datele transmise?

**Răspuns:** Semnalele sunt afectate la trecerea prin canal, de atenuare, întârziere, diafonie și zgomote.

### 2. La ce servește scramblerul ?

**Răspuns:** Scramblerul servește la aleatorizarea semnalelor de date. Se elimină astfel secvențele periodice, care ar genera componente spectrale de amplitudine mare și ar apărea diafonii mari. La recepție, refacerea secvenței de date se face cu un descrambler.

### 3. Care este viteza maximă cu care se pot transmite datele, având o transmisie în banda de bază, printr-un canal echivalent cu un filtru trece-jos ideal, cu frecvența de tăiere 32 kHz?

**Răspuns:** 64 kbps

### 4. La ce servește bucla Costas ?

**Răspuns:** Bucla Costas servește sincronizării de purtătoare, în sistemele de transmisiuni de date ce folosesc modulația de amplitudine cu bandă laterală dublă, respectiv în sistemele de transmisiuni de date ce folosesc modulația de fază.

### 5. La ce tipuri de modemuri/modulații sincronizarea de purtătoare este absolut necesară?

**Răspuns:** Sincronizarea de purtătoare este necesară la sistemele care folosesc modulația de amplitudine și cea de fază, cu detecție coerentă.

### 6. Ce este sincronizarea de bit ?

**Răspuns:** Sincronizarea de bit se face la recepție, în baza de timp a receptorului, pentru a determina cu exactitate începutul fiecărui bit, în vederea eșantionării și reconstruirii corecte a acestuia.

### 7. Care sunt caracteristicile modulației de amplitudine pentru transmisiile de date ?

**Răspuns:** Modulația de amplitudine se folosește la transmisii de date de viteză mare, pe canale de bandă limitată. Dacă se transmit ambele benzi laterale (modulația OOK) se poate face o detecție necoerentă, de anvelopă, deci echipamentul este simplu și ieftin. Dacă se transmit ambele benzi, sau o bandă completă și una vestigială, se folosește detecția coerentă, calitatea transmisiunii fiind foarte bună, dar necesarul de bandă și complexitatea respectiv prețul echipamentului sunt mai mari.

## 8. Care sunt caracteristicile modulației de frecvență pentru transmisiile de date ?

**Răspuns:** Modulația de frecvență permite detecția necoerentă, deci echipamentul este simplu și ieftin. Semnalul este rezistent la perturbații, independent de atenuarea canalului, iar puterea transmisă este constantă, independentă de puterea semnalului modulator. Necesarul de bandă de frecvențe este mare. Se folosește la modemuri pentru transmisia de viteze mici, pe linii telefonice.

## 9. Care sunt caracteristicile modulației de fază pentru transmisiile de date ?

**Răspuns:** Semnalele cu modulația de fază ocupă o bandă mai îngustă decât cele cu modulație de frecvență și necesită o putere de vârf mai mică decât cele cu modulație de amplitudine multinivel. Se poate folosi detecția coerentă, ceea ce duce la transmisiuni de cea mai bună calitate, dar și detecția diferențială, fără scăderi importante de calitate. Îmbină avantajele modulației de amplitudine și de frecvență. Se folosește când se dorește transmiterea a mai mult de un simbol binar într-un interval elementar Nyquist.

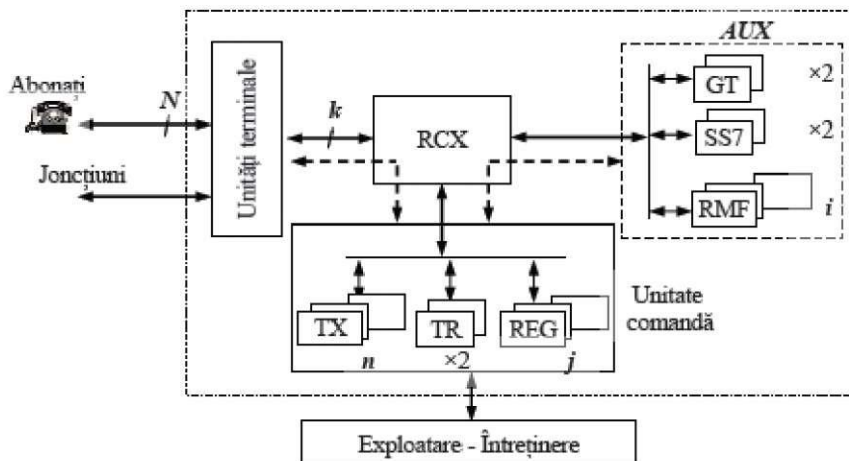
## 10. Ce este USB ?

**Răspuns:** USB (Universal Serial Bus) este un standard de magistrală serială, pentru interfațarea cu dispozitivele atașate extern unui calculator. Vitezele de transfer sunt de: 1,5 Mbps - mică, 12 Mbps – medie (USB 1.0), 480 Mbps – mare (USB 2.0), 5 Gbps - viteza maximă de transfer pe USB 3.0 și 10 Gbps - viteză maximă de transfer pe USB 3.1. La USB 2.0 codarea se face NRZI cu dopare cu biți, are 4 pini, nivelurile de tensiune sunt High=(2,8- 3,6)V, Low=(0-0,3)V, alimentarea la 5V (+/-)0,25V.

## SISTEME DE COMUTAȚIE DIGITALĂ

### 1. Care este structura generală (schema bloc) a unei centrale telefonice automate?

Arhitectura generală a unei CTA este prezentată în figură și conține:



RCX - *rețeaua de conexiune*, care reprezintă elementul principal al centralei, ce realizează conexiunile între liniile de intrare și liniile de ieșire, sub coordonarea unității de comandă. Se deosebesc două categorii de conexiuni realizate prin RCX:

- conexiuni pentru *informația utilizator* (în principal voce, dar și date), reprezentate în figură cu linie continuă;
- conexiuni de comandă, numite *conexiuni sempermanente*, reprezentate cu linie întreruptă.

UNITĂȚILE TERMINALE - realizează două funcții importante:

- *interfață* între mediile de transmisie (abonați sau joncțiuni) și rețeaua de conexiune
- unitățile terminale specializate pentru liniile de abonat (analogice sau digitale), îndeplinesc și funcția de *concentrare a traficului*. Această funcție se bazează pe observația că practic niciodată cei  $N$  abonați ai CTA nu vor solicita simultan o conexiune.

AUX - *echipamentele auxiliare*, echipamente care realizează schimbul de informații sau semnalizările centralei cu abonații proprii sau cu alte centrale. Astfel, pentru abonații proprii se asigură:

- informarea cu privire la diferitele faze de desfășurare a unui apel prin *tonuri* (furnizate de generatoarele de tonuri GT, dublate)
- *recepția informației de selecție* în cod MF provenită de la abonați (cu ajutorul unui număr de  $i$  receptoare RMF)
- pentru schimbul de informații cu alte CTA se asigură prelucrarea semnalelor necesare în conformitate cu sistemul de semnalizare folosit (ex. sistemul de semnalizare ITU T nr. 7)

UNITATEA DE COMANDĂ - realizează *supervizarea* întregului sistem. Funcția principală a unității de comandă este aceea de a realiza, pe baza informațiilor primite de la unitățile terminale și de la auxiliare, precum și pe baza unei logici proprii, comanda RCX pentru asigurarea conexiunilor solicitate de abonați. Elementul funcțional cel mai important al UC se numește generic *registru*. Un registru poate controla stabilirea unui singur apel la un moment dat.

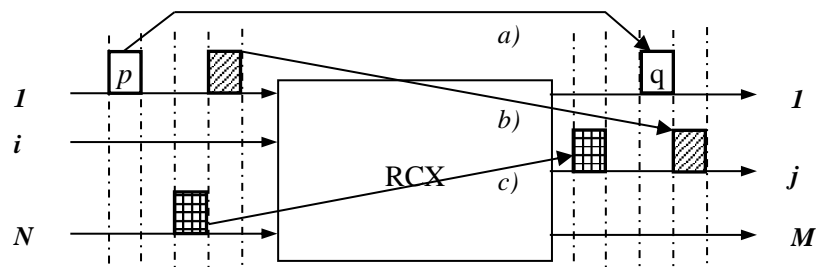
BLOCUL DE EXPLOATARE ȘI ÎNTREȚINERE realizează interfața operatorului cu centrala și oferă operatorului posibilitatea de a interveni în funcționarea centralei, pentru a îndeplini funcții de *exploatarea (administrarea) centralei* precum și funcții de *întreținere*, prin care se asigură prevenirea și remedierea deranjamentelor. Aceste funcții se pot realiza centralizat, la nivelul întregii rețele telefonice, prin platformele TMN (*Telecommunication Management Network*).



## 2. Definiți comutația temporală

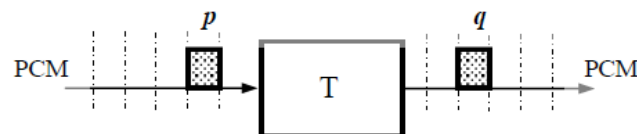
Se pot defini următoarele tipuri de operații de comutație pe care le poate realiza RCX:

- temporală, *dacă*  $p \neq q$  și  $i = j$ ;
- spațială, *dacă*  $p = q$  și  $i \neq j$ ;
- spațiotemporală sau digitală (*în sens general*), *dacă*  $p \neq q$  și  $i \neq j$ .



### Comutația digitală temporală

Comutația digitală temporală presupune existența unui singur flux PCM de intrare, respectiv de ieșire, și schimbarea poziției temporale a unui eșantion reprezentând o cale telefonică în fluxul de ieșire față de cel de intrare.



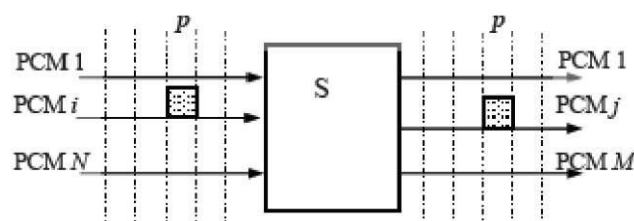
Componenta principală a unui comutator T: *memoria temporală* (MT) (eșantioanele care reprezintă căile telefonice în fluxul PCM trebuie transmise la ieșire la momente diferite de timp față de momentul apariției la intrare, fiind necesară *memorarea* acestor eșantioane).

## 3. Definiți comutația spațială.

### Comutatorul digital spațial

Comutatorul spațial are  $N$  intrări și  $M$  ieșiri fluxuri PCM

Comutația spațială presupune transferul conținutului unei căi temporale oarecare  $p$  dintr-un flux PCM de intrare oarecare  $i$ , pe același interval temporal  $p$  din oricare flux PCM de ieșire  $j$ .



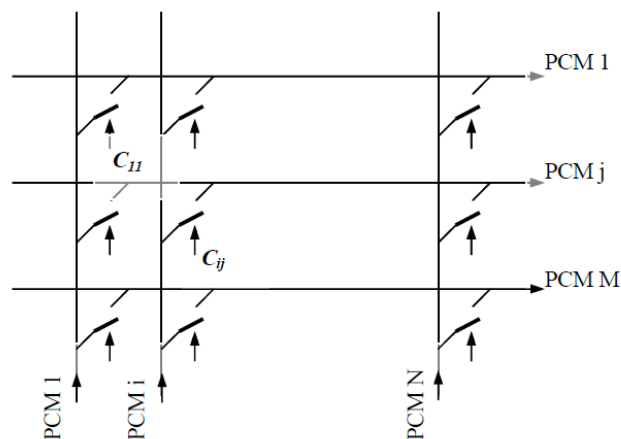
Un comutator spațial, conform definiției, presupune sincronismul între fluxurile PCM de intrare și de ieșire, care trebuie să fie de același tip (cu același număr de căi temporale).

Comutatorul spațial nu necesită memorii pentru comutație, deoarece poziția în timp a căilor nu se schimbă.

Comutația se poate realiza folosind porți logice sau alte elemente echivalente, aranjate într-o structură de tip matrice, conform figurii, în care coloanele matricii reprezintă intrările, iar liniile reprezintă ieșirile. La intersecția fiecărei linii cu fiecare coloană se află un element de conexiune reprezentat simbolic printr-un contact, comandat de semnalul de comandă  $C_{ij}$ , unde  $i$  și  $j$  indică coloana, respectiv linia.

Comanda conexiunii între o coloană și o linie din matrice se face pe durate corespunzătoare unei căi PCM. Astfel, pe durata unei anumite căi, o intrare se poate conecta cu o anumită ieșire, iar pe durata unei alte căi, aceeași intrare se poate conecta cu o altă ieșire.

Pentru comanda coenxiunii pe fiecare cale temporală, comutatorul spațial este prevăzut cu *memorii de comandă*, cu un număr de locații egal cu numărul de căi din fluxurile PCM și care memorează, pentru fiecare cale, identitatea liniilor de intrare sau de ieșire care se conectează pe durata căii respective.



După modul de organizare al memoriilor de comandă și al circuitelor de comandă aferente liniilor și coloanelor din matricea comutatorului din figura se pot deosebi două tipuri de comutatoare spațiale:

- comutator spațial comandat la ieșire;
- comutator spațial comandat la intrare.

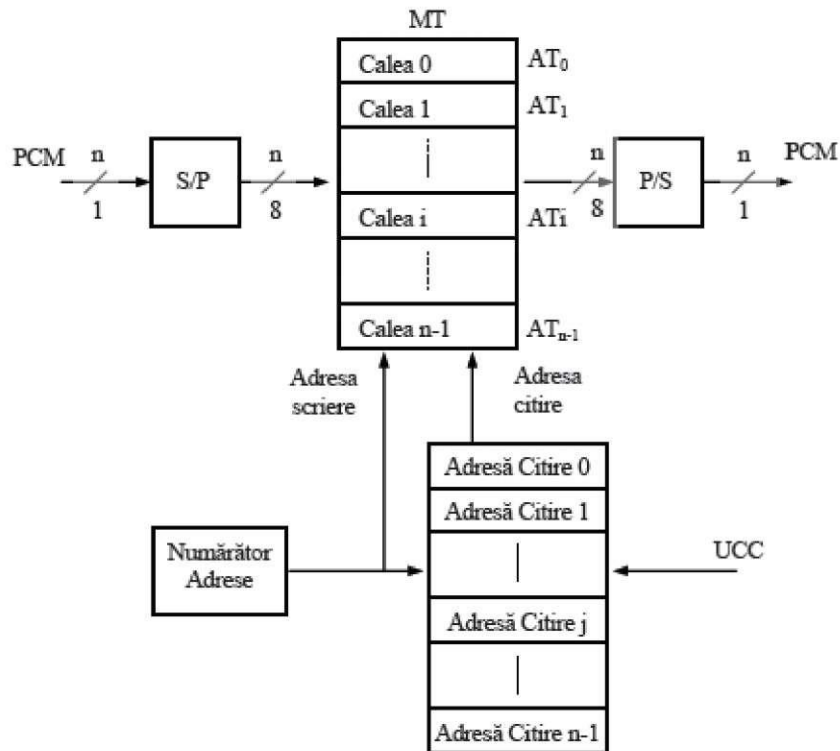
#### 4. Prin ce se caracterizează un comutator T comandat la ieșire, comparativ cu unul comandat la intrare?

##### Comutatorul temporal comandat la ieșire

**Comutatorul temporal comandat la ieșire se caracterizează prin aceea** că înscrierea căilor din fluxul de intrare în MT se face în mod ordonat, în ordinea sosirii, la adrese succesiv crescătoare din MT, începând cu adresa 0.

Citirea din MT în vederea constituirii fluxului de ieșire se face comandat (controlat) prin intermediul MC.

Schema din figura conține și un numărător de adrese, care este sincron cu fluxul PCM de intrare și are capacitatea egală cu numărul de căi din fluxul PCM (32 în cazul PCM32). Numărătorul de adrese generează adresele de scriere în MT așa încât scrierea căilor din fluxul PCM de intrare în MT se face în ordinea sosirii lor astfel: calea 0 este scrisă la adresa 0 (notată AT0 în figură), calea 1 la adresa 1 (AT1) și așa mai departe, până la calea 31 care este scrisă la adresa 31 (AT31).



Numărătorul de adrese comandă citirea în ordine naturală a MC care conține, la fiecare locație, adresa din MT de la care se va citi valoarea ce se depune la momentul respectiv de timp pe fluxul de ieșire. Prin citirea ordonată a MC rezultă o citire a MT în ordinea în care eșantioanele trebuie să apară la ieșire.

În MT, pe durata de timp corespunzătoare fiecărei căi din fluxul PCM ( $3,9\mu\text{s} = 125\mu\text{s}/32$  pentru PCM32), se execută câte o operație de citire, respectiv o operație de scriere.

#### Comutatorului temporal comandat la intrare

*Înscrierea* căilor din fluxul de intrare *se face în MT în mod comandat*, în conformitate cu conținutul MC, iar *citirea din MT se face ordonat, în ordinea crescătoare a adreselor*, sub comanda numărătorului de adrese.

Schema comutatorului temporal comandat la intrare este similară cu cea a comutatorului comandat la ieșire, cu deosebirea că la MT sunt inversate intrările de adrese: adresele de citire sunt date de numărătorul de adrese, iar adresele de scriere sunt date de MC.

MT se va citi în ordinea naturală a adreselor, prin urmare căile trebuiesc scrise în MT în locații corespunzătoare ordinii dorite la ieșire. Din acest motiv, pentru aceeași ordine dorită la ieșire, conținutul MC diferă (cu unele excepții), la cele două tipuri de comutatoare temporale.

## 5. În ce caz poate apare blocare internă într-o rețea de comutație cu două etaje?

### RCX cu două etaje

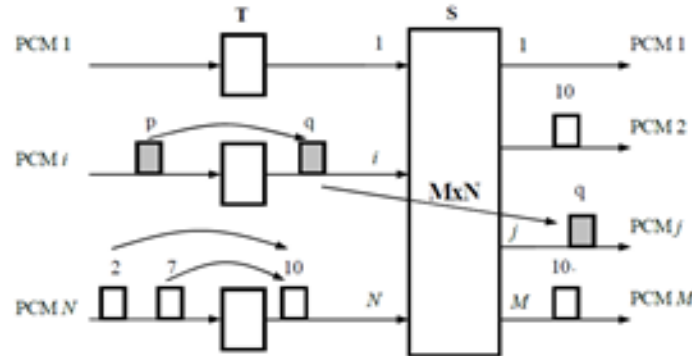
#### a) RCX de tip TS

Rețeaua TS, prezentată în figură, este compusă din două etaje, având în primul etaj  $N$  comutatoare temporale  $T$ , conectate fiecare pe câte un flux PCM de intrare, iar în al doilea etaj un singur comutator spațial  $S$  cu  $N$  intrări și  $M$  ieșiri. Fiecare comutator  $T$  din primul etaj este conectat la o intrare a comutatorului  $S$ . Fluxurile PCM de intrare și de ieșire au același număr  $n$  de căi (32 pentru PCM32).

Se poate constata că în cazul rețelei TS, pentru orice pereche de căi de intrare - ieșire, există o singură cale posibilă pe fluxurile de legătură între cele două etaje, și anume calea  $q$  (determinată de identitatea ieșirii) de pe link-ul  $i$  (determinat de identitatea intrării).

Rețeaua TS este afectată de blocare internă, care poate să apară în cazul în care se solicită, simultan, conectarea a două căi diferite de pe același flux PCM de intrare, în aceeași poziție de timp, pe două căi diferite de ieșire.

Acest fenomen este exemplificat în figură, prin solicitarea de a comuta căile 2 și 7 de pe ultima intrare, în poziția 10 pe ieșirile 2 și M. Pentru aceasta, calea 2 de pe intrarea N se comută în etajul T pe poziția 10, iar calea 7 ar trebui comutată tot pe poziția 10, care este deja ocupată, conducând la blocare internă.



Rețeaua cu două etaje de tip ST este de asemenea afectată de blocare internă, care poate să apară în cazul în care se solicită, simultan, conectarea a două căi cu aceeași poziție în timp (același număr de ordine), de pe două fluxuri diferite de intrare, pe două poziții diferite de pe aceeași cale de ieșire.

## 6. Prin ce se caracterizează sistemul de semnalizare pe canal comun, comparativ cu sistemul de semnalizare pe canal asociat?

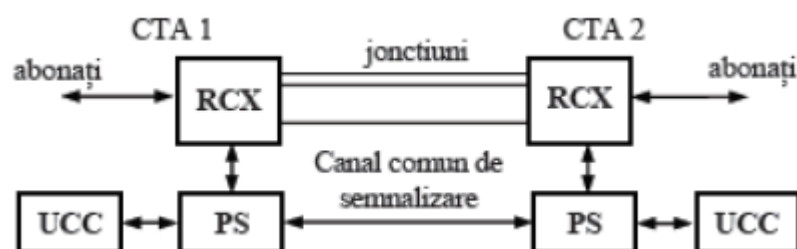
### Semnalizarea între centrale

Într-un apel distant, centrala de destinație trebuie să cunoască identitatea abonatului chemat, precum și alte informații necesare stabilirii legăturii. Schimbul de informații între centralele implicate în conexiune constituie semnalizarea între centrale și în cursul evoluției rețelei telefonice au existat mai multe metode de semnalizare, dintre care în rețelele moderne se folosesc două metode de semnalizare:

a) *Semnalizarea pe canal asociat*, caracterizată prin aceea că, pentru fiecare apel, se folosește pentru transmiterea informațiilor de semnalizare aceeași cale fizică pe care se va transmite ulterior convorbirea, adică joncțiunea dintre centrale, conform schemei din figura

Echipamentul care asigură semnalizarea este echipamentul auxiliar, notat cu AUX în figură, și care este conectat, în faza de semnalizare, sub comanda unității de comandă și control UCC, prin intermediul rețelei de conexiune, la joncțiunea dintre CTA.

Sistemul de semnalizare pe canal asociat folosit în rețelele telefonice actuale este standardizat de ITU - T sub denumirea de sistem de semnalizare R2.



b) *Semnalizarea pe canal comun* sau pe *canal semafor*, care a apărut odată cu dezvoltarea comunicațiilor digitale.

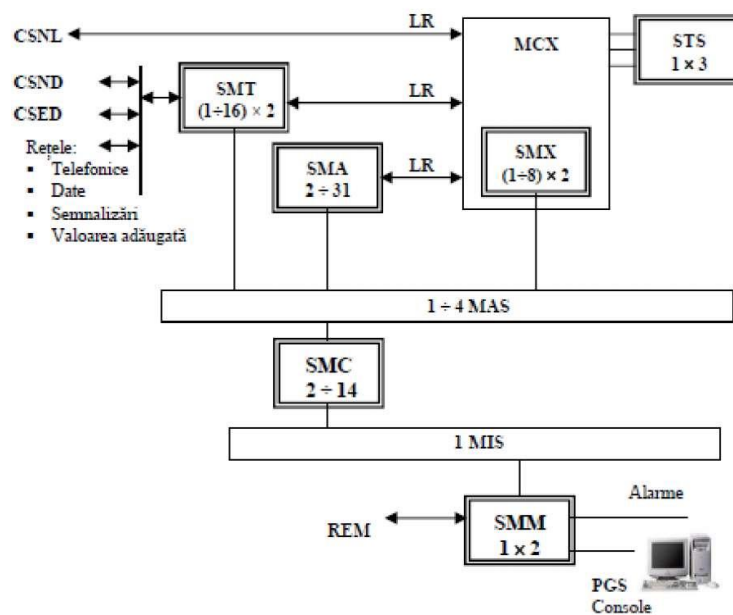
Informația de semnalizare pentru *toate joncțiunile* dintre cele două CTA este transmisă pe *canalul comun de semnalizare* prin intermediul *punctelor semafor PS*.

Sistemul de semnalizare pe canal comun folosit în rețelele telefonice actuale este standardizat de ITU - T sub denumirea de *sistem de semnalizare ITU - T nr. 7*.

## 7. Care sunt stațiile multiprocesor din structura CTAD Alcatel 1000E10B? Ce funcții îndeplinește SMA?

Din punct de vedere hardware, centrala telefonică automată digitală (CTAD) Alcatel 1000 E10 este organizată sub formă de stadii multiprocesor, conectate între ele prin magistrale de comunicație. Din punct de vedere logic, CTAD Alcatel are la bază mașini logice, care constituie un ansamblu de coduri executabile și informații asociate, ce rulează pe o stație multiprocesor și îndeplinesc o funcție bine precizată.

**SMT** - stația multiprocesor de terminale PCM, implementează funcția URM și asigură interfața între



centrul de comutație și fluxurile PCM care provin de la un alt centru de comutație, un CSND sau rețele cu valoarea adăugată.

**SMX** - stația multiprocesor de conexiune, asigură funcția COM - comutație

**SMC** - stația multiprocesor de comandă, asigură funcțiile de tratare apel (MR)

**SMA** - stația multiprocesor pentru auxiliare, asigură funcțiile ETA - gestionarea echipamentelor de tonalități și auxiliare și PU/PE - tratarea semnalizării ITU-T nr. 7.

**SMM** - stația multiprocesor de mentenanță, asigură funcția OM.

**STS** - stația bază de timp și sincronizare, asigură funcția BT. Distribuția semnalelor de sincronizare se face prin SMX.

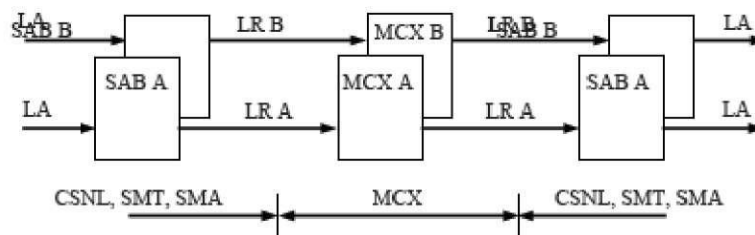
## 8. Ce tipuri de conexiuni realizează rețeaua de conexiune (lanțul central de conexiune) din CTAD Alcatel?

Stația multiprocesor de conexiune SMX este blocul care îndeplinește rolul de comutație și realizează legăturile între *abonații centralei sau între abonați și alte centrale*.

Pentru realizarea acestor conexiuni, SMX folosește un *comutator temporal cu un singur etaj*, cu dimensiunea cuprinsă între 256x256 și 2048x2048 fluxuri PCM, în funcție de capacitatea centralei.

Partea centralei care asigură aceste conexiuni, reprezentată în figură, se numește *lanț central de conexiune*. Lanțul central de conexiune cuprinde:

- *matricea centrală de conexiune MCX*, reprezentată de stația multiprocesor de conexiune SMX
- blocul de selecție și amplificare de ramură SAB



Lanțul central de conexiune asigură următoarele tipuri de legături:

- conexiuni unidirecționale între orice cale temporală de pe orice intrare și orice cale temporală *de pe orice ieșire*, numărul maxim de legături simultane fiind limitat de numărul de intrări și ieșiri existente,
- conexiuni unidirecționale între orice cale de intrare și mai multe căi de ieșire simultan (*difuzare* de mesaje sau tonalități),
- conexiuni între oricare N căi din același flux de intrare și oricare N căi din același flux de ieșire (conexiune Nx64 kbit/s),
- conexiuni între SMA (funcția ETA) și căile de semnal (de ieșire sau de intrare), pentru semnalizări MF,
- difuzarea simultană spre mai multe ieșiri a tonurilor și mesajelor înregistrate
- *conexiuni semipermanente*, între căile care transportă semnalizări pe canal comun sau canal semafor și SMA.

## 9. Care este diferența între comutația de circuite și comutația de pachete?

**Comutația de circuite** crează o cale (fizică sau virtuală) între cele două puncte implicate în transferul de informație, cale care este menținută atâta timp cât durează legătura și care asigură o lărgime de bandă fixă (64 kbps în cazul PCM), indiferent de cantitatea de informație utilizator. Fiecărui utilizator îi este atribuită o cale temporală de intrare, identificată prin linia de intrare și numărul de ordine al căii, conectată cu o cale de ieșire, în conformitate cu un tabel de rutare construit pe baza informațiilor despre structura rețelei și a semnalizărilor.

Pentru fiecare comunicație se pot identifica trei faze:

- stabilirea circuitului prin mecanisme de semnalizare;
- transmiterea informației propriu-zise;
- eliberarea circuitului și a tuturor resurselor după încheierea transferului.

Comutația de circuite are avantajul că odată stabilită conexiunea, este stabilit un canal de comunicație de 64 Kbps prin care se rezervă resurse utilizatorului și prin urmare calitatea legăturii este bună și predictibilă.

Dezavantaje acestui mod de transfer a informației sunt datorate lărgimii de bandă fixă. Un utilizator nu poate avea mai multă sau mai puțină bandă și conexiunea nu poate prelua un trafic variabil. Chiar și în perioadele în care nu se transmite nimic (exemplu: perioadele de liniște) resursele sunt rezervate dar neutilizate.

**Comutația de pachete** presupune transmiterea informației utilizator în pachete de dimensiuni variabile, pachete transmise de rețea la destinație în baza unei adrese (header, antet), care identifică pachetul și a unui tabel de rutare. Această adresă permite ca transmisia să se poată face la orice moment de timp, în funcție de disponibilitățile rețelei, deoarece pachetele nu mai sunt asociate cu o cale temporală (un timeslot). Rata de bit se poate schimba simplu, transmițând pachete cu diferite dimensiuni.

Transmisia de pachete este organizată conform modelului OSI cu 7 nivele.

Comutația de pachete prezintă câteva avantaje:

- nu e necesară o conexiune fixă,
- se poate utiliza o bandă variabilă, adaptabilă necesității utilizatorului,

- utilizatorul poate avea sesiuni multiple (ex: voce + download).

dar și dezavantaje:

- întârzieri datorate faptului ca rețeaua IP nu e adecvată pentru transmisiuni în timp real,
- pierderea pachetelor,
- pierderea ordinii pachetelor,
- nu se asigură o calitate predictibilă.

## 10. Arătați cu ajutorul unei scheme simplificate structura unei rețele de tip VoIP și precizați care sunt protocoalele folosite pentru control și pentru transmiterea datelor.

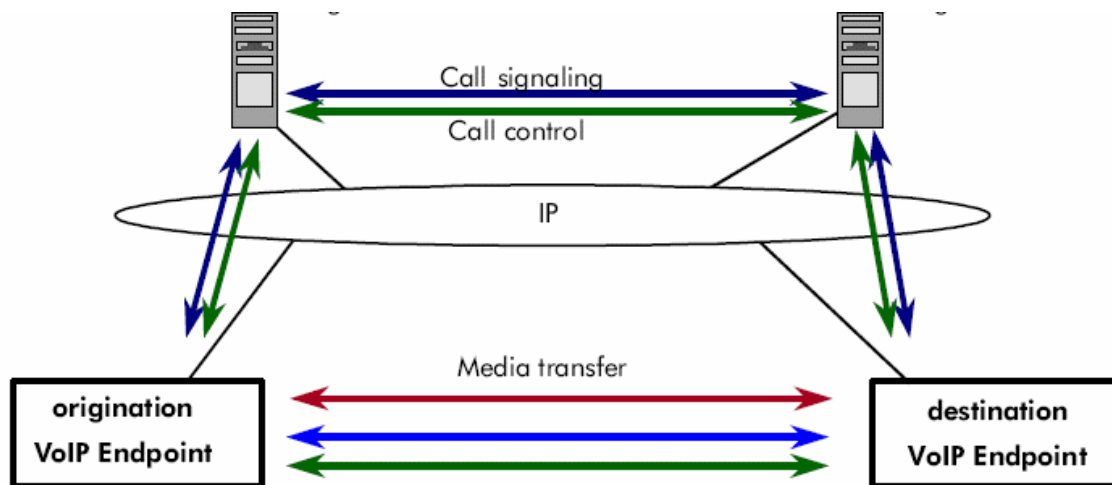
Arhitectura generală a unui sistem VoIP este prezentată în figură. Un apel VoIP se desfășoară între 2 puncte VoIP (VoIP End Point)

Pe durata stabilirii unei conexiuni VoIP se pot identifica trei faze:

- semnalizarea, prin care se asociază (se pun în legătură) VoIP End Point, care sunt localizate prin adresă
- controlul apelului, prin care se negociază unele caracteristici precum capabilitățile terminalelor VoIP, tipul de codec folosit, etc;
- transferul propriu-zis de informație (Media transfer).

În schema unei conexiuni VoIP se disting 2 planuri:

- planul de control, care cuprinde mecanismele necesare pentru stabilirea, controlul și eliberarea legăturii. În acest plan se realizează:
  - semnalizarea
  - controlul
- planul de date, care cuprinde protocoalele ce controlează transmisia pachetelor de date pe durata apelului



Pentru planul de control se pot folosi următoarele protocoale:

**H323** – primul standard VoIP elaborat de ITU-T (1996), cuprinde specificații pentru o arhitectură completă care asigură apleuri de tip videoconferință prin rețele cu comutație de pachete;

**SIP** – Session Initiation Protocol, dezvoltat de IETF (Internet Engineering Task Force), un protocol simplu de tip client – server, similar protocolului http;

**MGCP** – Media Gateway to Media Controller Protocols ( MEGACO, ITU T H.248)

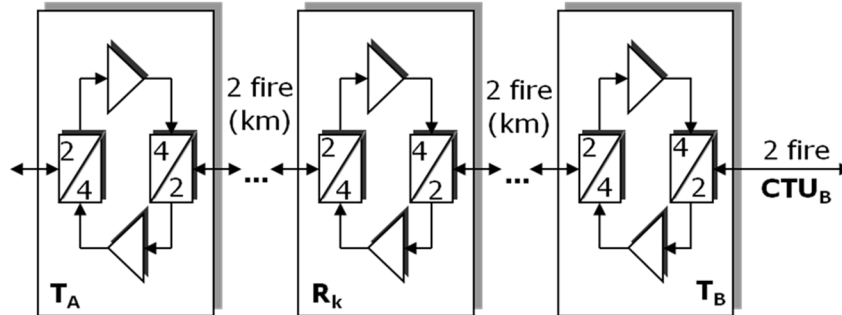
Pentru planul de date se folosește protocolul **RTP** (Real-time Transport Protocol) care poate fi însoțit de **RTCP** (RTP Control Protocol (**RTCP**) pentru controlul calității legăturii (statistici și informații de control pentru RTP).

## TRANSMISII TELEFONICE

### 1. Transmisia pe 2 fire – principiu, condiții de stabilitate

Bibliografie 1: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/1\\_2\\_INTRODUCERE.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/1_2_INTRODUCERE.pdf), 12-14

#### Principiul transmisiei pe 2 fire



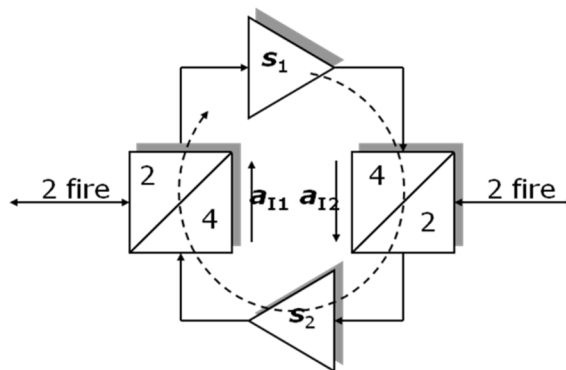
- Transmisia – pe 2 fire
  - Amplificarea (pe 2 sensuri) – pe 4 fire
- ⇒ trecerea de la 2 fire la 4 fire – în **fiecare repetor**

#### **CARACTERISTICILE TRANSMISIEI PE 2 FIRE**

1. consum mic de **linie** ⇒ costul liniei - redus
  2. structura **repetoarelor** – complexă ⇒ costul echipamentului de linie – ridicat
  3. **stabilitatea** sistemului – multe bucle de reacție posibile
- ⇒ complicat de asigurat
- în fiecare buclă
  - suma câștigurilor < suma atenuărilor

#### **STABILITATEA REPETORULUI PE 2 FIRE**

$$S_1 + S_2 < a_{11} + a_{12}$$



Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 1.5 pag. 19-20

#### **1.5. Transmisia pe 2 fire**

Într-un sistem de transmisie pe 2 fire, fiecare sens de transmisie dispune doar de repetoare (terminale și intermediare) proprii. Linia de transmisie este utilizată în comun, pe toată lungimea transmisiei, de cele două sensuri ale comunicației.

În aceste condiții, cele două sensuri ale legăturii telefonice trebuie separate în fiecare repetor (terminal și intermediar), conform schemei de principiu din fig. 1.6.



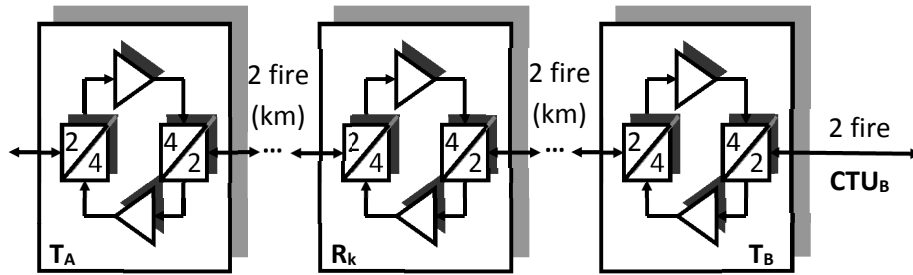


Fig. 1.6. Sistem de transmisie pe 2 fire.

Un sistem de transmisie pe 2 fire se caracterizează prin:

- repetoare ( $R_k$ ) și terminale ( $T_A$ ,  $T_B$ ) **complexe**, ce conțin, pe lângă amplificatoarele necesare refacerii semnalelor pe fiecare sens, câte 2 circuite de trecere de la 2 fire la 4 fire,
- **consum** redus de linie de transmisie (fiind pe 2 fire).

Avantajele și dezavantajele evidențiază faptul că, din punct de vedere economic, soluția este **comparabilă** cu cea pe 4 fire, ambele fiind utilizate, opțiunea pentru una sau alta fiind determinată de criterii suplimentare.

Principala deosebire este dată de condițiile de stabilitate ale sistemului. În **fiecare repetoar** (terminal și intermediar) se formează câte o **bucă**, conform reprezentării din fig. 1.7.

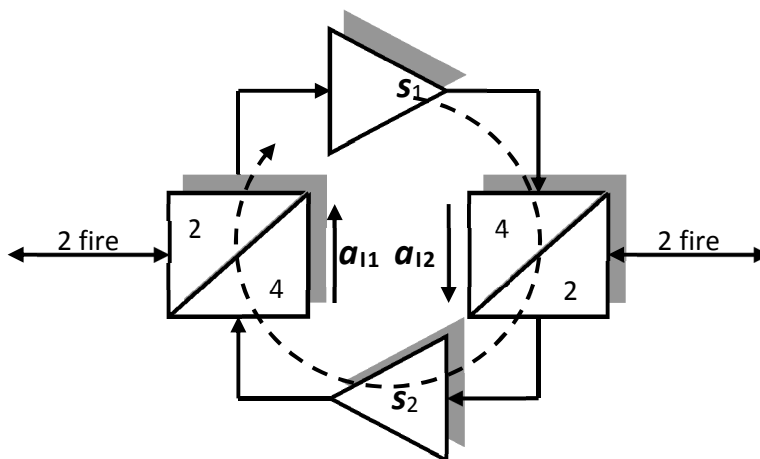


Fig. 1.7. Studiul stabilității unui repetoar pe 2 fire.

Bucă conține 2 amplificări,  $s_1$  și  $s_2$ , și 2 atenuări,  $a_{11}$  și  $a_{12}$ , pe sensurile interzise ale circuitelor 2F / 4F. Pentru stabilitatea buclei, în fiecare repetoar, trebuie îndeplinită condiția:

$$a_{11} + a_{12} > s_1 + s_2 . \quad (1.8)$$

Pentru  $k$  repetoare intermediare, conform exemplului din fig. 1.6, rezultă  $k + 2$  condiții de îndeplinit. **Fiecare repetoar** trebuie reglat, prin reducerea uneia din amplificări, astfel ca nici unul să nu oscileze. În cazul apariției instabilității, intervenția nu poate fi efectuată din terminal, ci trebuie identificat și reglat repetoarul, în poziția geografică în care se află.

În plus, **orice grup de repetoare consecutive**, cu 2, 3, ...,  $k + 1$  repetoare, formează câte o buclă a cărei stabilitate trebuie asigurată. Se poate demonstra că un grup de repetoare poate oscila, chiar dacă fiecare repetoar, individual, este stabil.

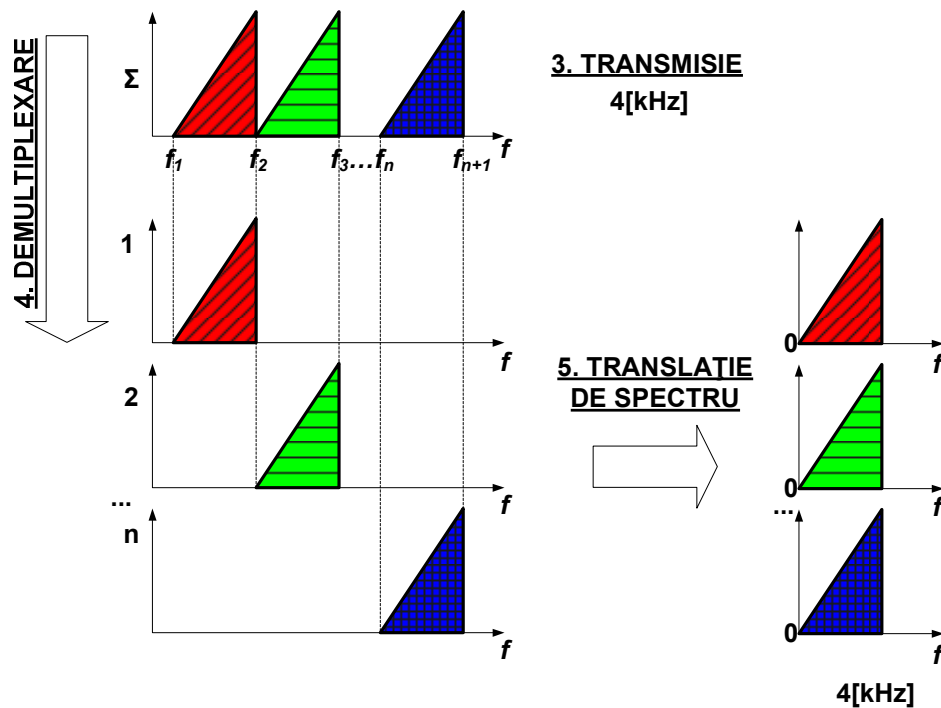
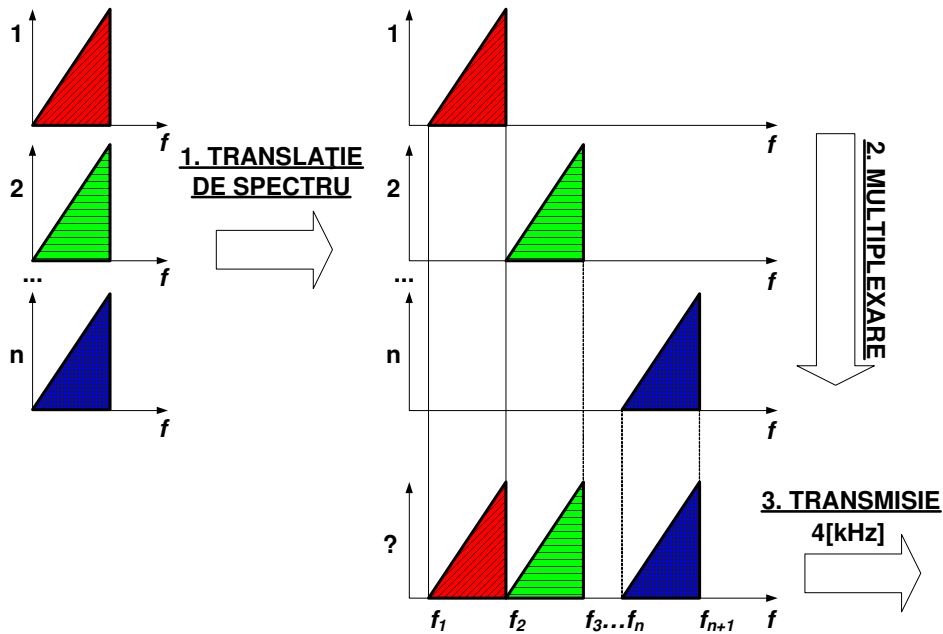
În **concluzie**, asigurarea stabilității sistemelor de transmisie pe 2 fire este mai sensibilă decât a celor pe 4 fire.

## 2. Multiplexarea în frecvență – principiu și schema bloc

Bibliografie 1:

[https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/2\\_RC\\_MULTIPLEXAREA%20IN%20FRECVENT.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/2_RC_MULTIPLEXAREA%20IN%20FRECVENT.pdf), 1,2,3

### Principiul multiplexării în frecvență



Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 2.1 pag. 26-27

### 2.1. Principiul transmisiei cu multiplexare în frecvență

În cazul transmisiei telefonice la distanțe mari (interurbane), un număr important de legături telefonice simultane se stabilesc pe un anumit **traseu comun**. Este posibil, în acest caz, ca mai multe căi

telefonice să fie transmise pe un **același suport** (cablu metalic, canal radio etc.).

Cum o cale telefonică ocupă o bandă de frecvență îngustă ( $0,3 \div 3,4$  kHz), iar canalele de comunicație asigură benzi de frecvență de ordinul sutelor de kilohertzi sau megahertzi, pentru **utilizarea cât mai eficientă** a suportului de transmisie, este necesară transmiterea unui număr mare de căi telefonice pe același canal.

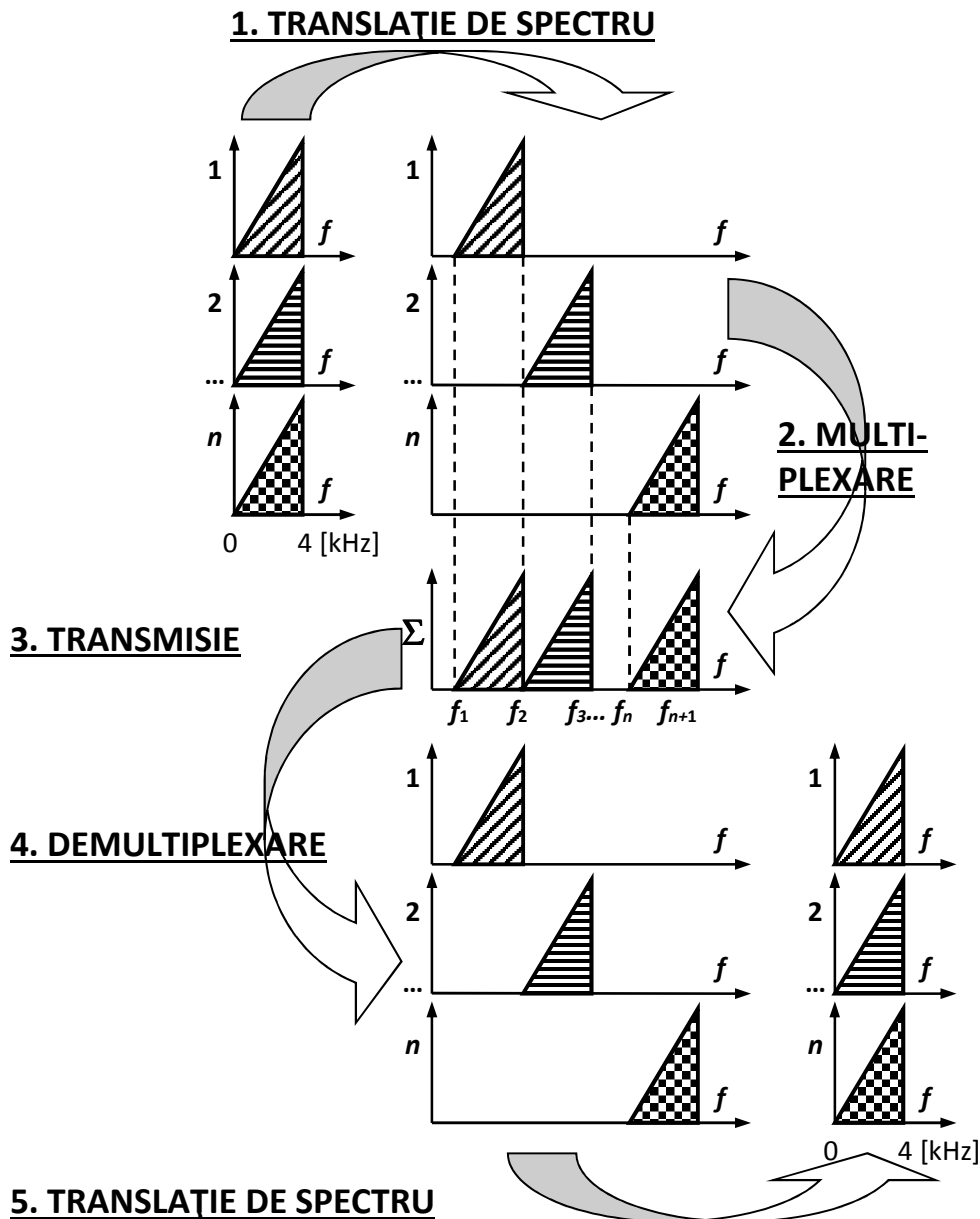


Fig. 2.1. Principiul multiplexării în frecvență.

Tehnica, numită **multiplexare**, poate fi realizată printr-una din următoarele metode:

- multiplexarea în frecvență sau
- multiplexarea în timp (cap. 4).

În acest capitol vom analiza tehnica multiplexării în frecvență, specifică **telefoniei analogice**.

Având în vedere că toate căile telefonice pe care dorim să le multiplexăm ocupă **aceeași bandă** de frecvență ( $0,3 \div 3,4$  kHz), ele nu pot fi însumate direct. Ele s-ar perturba reciproc, și-ar pierde identitatea și nu ar mai putea fi extrase din semnalul rezultat. De aceea, multiplexarea în frecvență (reprezentată în fig. 2.1) presupune o **prelucrare a semnalelor**, atât la emisie, cât și la recepție.

La **emisie** se realizează:

- **translația de spectru** (deplasarea în frecvență) cu o frecvență specifică fiecărei căi, ceea ce permite plasarea căilor ce trebuie multiplexate în benzi de frecvență diferite, disjuncte, care să nu se intercaleze prin însumarea semnalelor; operația se realizează prin **modulare**;
- **multiplexarea** (însumarea semnalelor) printr-un circuit care să împiedice influențarea reciprocă a căilor, numit decuplor de căi.

Semnalul astfel rezultat (prin alăturarea spectrelor individuale) conține informația corespunzătoare tuturor căilor. Nu mai avem de a face cu  $n$  semnale individuale, ci cu **un singur semnal** multiplexat, care **se transmite** prin canalul de comunicație.

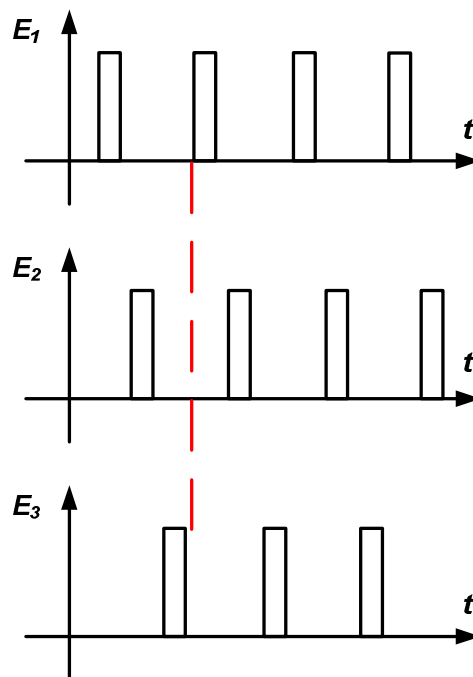
La **recepție**, din semnalul unic, trebuie extrase cele  $n$  semnale individuale, fără a fi afectate de procedura de transmisie. Operațiile sunt inverse celor de la emisie:

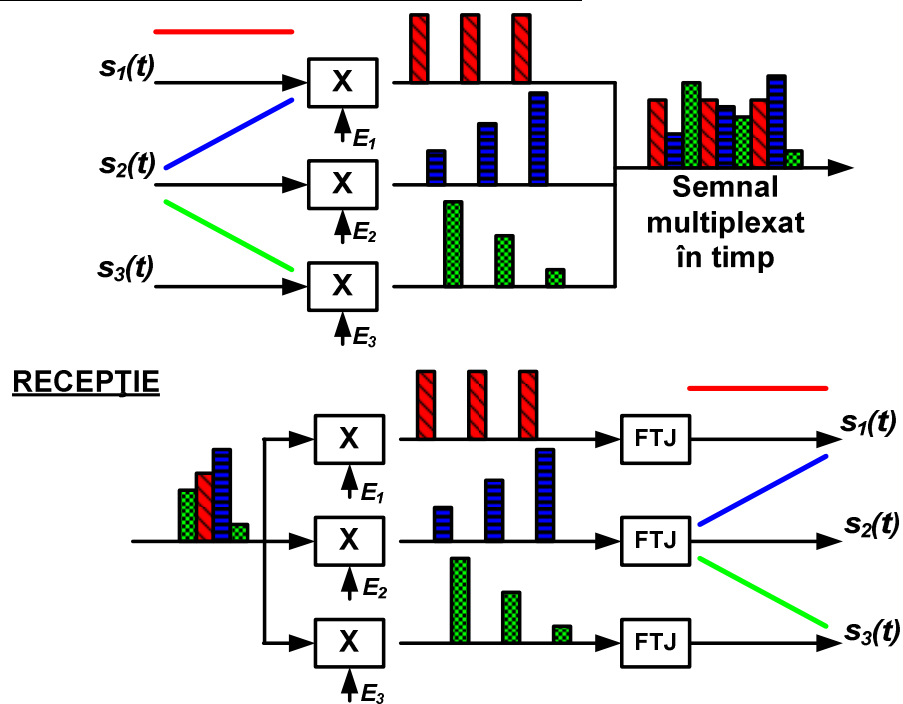
- **demultiplexarea** (selectarea și extragerea benzilor de frecvență corespunzătoare semnalelor individuale) ce se realizează prin **filtre trece bandă** (cu frecvența specifică fiecărei căi) extrem de precise;
- **translația de spectru** în banda de bază, cu o frecvență proprie căii, prin **demodulare**; atât modularea, cât și demodularea, se realizează cu același tip de circuit: modulator.
- 

### 3. Multiplexarea în timp – principiu și schema bloc

*Bibliografie 1:* [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3\\_RC\\_DISCRETIZAREA%20VOCII.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3_RC_DISCRETIZAREA%20VOCII.pdf), 4-5

#### Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp



**Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp**

Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 3.3 pag. 49-51

Prin transmiterea simultană a mai multor semnale eșantionate prin același canal de comunicație, se realizează **multiplexarea în timp**. Este de observat că multiplexarea în timp se poate realiza cu semnale MIA, cuantizarea semnalului nefiind o condiție necesară.

Multiplexarea în timp a impulsurilor MIA presupune *intercalarea* lor pentru transmisia pe un canal comun. Aceasta impune eșantionarea semnalelor de transmis în momente de timp diferite:

- pentru a nu se suprapune eșantioanele a două semnale diferite,
- pentru a “umple” complet intervalul liber dintre eșantioanele succesive ale aceluiași semnal.

Pentru un sistem multiplex cu  $n$  căi trebuie să generăm  $n$  semnale de eșantionare,  $E_1, E_2, \dots, E_n$ , cu **faza impulsurilor decalată** astfel ca să se asigure cele două condiții de mai sus. Fig. 3.3 prezintă diagramele de timp ale semnalelor de eșantionare pentru realizarea unui semnal multiplex cu 3 căi.

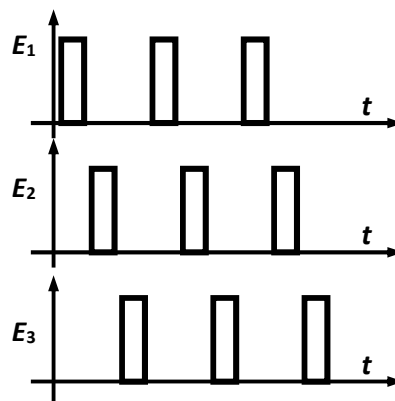


Fig.3.3. Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp

Prin utilizarea semnalelor de eșantionare  $E_1, E_2$  și  $E_3$  pentru eșantionarea semnalelor de transmis  $S_1(t), S_2(t)$  și, respectiv,  $S_3(t)$ , eșantioanele acestora pot fi transmise intercalate în timp pentru formarea **semnalului multiplex**.

În exemplul din fig. 3.4, cele trei semnale sunt:  $S_1(t)$  – constant,  $S_2(t)$  – liniar crescător, iar  $S_3(t)$  –

liniar descrescător. La ieșirea blocului **EMISIE** există **un singur semnal**, care conține informația celor trei semnale inițiale (cu eșantioanele multiplexate în timp).

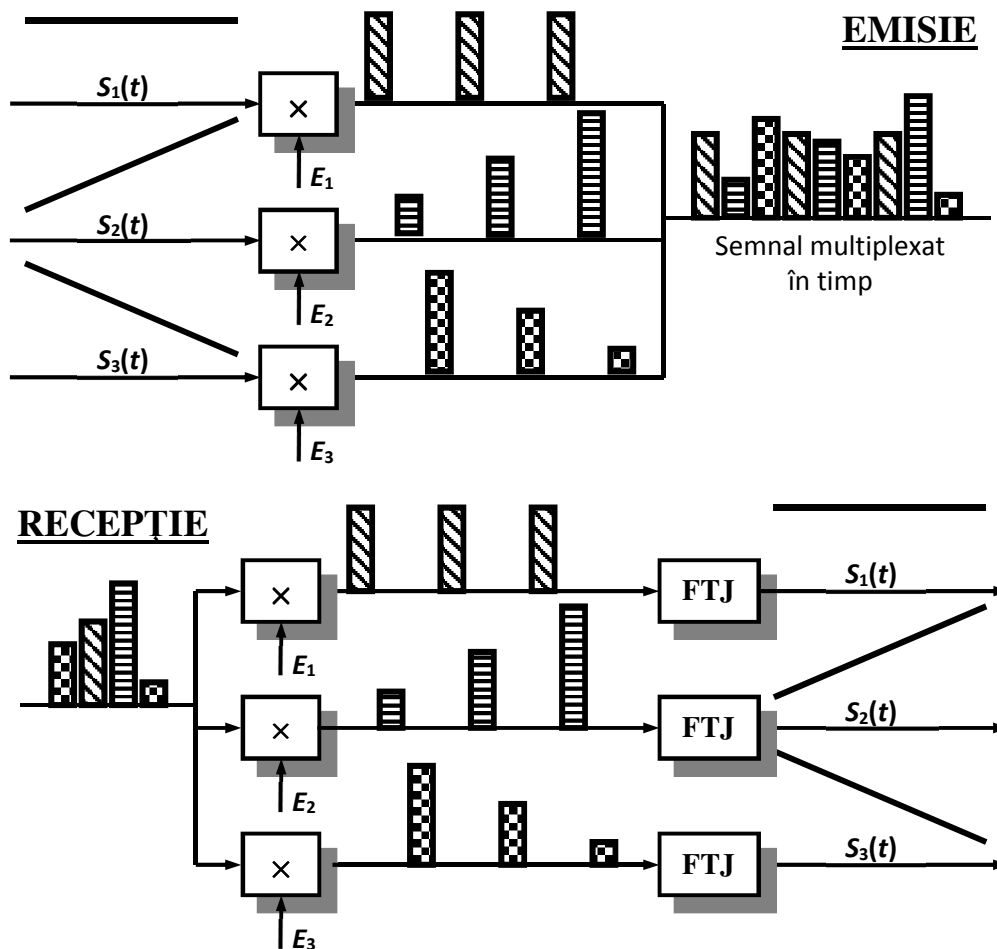


Fig.3.4. Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp.

Problema interpretării semnalului apare la **RECEPȚIE**. Aici, fiecare cale trebuie să-și extragă, din fluxul continuu de eșantioane, doar eșantioanele proprii. Operația poate fi realizată prin utilizarea **acelorași** semnale de eșantionare, cu faza decalată identic cu cea de la emisie. Aceasta presupune ca cele două seturi de semnale de eșantionare (la emisie și la recepție) să fie identice. Se evidențiază astfel necesitatea transmiterii, pe lângă semnalele utile, a unor **semnale de sincronizare** a recepției cu emisia.

Pentru refacerea fiecărui semnal din eșantioanele transmise se utilizează **filtrele trece jos FTJ**, care extrag banda originală din spectrul infinit al eșantioanelor transmise. Semnalele astfel obținute sunt identice cu cele de la emisie pentru că eșantionarea nu introduce erori de principiu.

În telefonia numerică, se multiplexează în timp **30 de căi** telefonice pe un canal de transmisie (valoarea corespunde multiplexului primar european), ceea ce evidențiază gradul de creștere a eficienței canalului de comunicație.

#### 4. Parametrii discretizării semnalului vocal de telefonie – banda de frecvență, frecvența de eșantionare, numărul de biți/eșantion, debit

Bibliografie: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 1.2 pag. 12, cap. 3.7 pag. 61

##### 1.2. Semnalul telefonic

Semnalul telefonic se adresează auzului uman, caracterizat printr-o bandă de sensibilitate de  $20 \div 20\,000$  Hz. Transmiterea acestei benzi de frecvență ar necesita un canal de comunicație de capacitate mare, motiv pentru care trebuie analizată eficiența unei astfel de transmisii:

- o înregistrare muzicală de foarte bună calitate (format numeric, pe CD, DAT sau MiniDisc) acoperă integral această bandă de frecvență, deci până la 20 kHz,
- o transmisie muzicală de bună calitate (format analogic, la radio MF sau TV) este limitată la 15 kHz,
- o înregistrare muzicală de calitate medie (magnetofon, magnetoscop pentru amatori) poate fi limitată la  $8 \div 12$  kHz,
- o transmisie de voce, dar și muzică de calitate acceptabilă (radio MA) este limitată la 4,5 kHz.

În aceste condiții, se definesc **necesitățile** semnalului telefonic:

- transmisie de **voce** (nu semnal muzical),
- **inteligibilitatea** comunicației,
- **recunoașterea** vocii interlocutorului.

Aceste condiții impun transmisia fundamentalei și a câtorva armonici, suficiente pentru a identifica spectrul (timbrul) vocii.

Valoarea **standardizată** a benzii de frecvență a semnalului telefonic, atât în telefonia analogică, cu multiplexare în frecvență, cât și în telefonia numerică, cu multiplexare în timp, este  **$300 \div 3400$  Hz**.

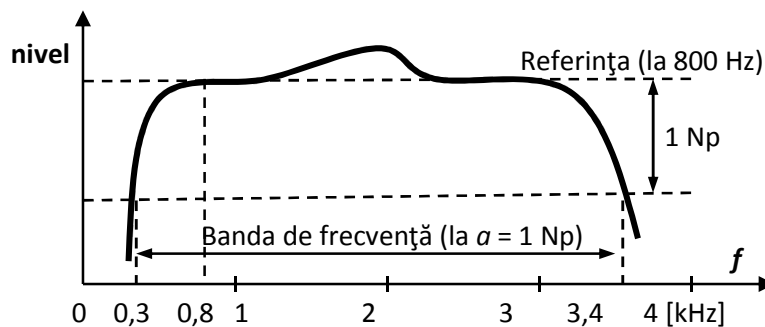


Fig. 1.2. Definierea benzii de frecvență a semnalului telefonic.

În **concluzie**, în telefonia numerică, cu multiplexare în timp, se folosesc semnale numite MIC

(cu modulația impulsurilor în cod) sau PCM (*Pulse Code Modulation*), obținute prin:

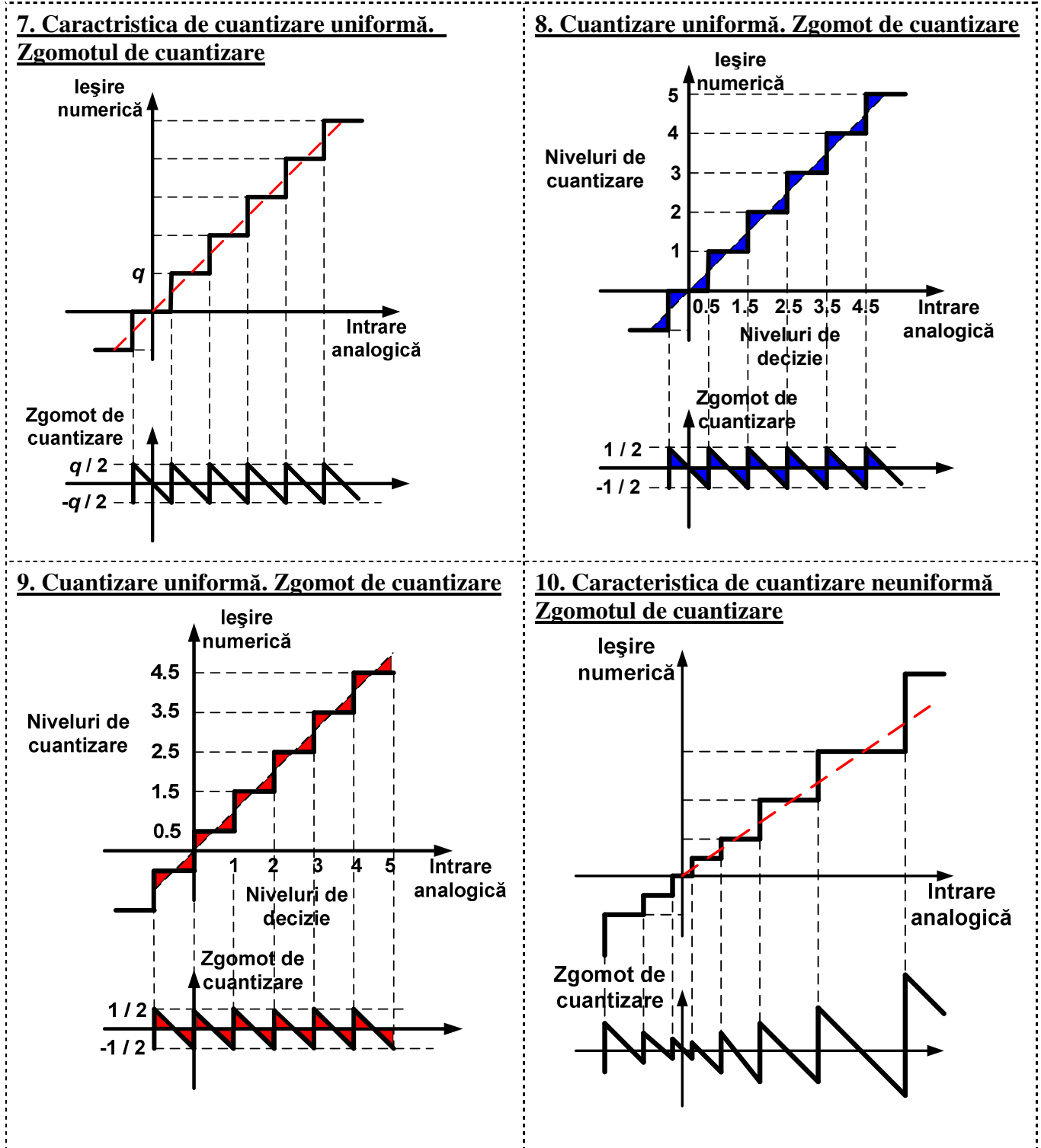
- eșantionare cu  $f_E = 8$  kHz,
- cuantizare (echivalentă) pe 12 biți,
- compresie logaritmică pe  $n = 8$  biți.

În aceste condiții, **debitul unei căi vocale numerice** rezultă:

$$D = f_E \times n = 8.10^3 \times 8 = 64 \text{ kbiți/s.} \quad (3.8)$$

**5. Cuantizarea semnalului vocal – cuantizarea uniformă și cuantizarea neuniformă**

Bibliografie 1: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3 RC DISCRETIZAREA%20VOCIL.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3_RC_DISCRETIZAREA%20VOCIL.pdf), 7-10



Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 3.4, 3.5, pag. 52-55



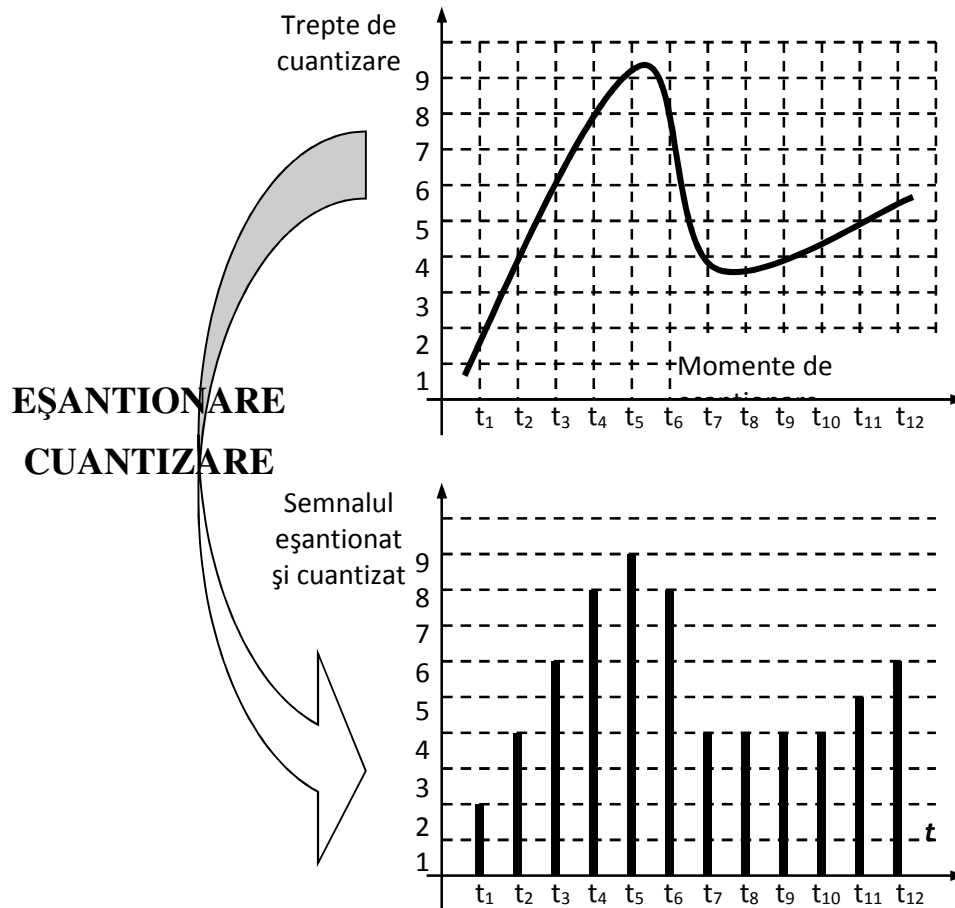


Fig.3.5. Principiul discretizării semnalelor.

În cazul cuantizării uniforme (sau liniare) intervalele de cuantizare sunt egale, independent de nivelul semnalului. Din analiza diagramei **eroii de cuantizare**, reprezentată în fig. 3.6, se pot trage următoarele concluzii:

- în cadrul fiecărui interval există o singură valoare cu eroare nulă (mijlocul intervalului analogic), pentru toate celelalte valori existând o eroare (pozitivă sau negativă) de **maximum o jumătate de treaptă** de cuantizare,  $q/2$ ;
- valoarea eroii este **independentă de nivelul** general al semnalului, respectiv eroarea maximă de  $q/2$  corespunde atât unui semnal de nivel mic (în jurul originii), cât și unui semnal de nivel mare (la marginea domeniului).

În aceste condiții, raportul semnal / zgomot de cuantizare este mic pentru semnal mic, respectiv mare pentru semnal mare. În concluzie, **calitatea transmisiei** (raportul semnal / zgomot) depinde de nivelul semnalului, ceea ce constituie un dezavantaj.

În cazul transmiterii unui **semnal audio**, trebuie ținut seama de **dinamica mare** a acestuia (raportul dintre cel mai puternic sunet transmis și cel mai slab sunet perceput), care impune cuantizarea pe un număr mare de trepte (16 biți pentru muzică). Pentru **semnalul telefonic** se acceptă **12 biți**, respectiv  $2^{12} = 4096$  de trepte de cuantizare.

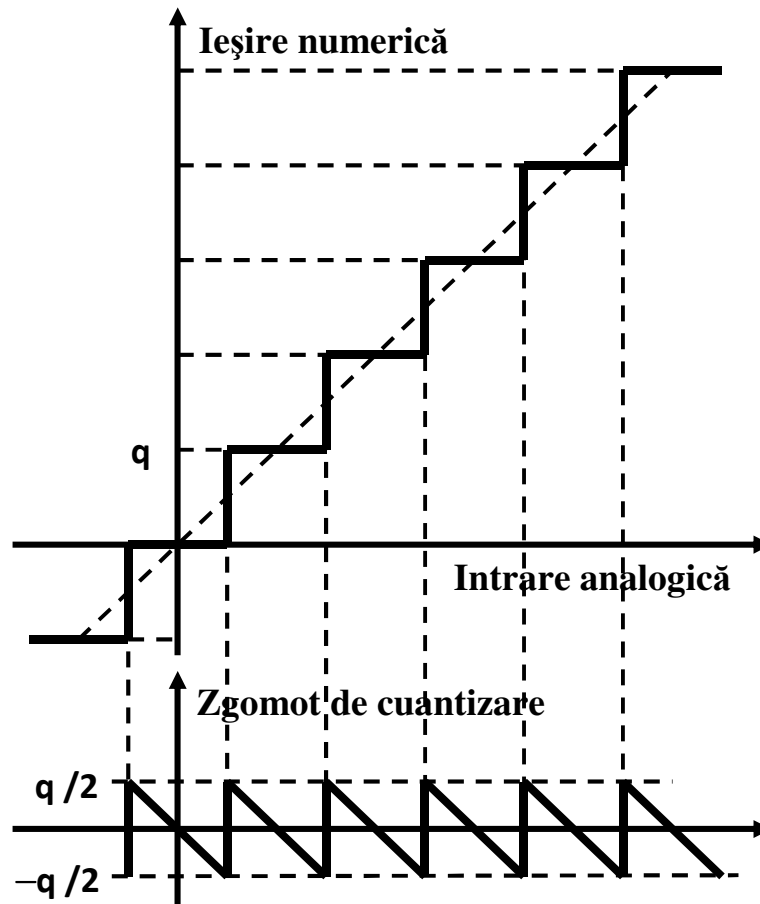


Fig.3.6. Caracteristica de cuantizare uniformă și zgomotul de cuantizare.

Este de remarcat faptul că ceea ce se transmite sunt niște numere, care aproximează nivelul fiecărui eșantion. La recepție, aceste numere sunt convertite în semnal analogic, care este afectat de aceste erori și, deci, nu mai este identic cu cel de la emisie. De aceea se pune problema reducerii **erorii relative** de cuantizare (raportul semnal / zgomot de cuantizare), prin utilizarea unei alte caracteristici de cuantizare.

### 3.5. Cuantizarea neuniformă

Cuantizarea neuniformă își propune realizarea unui raport **semnal / zgomot de cuantizare constant**, independent de nivelul semnalului de transmis. Aceasta conduce la o calitate constantă a transmisiei, evidențiind avantajul cuantizării neuniforme față de cea uniformă.

În acest scop, semnalul de nivel mic trebuie cuantizat cu o **treaptă mai fină**, iar semnalul de nivel mare poate fi cuantizat cu o **treaptă mai brută**. Caracteristica de cuantizare, reprezentată în fig. 3.7, evidențiază pașii de cuantizare inegali, ceea ce conduce la o eroare de cuantizare variabilă cu nivelul semnalului.

În comparație cu cuantizarea uniformă, cuantizarea neuniformă prezintă

- avantajul unei **calități** a transmisiei independentă de nivelul semnalului,
- păstrând **domeniul** acestuia (analog sau numeric).

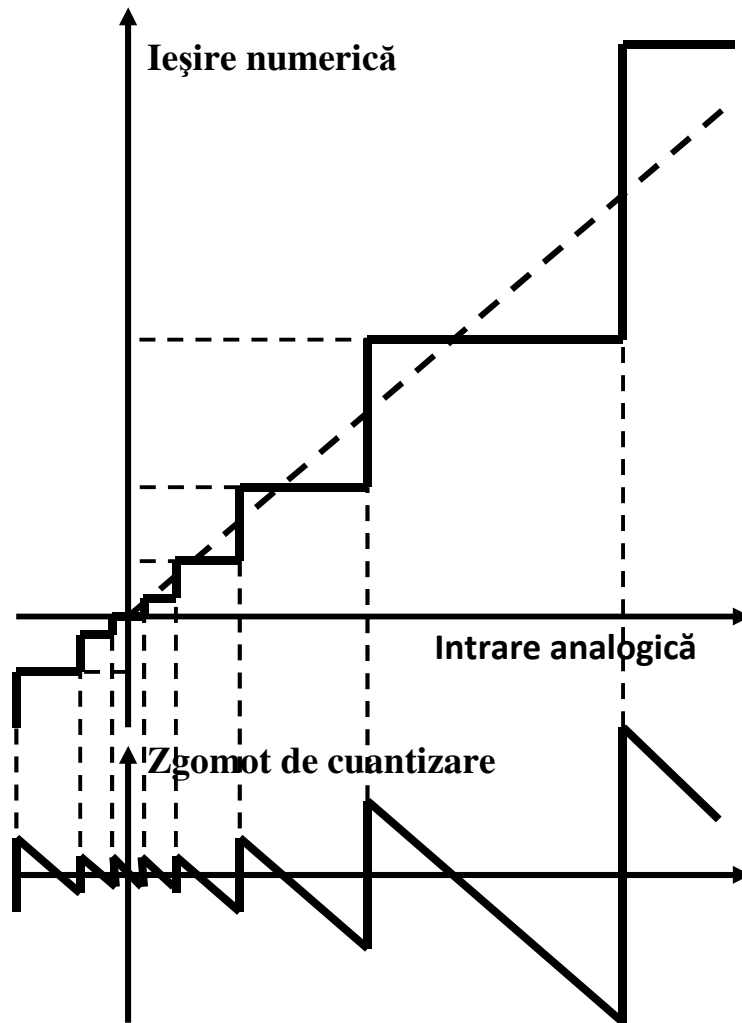
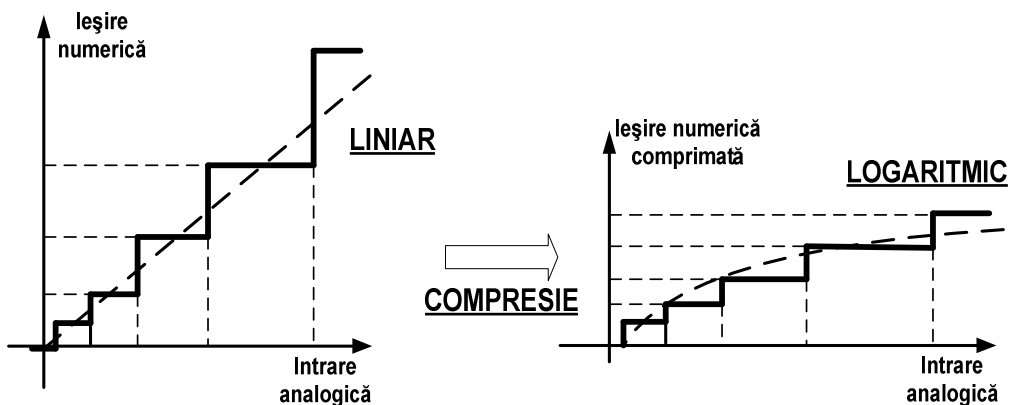


Fig. 3.7. Caracteristica de cuantizare neuniformă și zgomotul de cuantizare.

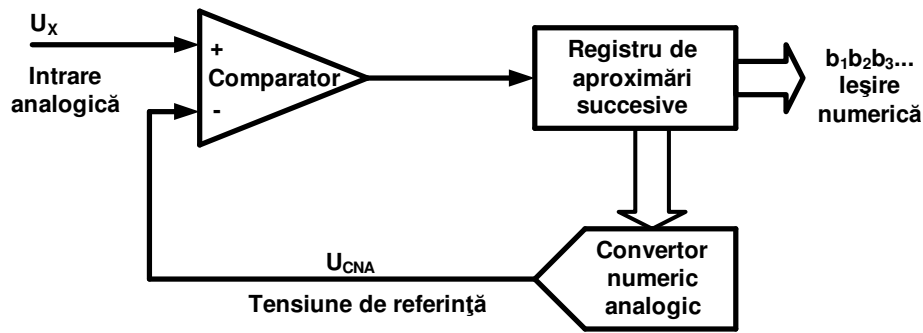
**6. Legea de compresie A – principiul compresiei, aproximarea prin segmente de dreaptă a caracteristicii de compresie, semnificația biților din semnalul comprimat, noțiunea de compandare**

Bibliografie 1: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3\\_RC\\_DISCRETIZAREA%20VOCII.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3_RC_DISCRETIZAREA%20VOCII.pdf), 11-15

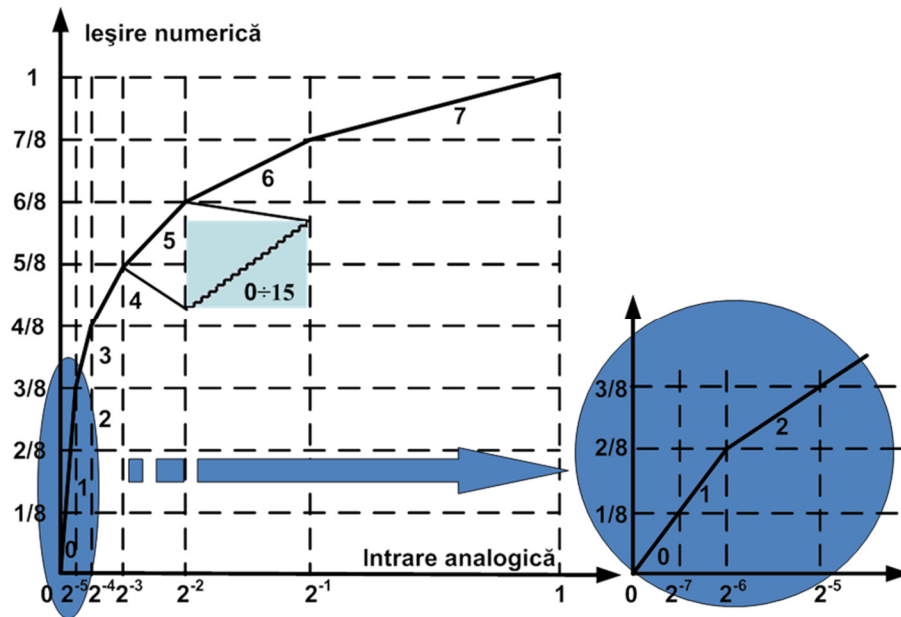
**Principiul compresiei**



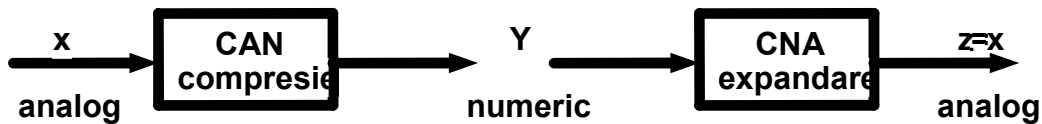
**CAN cu compresie**



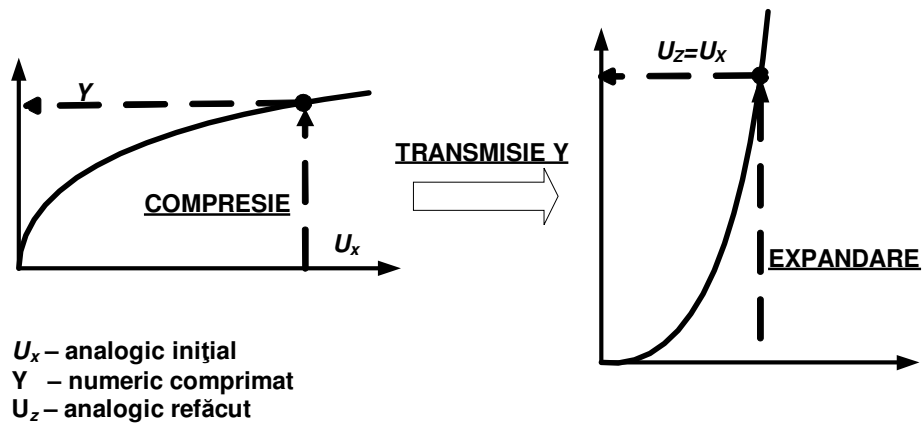
**Legea de compresie A**



**Transmisia cu compandare**



**Principiul transmisiei cu compandare**



Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 3.6, 3.7 pag. 56-60

### 3.6. Compandarea

Cuantizarea neuniformă mai poate câștiga un important avantaj prin realizarea **compresiei semnalului** de transmis. Această operație pornește de la următoarea observație simplă referitoare la caracteristica de cuantizare din fig. 3.7:

- pe **axa orizontală** este reprezentat semnalul analogic, cu variație continuă, discretizat prin puncte (numite niveluri de decizie) distribuite **neuniform**;
- pe **axa verticală** sunt reprezentate numerele obținute în urma cuantizării (numite niveluri de cuantizare) distribuite tot **neuniform**;

și se bazează pe următoarele concluzii:

- dacă **unele niveluri de cuantizare** (4096 din cuantizarea uniformă) nu se transmit la cuantizarea neuniformă, acestea **pot fi eliminate** (ca numerotare);
- nivelurile de cuantizare folosite (256 în telefonia numerică) pot fi **distribuite uniform**;
- aceasta echivalează cu o operație elementară de **renumerotare** a treptelor.

Principiul compresiei prin eliminarea treptelor nefolosite la cuantizarea neuniformă (majoritatea treptelor) este prezentat în fig. 3.8. Tehnica compresiei prezintă **avantajele**:

- utilizează caracteristica de raport semnal / zgomot de cuantizare **constant** (independent de nivel) a cuantizării neuniforme,
- reduce domeniul semnalului, ceea ce în formă numerică înseamnă mai puțini biți pentru fiecare eșantion, adică o **reducere a debitului de informație**.

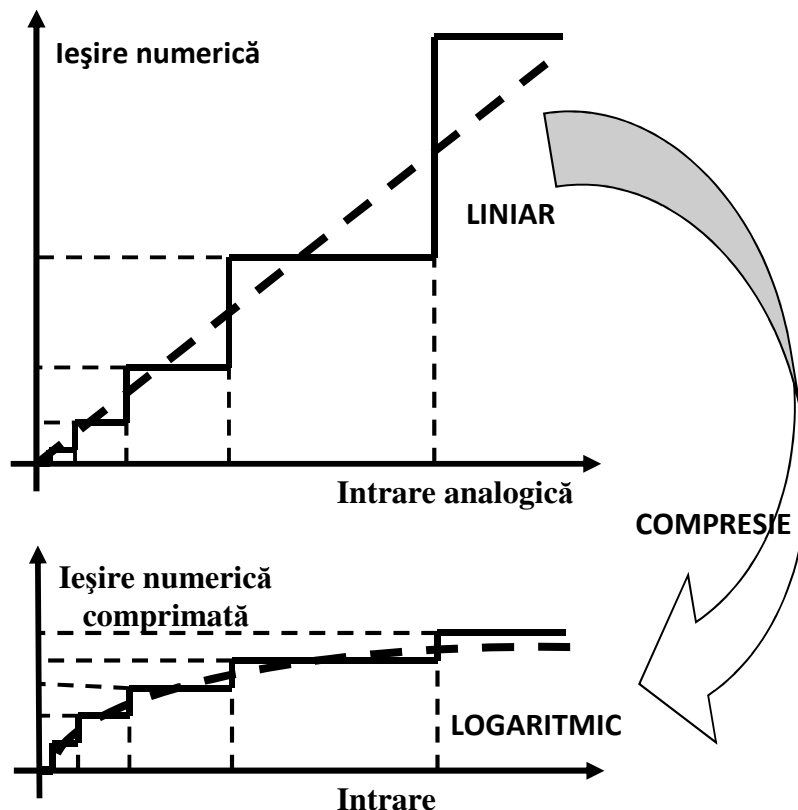


Fig. 3.8. Principiul compresiei.

Acest ultim avantaj este important pentru utilizarea **eficientă a canalelor** de comunicație, permițând transmisia, printr-un canal dat (cu o bandă de trecere dată), a mai multor căi telefonice numerice.

Caracteristica de compresie conduce la o deformare a semnalului inițial, prin **amplificarea nivelurilor mici** și prin **atenuarea nivelurilor mari**. Semnalul deformat poate fi transmis, în format numeric, beneficiind de avantajele prezentate.

Totuși, la recepție, semnalul refăcut nu ar putea fi folosit, fiind diferit de cel inițial. De aceea, la recepție trebuie efectuată prelucrarea inversă a semnalului transmis: **expandarea**, ce constă în atenuarea nivelurilor mici și amplificarea nivelurilor mari.

Transmisia cu **compresie** la emisie și **expandare** la recepție se numește **compandare**. Principiul acestei prelucrări este prezentat în fig. 3.9.

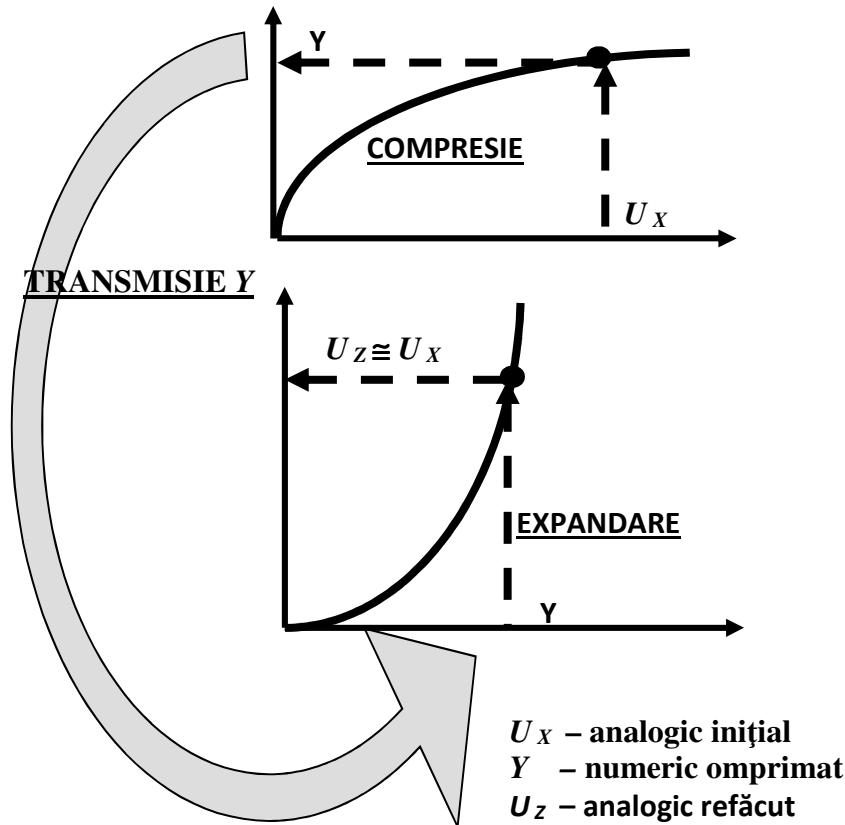


Fig. 3.9. Principiul transmisiei cu compandare.

### 3.7. Legea de compresie A

Pentru utilizare într-o rețea publică, prelucrarea semnalului trebuie să respecte aceleași reguli în toate echipamentele care o compun. Din acest motiv, compandarea este **standardizată**:

- legea de compandare A, utilizată în Europa,
- legea de compandare  $\mu$ , utilizată în S.U.A., Japonia.

**Legea A**, ca funcție  $y(x)$ , este definită prin relații matematice. În practică se utilizează, însă, o **aproximare** a legii A, compatibilă cu sistemele numerice de prelucrare și transmisie. Astfel, curba logaritmică este aproximată prin 8 segmente de dreaptă, inegale, iar fiecare segment (liniar) este format din 16 intervale egale. Alura legii de compresie A aproximată prin segmente este prezentată în fig. 3.10.

Este de remarcat că semnalele transmise sunt de ambele polarități, motiv pentru care și legea A conține două cadrane: cadranul 1 pentru alternanța pozitivă, respectiv cadranul 3 (simetric cu primul, dar nefigurat) pentru alternanța negativă.

Pe **axa x** este reprezentat semnalul de intrare (tensiune) analogic, necomprimit.

- Nivelurile de definire a segmentelor de dreaptă sunt date de puteri ale lui 2, corespunzătoare cuantizării neuniforme. Rezultă **8 segmente**, numerotate de la 0 la 7, ce pot fi reprezentate pe 3 biți:  $l_1 l_2 l_3$ .

- Fiecare segment conține **16 trepte** egale (în cadrul aceluiași segment), conform detaliului mărit din fig. 3.10, corespunzătoare cuantizării uniforme. Cele 16 trepte sunt numerotate de a 0 la 15 și pot fi reprezentate pe 4 biți:  $v_1 v_2 v_3 v_4$ .
- Cele două cadrane simetrice, pentru semnale pozitive și negative, sunt identificate printr-un bit de semn:  $s$ .

Rezultă, deci, formatul semnalului numeric comprimat, conform aproximării prin segmente de dreaptă a legii A, pe 8 biți:

$$Y = s l_1 l_2 l_3 v_1 v_2 v_3 v_4. \quad (3.7)$$

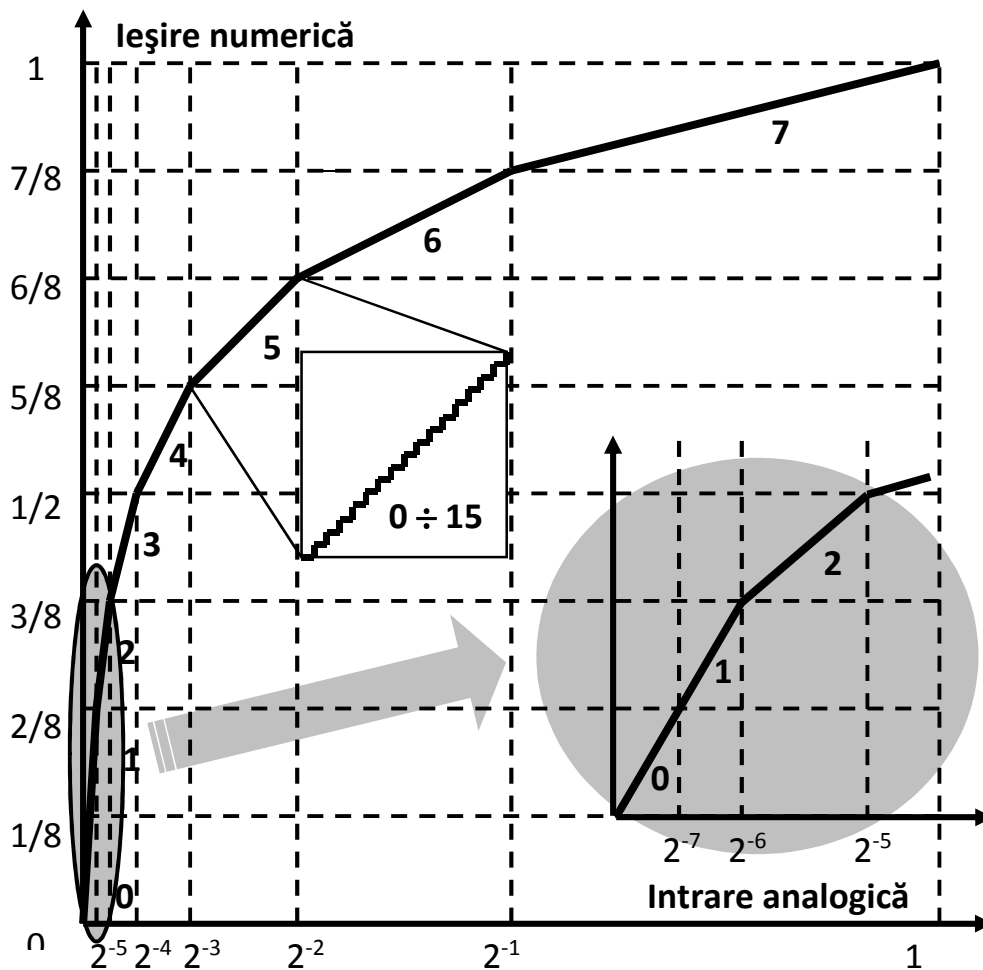
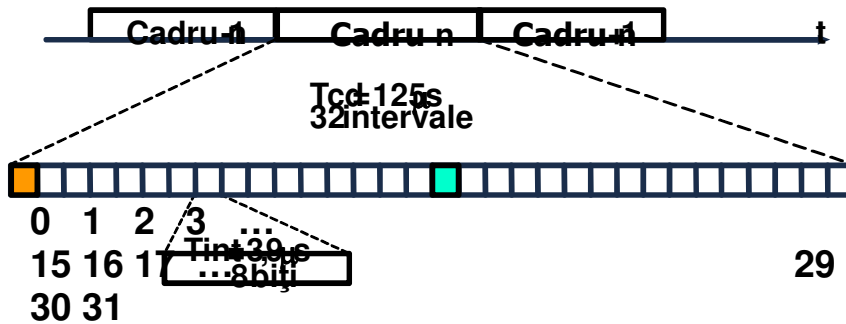


Fig. 3.10. Aproximarea prin segmente de dreaptă a legii de compresie A.

Pe **axa y**, cele 256 de trepte, corespunzătoare celor 8 biți, sunt egale, conducând la compresia logaritmică A. Excepție de la funcția logaritmică face segmentul 0, care are aceeași pantă cu segmentul 1, conform detaliului din fig. 3.10.

## 7. Structura (numărul de biți și de intervale temporale) și parametrii (durate, frecvențe, debite) cadrului PCM european

Bibliografie 1: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/4\\_RC\\_MULTIPLEXAREA%20IN%20TIMP.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/4_RC_MULTIPLEXAREA%20IN%20TIMP.pdf), 3

**Structura cadrului primar PCM**

Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 4.3 pag. 67

**4.3. Cadrul primar PCM**

Fluxul de date este organizat, în timp, în **cadre**. Un cadru conține câte un eșantion (un octet) din fiecare semnal multiplexat, având, deci, frecvența:

$$f_{CD} = f_E = 8 \text{ kHz}, \quad (4.1)$$

respectiv o durată  $t_{CD} = 125 \mu\text{s}$ .

Cadrul primar PCM, reprezentat în fig. 4.2 (cu detalii la scări extinse de timp) conține 32 de intervale, fiecare cu durată:

$$t_{INT} = \frac{t_{CD}}{32} = \frac{125}{32} = 3,9 \mu\text{s}, \quad (4.2)$$

numerotate de la 0 la 31:

- 0 - codul pentru **sincronizarea** cadrului,
- 1 ÷ 15 - căile telefonice numerotate de la 1 la 15,
- 16 - **semnalizările** pentru căile de la 1 la 30,
- 17 ÷ 31 - căile telefonice numerotate de la 16 la 30.

**Debitul multiplexului primar PCM** rezultă:

$$D = 8 \text{ kHz} \times 32 \text{ intervale} \times 8 \text{ biți} = \mathbf{2048 \text{ kbiți / s.}} \quad (4.3)$$

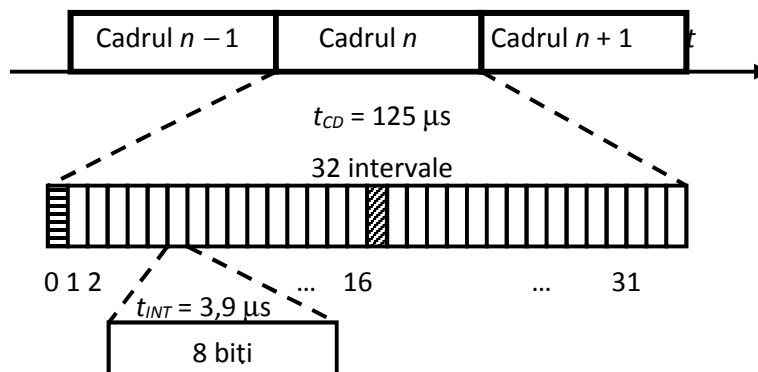


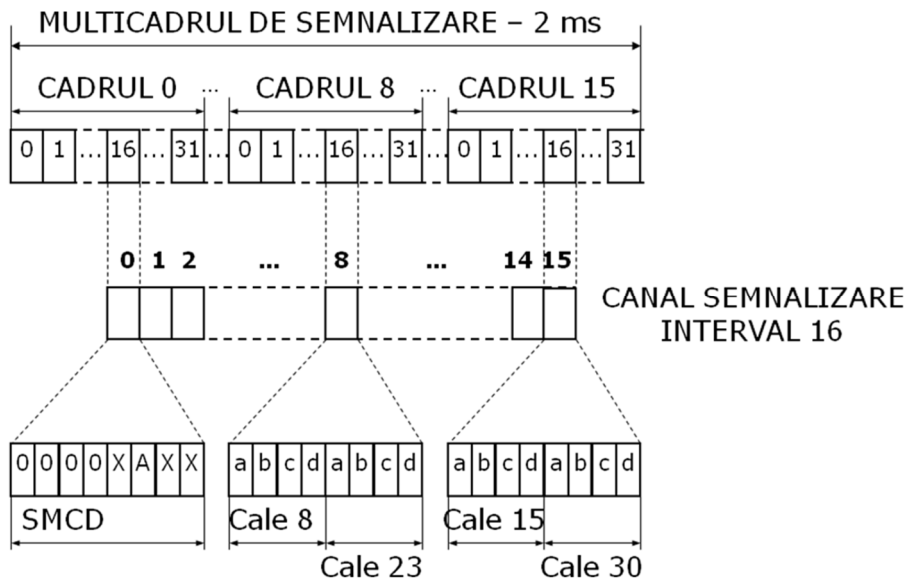
Fig.4.2. Structura și parametrii cadrului primar PCM.



**8. Semnalizarea în cadrele PCM european, respectiv american – multicadru de semnalizări, debite de semnalizare corespunzătoare unei căi de voce**

Bibliografie 1: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/4\\_RC\\_MULTIPLEXAREA%20IN%20TIMP.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/4_RC_MULTIPLEXAREA%20IN%20TIMP.pdf), 8, 17

**Semnalizarea în cadrul primar PCM**



**Structura cadrului primar PCM 24 (SUA)**

CADRU	BIT 1 (SINC)		8 BIȚI × 24 CĂI
	CD	MCD	
1	1		8 BIȚI PENTRU VOCE
2		0	
3	0		
4		0	
5	1		
6		1	7 BIȚI VOCE + 1 BIT SEMNALIZĂRI
7	0		8 BIȚI PENTRU VOCE
8		1	
9	1		
10		1	
11	0		
12		0	7 BIȚI VOCE + 1 BIT SEMNALIZĂRI

Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 4.6 pag. 75-76

#### 4.6. Multicadrul de semnalizare

Într-o rețea telefonică automată, pe lângă informația vocală, care asigură comunicația directă a utilizatorilor, trebuie transmise și **semnalizări**, care să asigure funcțiile necesare stabilirii, menținerii și eliberării legăturilor între terminale.

Din structura cadrului PCM (fig. 4.2) se remarcă, pentru cele 30 de căi telefonice transmise, că există un **singur** interval (16) pentru semnalizări. Este evident că cei 8 biți ai intervalului de semnalizare nu pot acoperi necesitățile de semnalizare pentru 30 de căi.

De aceea sunt necesare mai multe cadre, fiecare cu intervalul său de semnalizări, grupate într-un **multicadru** de semnalizare. Această structură standardizată este formată din 16 cadre primare PCM, conform reprezentării din fig. 4.6.

Au fost alocați câte 4 biți de semnalizare (a b c d) fiecărei căi telefonice, ceea ce înseamnă că în intervalul 16 al unui cadru pot fi transmise semnalizările pentru 2 căi.

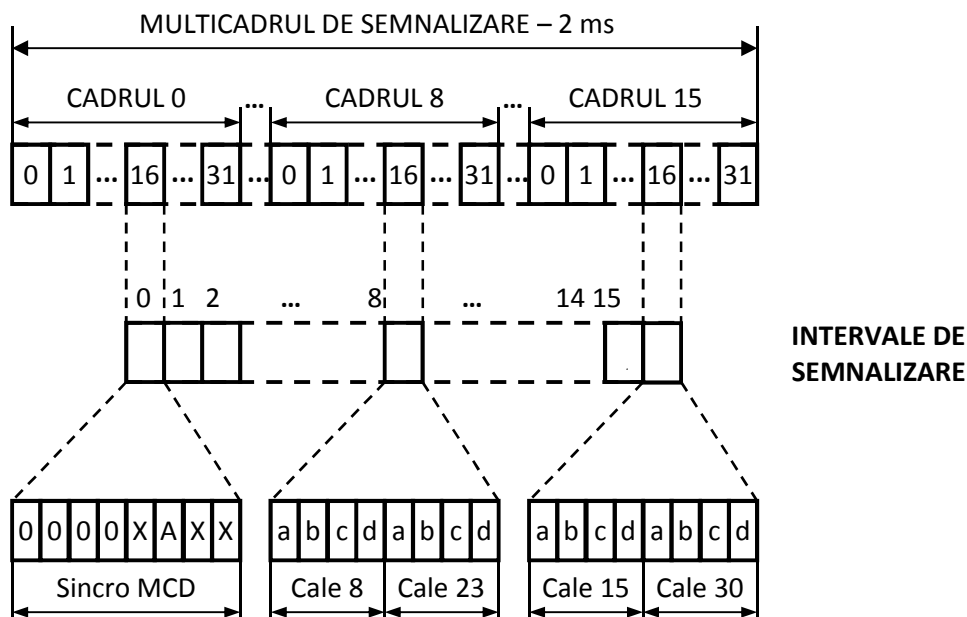


Fig.4.6. Organizarea multicadrului de semnalizare.

Pentru celelalte căi, semnalizările sunt transmise în cadrele următoare. Sunt necesare, deci, intervalele 16 din 15 cadre pentru semnalizările celor 30 de căi.

Există o legătură bine precizată (reprezentată și în fig. 4.6) între numărul căii (23), cadrul în care se transmite semnalizarea asociată (8) și poziția celor 4 biți de semnalizare (ultimii 4 biți ai intervalului 16). Pentru ca la recepție să poată fi contorizate cadrele (de la 1 la 15), este necesară transmiterea unei referințe de timp, care să marcheze care este primul cadru.

Se transmite, în acest scop, un cod de **sincronizare pe multicadru de semnalizări**, în intervalul 16 al cadrului 0. Rezultă, deci, 16 cadre primare într-un multicadru.

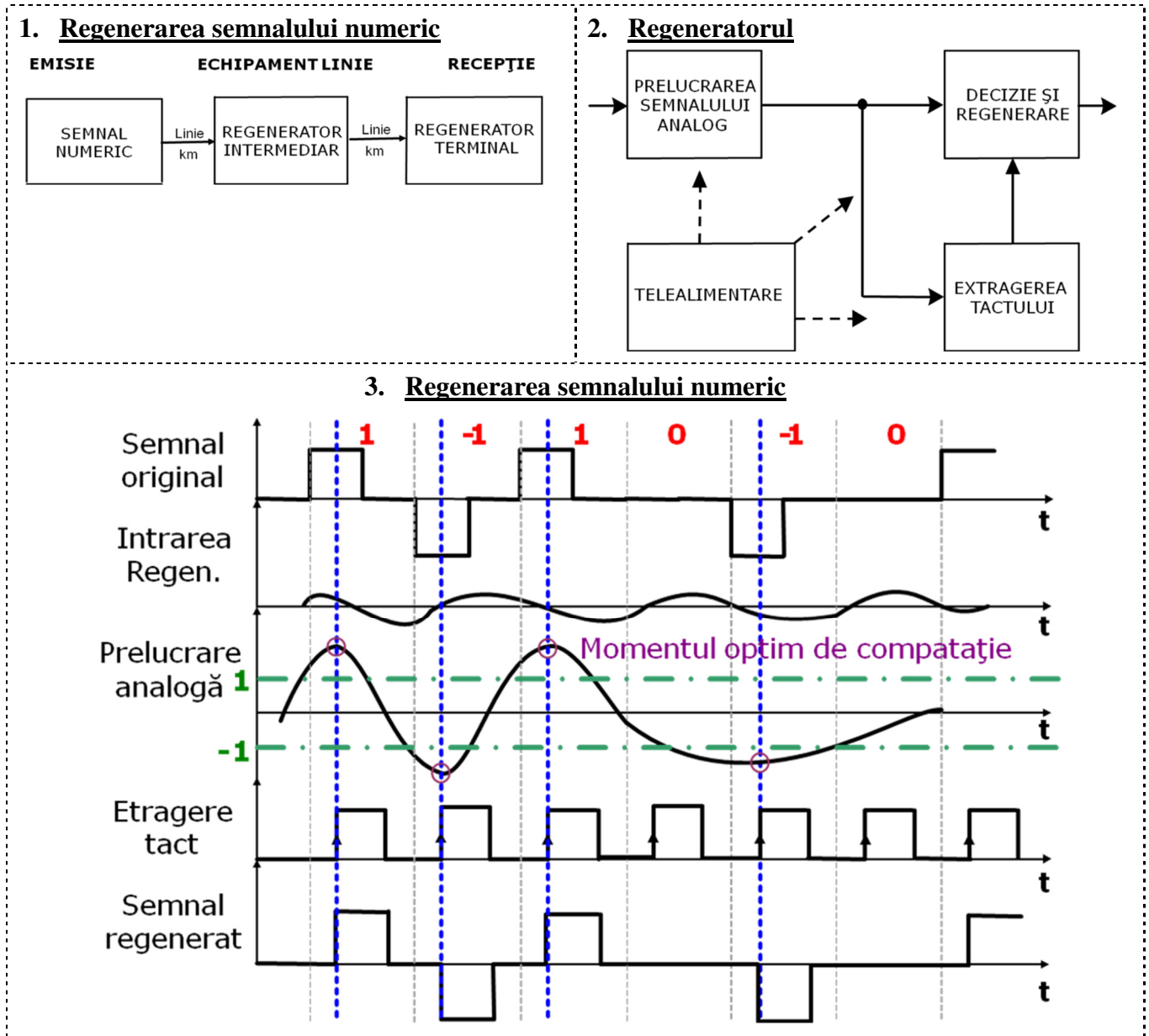
Cuvântul de sincronizare pe multicadru este o structură fixă de 4 biți: **0000**. Ceilalți 4 biți au semnificații asemănătoare cu cei analizați la sincronizarea pe cadru: **A** are rol de alarmă, în cazul pierderii sincronizării pe multicadru, iar biții **X** formează un canal de date disponibil.

Este de observat că **pierderea sincronismului** pe multicadru nu afectează sincronismul cadrelor, adică legăturile pot continua normal. De aceea, sincronizarea pe multicadru este mai puțin rigidă: cuvântul de sincronizare este scurt (4 biți), cu frecvență mai mică (la 16 cadre) și cu o procedură mai dinamică de schimbare a stării de funcționare (declararea pierderii sincronizării după 2 detecții eronate consecutive și declararea restabilirii sincronismului la prima detecție corectă).

Conform structurii de multicadru, semnalizările corespunzătoare unei căi au o frecvență mai mică decât a eșantioanelor vocale. Aceasta nu reprezintă o limitare, având în vedere că debitul acestora este mult mai mic și datorită faptului că întârzierile ce pot apărea sunt insesizabile pentru utilizator.

### 9. Regeneratorul – rolul regeneratorului într-un sistem de transmisie numerică, blocurile componente și funcțiile îndeplinite de fiecare

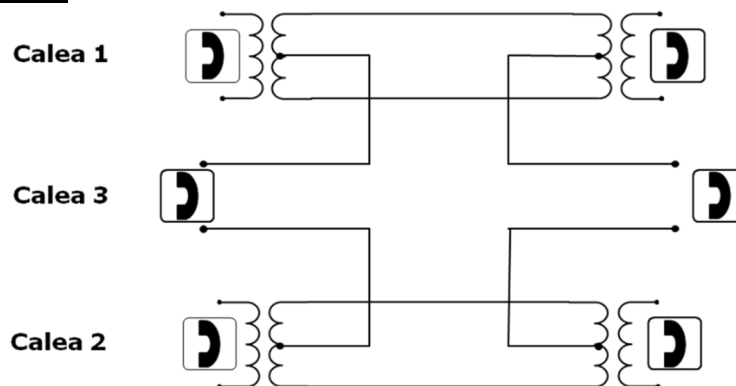
Bibliografie: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6\\_RC\\_REGENERATORUL.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6_RC_REGENERATORUL.pdf), 1, 2, 3



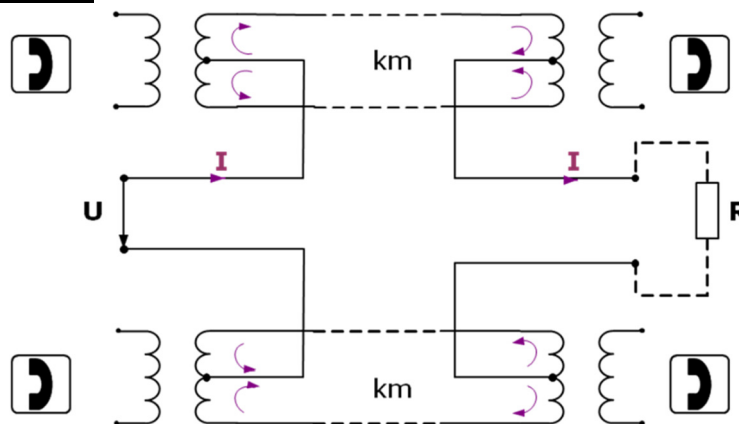
## 10. Telealimentarea – principiul, noțiunea de circuit fantomă, domeniu de aplicație

Bibliografie: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6\\_RC\\_REGENERATORUL.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6_RC_REGENERATORUL.pdf), 24-27

### Linia fantomă (a treia cale)



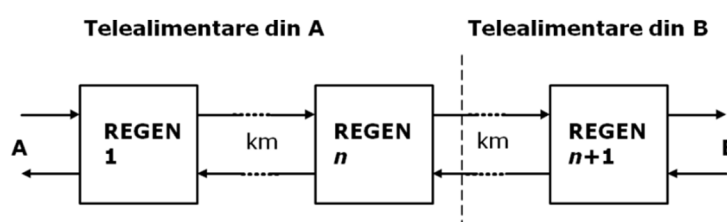
### Telealimentarea pe fantomă



### Telealimentarea

- Practica standard:
  - telealimentarea regeneratoarelor utilizând **liniile de transmisie**
- Structura obișnuită pentru linii (perechi de fire)
  - crearea unei linii **fantomă**, utilizând prizele mediane ale transformatoarelor de intrare și de ieșire
  - alimentarea în curent constant prin acest circuit
- **Curent continuu constant**
  - tipic 50 mA
- Alimentare în serie
  - $n$  diode **Zener**
  - tipic 250 V

### Principiul telealimentării



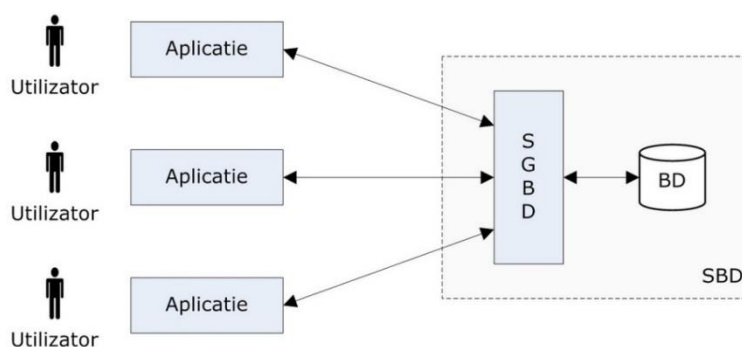
## BAZE DE DATE / SISTEME DE GESTIUNE A DATELOR

### 1. Sisteme de baze de date - structura unui sistem de baze de date, descrierea componentelor. (cap. 1 - pag. 9)

Principalele componente ale unui sistem de baze de date sunt colecțiile de date, denumite și baze de date, și seturile de programe necesare pentru a accesa aceste date (sistem de gestiune a bazelor de date).

Structura unui sistem de baze de date este ilustrată în figura următoare; pot fi observate componentele unui astfel de sistem:

- baze de date - colecții de date interconectate;
- sistem de gestiune a bazelor de date (SGBD) - software care permite administrarea și controlul accesului la bazele de date;
- aplicații - programe care interacționează cu bazele de date în timpul execuției;
- utilizatori - administratori de baze de date, utilizatori finali, programatori de aplicații.



*Structura unui sistem de baze de date*

O bază de date este o colecție de date interconectate, cu redundanță controlată, care reprezintă unele aspecte ale lumii reale și care este proiectată, construită și populată cu date, cu un anumit scop.

Sistemele de gestiune a bazelor de date sunt colecții de programe, care permit gestionarea bazelor de date prin definirea structurilor necesare pentru stocarea datelor și prin asigurarea mecanismelor de manipulare a acestora.

Toate cererile dinspre utilizatori spre bazele de date sunt tratate de către sistemul de gestiune a bazelor de date. Acesta primește cererile de la aplicații, le translatează în operații complexe, execută operațiile corespunzătoare și returnează rezultatul. Sistemul de gestiune a bazelor de date asigură interfața între bazele de date și utilizatorii acestora.

Utilizatorii unui sistem de gestiune a bazelor de date pot fi clasificați în trei categorii:

- administratori de baze de date (DBA) - responsabili cu gestionarea resurselor, proiectarea și implementarea bazelor de date; acordă utilizatorilor drepturi de acces și asigură securitatea datelor;
- programatori de aplicații - dezvoltă aplicații cu baze de date folosind limbaje de programare sau biblioteci specializate care permit lucrul cu baze de date;

- utilizatori finali - accesează bazele de date prin intermediul unor aplicații.

## 2. Modelul de date relational - componentele modelului relational, schema unei relatii, reprezentarea unei relatii. (cap . 1 - pag. 14)

Modelul de date relațional are la bază principiile algebrei relaționale, stabilite de E.F.Codd în anul 1970. Modelul relațional este strâns legat de conceptul de relație și cuprinde trei componente principale:

- componenta structurală, care permite definirea relațiilor prin intermediul atributelor, tuplurilor și a cheilor primare;
- componenta de integritate, materializată prin impunerea de constrângeri (restricții);
- componenta de manipulare a datelor, care permite prelucrarea datelor prin intermediul unor operații specifice algebrei relaționale.

Relația reprezintă elementul central al modelului de date relațional. O relație este definită prin intermediul unui set de atribute (informații elementare).

Fiecare atribut al unei relații are un domeniu, care cuprinde un set de valori posibile din care poate lua o singură valoare, pentru fiecare element al relației. Elementele unei relații mai poartă numele de tupluri. Ordinea valorilor în interiorul unui tuplu este dată de ordinea de definire a atributelor în relație.

nume tabel

↓

**facultati**

cap tabel

↓

idFacultate	numeFacultate	telefonFacultate	faxFacultate	webFacultate
1	Arhitectura	+40.256.404.021		http://www.arh.upt.ro/
2	Automatica si Calculatoare	+40.256.403.211	+40.256.403.214	http://www.ac.upt.ro/
3	Chimie	+40.256.403.063	+40.256.403.060	http://www.ch.upt.ro/
4	Constructii	+40.256.404.000	+40.256.404.010	http://www.ct.upt.ro/
5	Electronica si Telecomunicatii	+40.256.402.391	+40.256.403.295	http://www.etc.upt.ro/
6	Electrotehnica si Electroenergetica	+40.256.403.381	+40.256.403.384	http://www.et.upt.ro/
7	Hidrotehnica	+40.256.404.082	+40.256.404.083	http://www.hidro.upt.ro/
8	Inginerie Hunedoara	+40.254.207.502	+40.254.207.501	http://www.fih.upt.ro/
9	Management in Productie si Transporturi	+40.256.404.284	+40.256.404.287	http://www.mpt.upt.ro/
10	Mecanica	+40.256.403.521	+40.256.403.523	http://www.mec.upt.ro/

← linie

↑

coloana

### Elementele unui tabel

Schema unei relații,  $R(\underline{A1}, A2, \dots, An)$ , este compusă din:

- R - numele relației;
- A1, A2, ..., Ai, ..., An - lista atributelor sale, unde fiecare atribut Ai este definit pe domeniul D(Ai);
- A1 - atributul (sau atributele) care identifică unic tuplurile (a1, a2, ..., ai, ..., an), unde ai în domeniul D(Ai).

Numărul de atribute care contribuie la definirea unei relații constituie gradul relației. Numărul de tupluri conținute de o relație reprezintă cardinalitatea relației respective.

O relație poate fi reprezentată prin intermediul unui tabel bidimensional, care cuprinde următoarele elemente:

- nume - este același cu numele relației pe care o reprezintă;
- cap de tabel - conține numele atributelor relației;
- coloane - fiecare coloană corespunde unui atribut al relației și are un nume unic în interiorul tabelului; coloana prezintă un set de valori posibile (domeniu), care pot apărea în coloana;
- linii - corespund tuplurilor dintr-o relație; o linie dintr-un tabel mai este cunoscută sub numele de înregistrare; în fiecare element al unei înregistrări se introduce o valoare, care corespunde coloanei în care se află elementul; înregistrările duplicate nu sunt permise într-un tabel; pentru a preveni apariția duplicatelor a fost introdus conceptul de cheie candidat; într-un tabel, ordinea liniilor și a coloanelor nu prezintă importanță.

Se numește cheie candidat (CK) un atribut sau un set de atribute care identifică în mod unic un tuplu al relației. O cheie candidat prezintă următoarele proprietăți: unică, nu există două tupluri în relație care să conțină aceeași valoare pentru atributul (atributele) care formează cheia; ireductibilă, nu există o submulțime a cheii care să dețină proprietatea de unicitate.

Se numește cheie primară (PK) o cheie candidat care a fost selectată pentru a servi ca și identificator principal pentru tuplurile unei relații. Fiecare relație trebuie să dețină o cheie primară. Atributele corespunzătoare cheii primare nu pot conține valori NULL și nu își pot modifica valoarea prin operații de actualizare.

Se numește cheie externă (FK) un atribut sau un set de atribute dintr-o relație care constituie o cheie primară într-o altă relație.

Componenta de integritate a modelului de date relațional se manifestă prin intermediul unor reguli care asigură corectitudinea datelor:

- constrângerea de integritate a entităților
  - se aplică asupra cheilor primare și stabilește că fiecare tuplu al unei relații este identificat unic prin intermediul unei chei, ale cărei atribute nu pot conține valori NULL;
- constrângerea de integritate referențială
  - se aplică cheilor externe și stabilește că orice valoare a unei chei externe se găsește printre valorile cheii primare din relația referită sau are valoarea NULL.

O cheie determină funcțional celelalte atribute dintr-un tuplu al unei relații, motiv pentru care se numește determinant.

### **3. Normalizarea - definiție și utilitate, definirea formelor normale. (cap. 2 - pag. 18)**

Normalizarea reprezintă procesul prin care modelul unei baze de date este descompus în mai multe relații, în funcție de anumite reguli numite forme normale. Prin intermediul normalizării proiectanții unei baze de date dispun de o serie de teste care pot fi aplicate relațiilor, astfel încât să reducă la maxim redundanța datelor și implicit să elimine anomaliile de actualizare.

Normalizarea unei baze de date se realizează gradual, prin verificarea relațiilor după formele normale. Aducerea relațiilor într-o formă normală presupune extragerea unor atribute din relații și introducerea, pe baza lor, a unor noi relații.

Procesul de normalizare se poate desfășura pe baza următoarelor forme normale: 1NF, 2NF, 3NF, BCNF (Boyce-Codd), 4NF, 5NF, DKNF (Domain-Key). Fiecare formă normală preia constrângerile formei normale precedente, la care adaugă noi restricții.

*O relație respectă prima formă normală, dacă domeniile atributelor cuprind doar valori atomice și fiecare atribut ia o singură valoare din domeniul sau de definiție.*

Valoarea atomică este o valoare care nu poate fi descompusă fără a-și pierde semnificația.

Un grup repetitiv este un atribut sau grup de atribute din cadrul relației care apare cu valori multiple pentru o singură instanță a cheii primare. O relație poate fi adusă în prima formă normală dacă au fost definite atributele care fac parte din cheia primară și au fost eliminate grupurile repetitive.

*O relație respectă forma normală 2NF, dacă respectă 1NF și orice atribut care nu face parte din cheia primară este total dependent funcțional de cheia primară a relației (nu există dependențe funcționale parțiale).*

O dependență funcțională  $X \rightarrow Y$  este totală, dacă eliminarea oricărui atribut din  $X$  determină anularea dependenței. O dependență funcțională  $X \rightarrow Y$  este parțială, dacă există un atribut din  $X$  care prin eliminare determină păstrarea dependenței.

Forma normală 2NF are relevanță doar pentru tabelele care dețin o cheie primară compusă.

Aducerea unui tabel la forma normală 2NF presupune extragerea din tabel a câmpurilor dependente parțial și introducerea lor într-un nou tabel, împreună cu determinantul lor.

*O relație respectă forma normală 3NF, dacă respectă forma normală 2NF și niciun atribut care nu face parte din cheia primară nu este dependent tranzitiv de cheia primară.*

Dacă atributul  $Y$  este dependent funcțional de atributul  $X$  și atributul  $Z$  este dependent funcțional de atributul  $Y$ , atunci spunem că atributul  $Z$  este dependent tranzitiv de atributul  $X$ .

Orice atribut neprim trebuie să depindă de o cheie (1NF), de întreaga cheie (2NF) și numai de cheie (3NF).

Aducerea unui tabel la forma normală 3NF presupune extragerea din tabel a câmpurilor dependente tranzitiv și introducerea lor într-un nou tabel, împreună cu determinantul lor.

#### **4. Instrucțiuni SQL - tipuri de instrucțiuni SQL, componentele unei instrucțiuni SQL. (cap. 3 - pag. 43)**

Limbajul SQL este un limbaj declarativ, neprocedural, prin intermediul căruia utilizatorii descriu structurile și manipulează datele. Prin intermediul limbajelor declarative utilizatorii stabilesc ce date doresc să obțină, fără a specifica modalitățile de obținere a acestor date. Scrierea unui program declarativ nu se referă la specificarea unei secvențe de instrucțiuni care să ruleze una după alta, ci la scrierea unor instrucțiuni declarative care prezintă relațiile dintre ele.



Având în vedere faptul că există o standardizare a acestui limbaj, majoritatea sistemelor de gestiune a bazelor de date relaționale utilizează instrucțiuni ale limbajului SQL (implementează standardul SQL).

Instrucțiunile limbajului SQL pot fi clasificate astfel:

- instrucțiuni de definire a datelor (permit descrierea structurii pentru tabelele unei baze de date):
  - CREATE - permite crearea unui tabel sau crearea unei baze de date;
  - ALTER - permite modificarea structurii unui tabel;
  - RENAME - permite modificarea denumirii unui tabel;
  - DROP - permite ștergerea unui tabel sau ștergerea unei baze de date;
  - TRUNCATE - permite ștergerea conținutului unui tabel;
- instrucțiuni de manipulare a datelor (permit modificarea conținutului tabelelor):
  - INSERT - permite adăugarea de noi înregistrări într-un tabel;
  - UPDATE - permite actualizarea valorilor pentru înregistrările dintr-un tabel;
  - DELETE - permite ștergerea înregistrărilor dintr-un tabel;
- instrucțiuni de interogare (permite regăsirea liniilor memorate în tabele):
  - SELECT
- instrucțiuni de procesare a tranzacțiilor:
  - SAVEPOINT - permite definirea unui punct de salvare, la care se poate reveni pentru a renunța la modificările făcute după acest punct asupra bazei de date
  - COMMIT - permite ca modificările făcute asupra bazei de date să devină permanente;
  - ROLLBACK - permite renunțarea la anumite modificări făcute asupra bazei de date;
- instrucțiuni pentru controlul datelor (permite definirea, modificarea și retragerea privilegiilor):
  - GRANT - permite acordarea de privilegii;
  - REVOKE - permite retragerea privilegiilor.

O instrucțiune SQL poate include următoarele componente:

- identificatori - specifică nume de obiecte MySQL, precum: baze de date, tabele, indecsi, vizualizări, proceduri stocate;
- cuvinte rezervate - termeni predefiniți, care asigură o anumită funcționalitate;
- variabile - locații de memorie desemnate printr-un nume;
- constante - numerice: întregi (3251), reale (32.15); alfanumerice (șir de caractere): 'constanta sir 1', "constanta sir 2"; NULL: constantă specială cu semnificația *nici o valoare*;
- operatori - simboluri utilizate în implementarea anumitor operații;
- expresii - sunt formate din variabile, constante, operatori și apeluri de funcții.

## **5. Manipularea datelor in limbajul SQL - instructiuni specifice, exemple de instructiuni de manipulare a datelor. (cap. 4 - pag. 65)**

Limbajul SQL prezintă trei tipuri de operații pentru manipularea datelor dintr-un tabel: inserare, modificare și ștergere. Fiecărei operații îi corespunde o instrucțiune SQL: INSERT, UPDATE și DELETE.

Instrucțiunea INSERT permite inserarea (adăugarea) de noi înregistrări într-un tabel. Sintaxa INSERT ... VALUES a instrucțiunii permite și introducerea de înregistrări multiple. Pentru aceasta sunt precizate liste multiple de valori (fiecare listă de valori este trecută între paranteze rotunde), delimitate prin virgulă.

```
INSERT
  INTO tutori (numeTutor, gradTutor, birouTutor, idDepartament)
  VALUES ("Marian Bucos", "SI", "B226", 1),
          ("Radu Vasiu", "Prof", "A210", 1);
```

Dacă după numele tabelului în care sunt introduse datele este precizată o listă de coloane din tabel, atunci vor fi specificate valori pentru coloane, în ordinea stabilită în listă. În acest caz, coloanele din tabel care nu apar în listă vor primi valori implicite. Pentru forma INSERT ... SET lista de coloane nu este necesară, deoarece clauza SET introduce perechi de tipul coloană - valoare.

```
INSERT
  INTO tutori
  SET numeTutor = "Marian Bucos", gradTutor = "SI", birouTutor = "B226";
```

Instrucțiunea UPDATE permite actualizarea (modificarea) valorilor pentru înregistrările unor tabele. Pentru instrucțiunea UPDATE pot fi utilizate două sintaxe: una se utilizează pentru actualizarea înregistrărilor dintr-un singur tabel, iar cea de-a doua pentru actualizarea înregistrărilor din tabele multiple (nu pot fi utilizate clauzele ORDER BY și LIMIT) .

```
UPDATE tutori
  SET birouTutor = "B226B" WHERE birouTutor = "B226" LIMIT 2;
```

```
UPDATE facultati f, departamente d
  SET f.telefonFacultate = REPLACE(f.telefonFacultate, '256', '356'),
      d.telefonDepartament = REPLACE(d.telefonDepartament, '256', '356')
  WHERE f.idFacultate = d.idFacultate AND
        f.adresaFacultate = 'Vasile Parvan nr.2';
```

Instrucțiunea DELETE permite ștergerea înregistrărilor din tabele. La utilizarea instrucțiunii DELETE trebuie avut în vedere faptul că datele șterse nu mai pot fi recuperate. Totuși, din motive de viteză, datele nu sunt efectiv șterse din fișiere, locul ocupat de ele fiind alocat pentru adăugarea de noi înregistrări, prin operații de tip INSERT.

Pentru instrucțiunea DELETE pot fi utilizate două sintaxe: una se utilizează pentru ștergerea înregistrărilor dintr-un singur tabel, iar cea de-a doua pentru ștergerea înregistrărilor din mai multe tabele.

```
DELETE
  FROM tutori WHERE birouTutor = "B226" LIMIT 2;
```

```
DELETE tutori, cursuri, tutoriCursuri
  FROM tutori, cursuri, tutoriCursuri
  WHERE tutori.idTutor = tutoriCursuri.idTutor AND
        cursuri.IdCurs = tutoriCursuri.idCurs AND tutori.idTutor = 2;
```

## 6. Interogarea datelor - instrucțiunea SELECT, expresia de selecție, clauze pentru filtrare, ordonarea datelor. (cap. 5 - pag. 75)

Instrucțiunea SELECT permite atât regăsirea și vizualizarea datelor specifice tabelelor unor baze de date, cât și calcularea unor expresii.

Pentru instrucțiunea SELECT poate fi utilizată următoarea sintaxă:

```
SELECT
    expresie_select [, expresie_select ...]
FROM referinte_tabele
[WHERE conditie_selectie]
[GROUP BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana} [ASC | DESC], ...]
[HAVING conditie_grupare]
[ORDER BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana} [ASC | DESC], ...]
[LIMIT {[pozitie,] numar_inregistrari | numar_inregistrari OFFSET pozitie}]
```

Clauzele corespunzătoare instrucțiunii SELECT au următoarele semnificații:

*expresie selecție*

- poate cuprinde referințe la coloane sau funcții aplicate coloanelor unui tabel;
- un caz special îl reprezintă caracterul (\*), care semnifică includerea în rezultat a tuturor coloanelor dintr-un tabel;
- un tabel din baza de date activă poate fi referit în mod direct prin numele lui, `nume_tabel`, sau prin `nume_baza_date.nume_tabel`, dacă baza de date este specificată explicit;
- o coloană dintr-un tabel al unei baze de date poate fi referită în trei moduri, astfel: `coloana`; `tabel.coloana`; `baza_date.tabel.coloana`;

*WHERE*

- specifică o condiție pe care înregistrările trebuie să o îndeplinească pentru a fi selectate;
- dacă nu este precizată o condiție de selecție, sunt selectate toate înregistrările;
- condiția logică din clauza WHERE poate utiliza orice funcție sau operator disponibil în MySQL, cu excepția funcțiilor de sumarizare;

*GROUP BY*

- specifică numele unor coloane, expresii sau poziții ale unor coloane din tabel care definesc grupuri de înregistrări; în general, expresia de grupare este reprezentată de o singură coloană;
- un grup include toate înregistrările din tabel care prezintă aceeași valoare pentru expresia de grupare;
- dacă clauza GROUP BY lipsește, iar în lista cu expresii de selecție apar funcții de sumarizare, se consideră că toate înregistrările fac parte din același grup;
- prin utilizarea clauzei GROUP BY, înregistrările din rezultat sunt ordonate după coloanele precizate în expresia de grupare, în mod similar aplicării clauzei ORDER BY; pentru a evita acest lucru sintaxa trebuie să includă ORDER BY NULL;

*HAVING*

- clauza **HAVING** se utilizează împreună cu **GROUP BY** pentru a selecta un anumit grup de înregistrări;
- dacă clauza **WHERE** se utilizează pentru a filtra înregistrările rezultate în urma rulării unei interogări, clauza **HAVING** permite filtrarea înregistrărilor obținute prin aplicarea funcțiilor de sumarizare; diferența dintre cele două clauze amintite anterior este dată de faptul că **HAVING** filtrează înregistrările din rezultat, după ce acestea au fost grupate;
- clauza **HAVING** poate referi coloane specificate în expresiile de selecție, coloane introduse de **GROUP BY** și funcții de sumarizare;

### **ORDER BY**

- permite ordonarea înregistrărilor din rezultat, după anumite coloane;
- dacă sunt specificate valori întregi, acestea vor fi interpretate ca fiind numerele de ordine ale coloanelor din lista care cuprinde expresiile de selecție (prima coloană are alocat indexul 1);
- ordonarea se face după prima coloană specificată în clauza **ORDER BY**; dacă două înregistrări prezintă aceeași valoare în prima coloană, ordonarea se face luând în calcul restul de coloane din clauza **ORDER BY** (dacă acestea sunt specificate);
- parametrii **ASC** și **DESC** indică ordonarea crescătoare, respectiv descrescătoare a înregistrărilor din rezultat; dacă nu este specificat nici unul din parametrii **ASC**, **DESC**, ordonarea se face în ordine crescătoare;

### **LIMIT**

- clauza **LIMIT** poate fi utilizată pentru a controla numărul de înregistrări returnate prin intermediul instrucțiunii **SELECT**;
- în cadrul acestei clauze pot fi utilizate unul sau două argumente întregi, pozitive;
- dacă utilizează ambele argumente, clauza **LIMIT** indică poziția primei înregistrări returnate în rezultat (primul argument) și numărul maxim de înregistrări returnate (cel de-al doilea argument);
- poziția primei înregistrări din listă este 0; dacă nu este specificat primul argument, acesta se consideră 0; sintaxa *LIMIT numar\_inregistrari* este echivalentă cu *LIMIT 0, numar\_inregistrari*;

## **7. Rularea de interogari pe pe mai multe tabele - utilitate, tipuri de operatii JOIN, modalitati de stabilire a legaturii. (cap. 5 - pag. 93)**

În urma procesului de normalizare rezultă baze de date care conțin tabele aflate în legătură. Din acest motiv, colectarea datelor dintr-un singur tabel nu este suficientă. Pentru a extrage date complete din tabelele unei baze de date, în instrucțiunea **SELECT**, este utilizată clauza **JOIN**.

Prin intermediul clauzei **JOIN**, instrucțiunea **SELECT** permite regăsirea și vizualizarea datelor din tabele între care sunt stabilite legături (operatorul **JOIN** din algebra relațională).

În acest caz pot fi realizate două tipuri de **JOIN**:

### **INNER JOIN**

- include în rezultat doar înregistrările care au corespondență în toate tabele;

- dacă referințele la tabele cuprind doar nume de tabele despărțite prin virgulă, se consideră implicit o operație de INNER JOIN;

### OUTER JOIN

- include în rezultat toate înregistrările, indiferent dacă au sau nu corespondent în toate tabele;
- va completa automat valorile pentru coloanele care lipsesc din tabele cu valoarea NULL.

O primă modalitate de implementare a unei operații de tip INNER JOIN presupune specificarea în clauza FROM a tabelelor din care se preiau datele și a coloanelor care fac parte din rezultat, în expresiile de selecție. În expresiile de selecție sunt specificate coloanele care fac parte din rezultat. Acestea pot aparține unuia din tabelele indicate în referințe tabele. Dacă există coloane în rezultat care au același nume, ele trebuie prefixate cu numele tabelului din care provin. Se preferă utilizarea alias-urilor pentru a simplifica sintaxa.

Forma simplificată a sintaxei instrucțiunii SELECT, în cazul utilizării clauzei JOIN, este următoarea:

### SELECT

```

expresie_select [, expresie_select ...]
FROM referinta_tabel [INNER] JOIN referinta_tabel [conditie_join]
    | referinta_tabel {LEFT|RIGHT} [OUTER] JOIN referinta_tabel conditie_join
[WHERE [conditie_join AND] conditie_selectie]
[GROUP BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana} [ASC | DESC], ...]
[HAVING conditie_grupare]
[ORDER BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana} [ASC | DESC], ...]
[LIMIT {[pozitie,] numar_inregistrari | numar_inregistrari OFFSET pozitie}]

```

conditie\_join:

```
ON expresie_conditionala | USING (lista_coloane)
```

În această sintaxă pot fi observate și cele două tipuri de OUTER JOIN care pot fi utilizate la colectarea datelor din mai multe tabele: LEFT OUTER JOIN, respectiv RIGHT OUTER JOIN.

### OUTER JOIN

- LEFT OUTER JOIN
  - include în rezultat și înregistrările din tabelul din partea stângă care nu au corespondent în tabelul din partea dreaptă a relației;
- RIGHT OUTER JOIN
  - include în rezultat și înregistrările din tabelul din partea dreaptă care nu au corespondent în tabelul din partea stângă a relației.

Legătura între tabele poate fi stabilită prin intermediul clauzelor din condiția de join: ON și USING. Clauza USING este utilizată în cazul în care legătura între două tabele este realizată prin coloane care au același nume în ambele tabele. Clauza ON este mult mai explicită, precizând o expresie condițională în care sunt indicate coloanele care stabilesc legătura, astfel:

```
tabel1.chaie_externa = tabel2.cheie_primara
```

## 8. Sistemul de privilegii MySQL - componentele sistemului de privilegii, principiul minimului de privilegii necesare, nivele de privilegii. (cap. 6 - pag. 101)

Sistemul de privilegii MySQL cuprinde două componente principale: autentificarea utilizatorilor și autorizarea acțiunilor desfășurate de aceștia. Are la bază o serie de privilegii, care reprezintă drepturile utilizatorilor de a acționa într-un anumit fel asupra obiectelor de pe serverul de baze de date.

Numele de utilizatori și parolele corespunzătoare conturilor de pe un server MySQL sunt păstrate separat și nu au nici o legătură cu conturile specifice sistemelor de operare pe care rulează serverul. MySQL utilizează pentru criptarea parolilor un algoritm ireversibil, diferit de cel utilizat în sistemele de operare (UNIX, Windows, Linux).

La instalarea serverului de baze de date MySQL este creat automat un utilizator, numit root, care are toate drepturile activate. Pentru fiecare utilizator care va interacționa cu serverul trebuie creat un nou cont.

Pentru crearea și administrarea conturilor de pe un server de baze de date trebuie avut în vedere *principiul minimului de privilegii necesare*. Principiul minimului de privilegii necesare precizează că un utilizator (sau proces) trebuie să aibă cel mai scăzut nivel de privilegii, suficient pentru a putea executa sarcinile care i-au fost alocate.

Informațiile despre privilegii sunt stocate pe un server MySQL în tabelele user, db, tables\_priv, procs\_priv, respectiv column\_priv, din baza de date mysql. Serverul MySQL va accesa aceste informații ori de câte ori sistemul de privilegii trebuie să acționeze.

Acordarea și retragerea privilegiilor se face pe patru nivele de privilegii: global, bază de date, tabel și coloană.

Nivel de privilegii	Sintaxă	Semnificație
global	*.*	se aplică tuturor bazelor de date existente pe server
database	nume_baza_date.*	se aplică tuturor tabelelor dintr-o bază de date
table	nume_baza_date.nume_tabel	se aplică tuturor coloanelor dintr-o tabelă
column	nume_baza_date.nume_tabel	se aplică doar coloanelor specificate explicit

## 9. Vizualizari - definire concept, avantaje, rularea unei vizualizari, utilitate vizualizari actualizabile. (cap. 7 - pag. 115)

O *vizualizare* (view) reprezintă o comandă de tip SELECT care a fost denumită și salvată în baza de date, motiv pentru care mai poate fi întâlnită și sub numele de *interogare cu nume* sau *interogare stocată*.

Vizualizarile sunt salvate în baza de date și sunt rulate cu ajutorul instrucțiunii SELECT. Ele nu ocupă spațiu pentru stocarea datelor și nici nu creează copii redundante ale datelor stocate în tabelele referite (tabele de bază ale vizualizărilor).

În mod similar tabelelor, vizualizările pot fi create, interogate, modificate sau șterse. Vizualizările pot referi atât tabele, cât și alte vizualizări.

O vizualizare indică un tabel virtual care conține câmpuri și înregistrări. Datele conținute sunt generate dinamic pe baza unor tabele. Dacă se modifică datele din tabelele sursă, atunci se modifică și datele din vizualizare.

Vizualizările oferă o serie de avantaje, printre care pot fi amintite următoarele:

- simplifică interogările complexe; o vizualizare poate fi utilizată pentru a ascunde utilizatorilor finali complexitatea tabelelor sursă;
- sunt rulate prin intermediul instrucțiunii SELECT;
- limitează accesul la date pentru anumiți utilizatori;
- asigură securitate sporită; există posibilitatea de a crea vizualizări care pot fi doar citite de utilizatori;
- permit introducerea de câmpuri calculate.

O vizualizare aparține unei baze de date. Implicit, o vizualizare nouă este creată în baza de date activă. Pentru a specifica explicit baza de date în care urmează a fi creată vizualizarea, aceasta trebuie să aibă o denumire de genul *nume\_baza\_date.nume\_vizualizare*.

Tabelele de bază și vizualizările aparțin aceluiași spațiu de nume, definit de către baza de date, deci o bază de date nu poate conține o tabelă și o vizualizare care să aibă același nume. Vizualizările trebuie să conțină nume unice de coloane, fără duplicate, în mod similar tabelelor. Implicit, numele coloanelor returnate prin intermediul instrucțiunii SELECT sunt utilizate pentru numele coloanelor din vizualizare.

Denumirea unei vizualizări poate fi utilizată într-o interogare SELECT în mod similar numelui unui tabel. După stocare, o vizualizare poate fi utilizată fără a mai rescrie interogările de tip SELECT pe care le conține. Cea mai simplă modalitate de utilizare a unei vizualizări o constituie interogarea ei, dar o vizualizare poate fi utilizată și pentru a scrie porțiuni dintr-o interogare.

Pe lângă vizualizările de tip read-only pot fi definite și vizualizări actualizabile. Acestea pot fi utilizate în instrucțiuni de tip UPDATE, DELETE sau INSERT pentru a actualiza conținutul tabelului de bază. O vizualizare este actualizabilă, dacă între înregistrările vizualizării și cele ale tabelului de bază este stabilită o relație de tip 1 la 1. Pentru a crea o astfel de vizualizare este necesară, în plus, verificarea instrucțiunii SELECT după un set de reguli:

- instrucțiunea SELECT nu poate referi mai mult de un tabel;
- instrucțiunea SELECT nu poate utiliza clauze, precum GROUP BY sau HAVING;
- instrucțiunea SELECT nu poate utiliza clauza DISTINCT în lista de selecție;
- instrucțiunea SELECT nu poate conține expresii (funcții, funcții de sumarizare, câmpuri calculate).

Dacă o vizualizare actualizabilă este utilizată într-o instrucțiune de tip UPDATE, INSERT sau DELETE valorile din tabelul de bază vor fi actualizate.

## **10.Salvarea si restaurarea unei baze de date - utilitar mysqldump, optiuni, modalitati restaurare. (cap. 7 - pag. 122)**

În procesul de administrare a unei baze de date o deosebită importanță o prezintă salvarea și restaurarea datelor.

Cea mai populară modalitate pentru realizare a unei copii de siguranță a unei baze de date (*database backup*), în MySQL, o constituie utilitarul mysqldump. Acest utilitar poate fi utilizat pentru a descărca o bază de date sau o colecție de baze de date, pentru salvarea sau transferul acestora pe un alt server de baze de date. Operația care permite descărcarea unei baze de date conține comenzi SQL pentru crearea tabelelor și/sau popularea lor cu date.

Apelarea utilitarului mysqldump poate fi realizată prin intermediul următoarelor comenzi:

```
mysqldump [optiuni] nume_baza_date [nume_tabel ...]
mysqldump [optiuni] --databases nume_baza_date ...
mysqldump [optiuni] --all-databases
```

Utilitarul mysqldump acceptă o serie de argumente prin intermediul cărora pot fi specificate, atât datele de conectare la serverul pe care este stocată baza de date care urmează a fi descărcată, cât și modul în care sunt salvate datele corespunzătoare acesteia.

O formă simplificată de apelare a utilitarului mysqldump arată astfel:

```
mysqldump --host hostname --user utilizator --password nume_baza_date > fisier
mysqldump -h hostname -u utilizator -p nume_baza_date > fisier
```

Prezența argumentului `--databases` în comanda de apelare a utilitarului mysqldump permite introducerea unei liste de baze de date pentru care se dorește realizarea de copii de siguranță.

Cea de-a treia modalitate de apelare a utilitarului mysqldump permite salvarea tuturor bazelor de date de pe un server într-un fișier text.

Restaurarea unei baze de date, folosind un fișier care conține o copie de siguranță a bazei de date, poate fi realizată prin specificarea fișierului sursă în apelarea utilitarului linie de comandă.

```
mysql -h datahub.cm.upt.ro -u root -p universitate < universitate.sql
```

Trebuie avut în vedere faptul că înaintea apelării utilitarului linie de comandă este necesară crearea bazei de date care urmează a fi restaurată din sursa prezentă în fișierul text.

O altă modalitate de restaurare a bazei de date o constituie rularea fișierului sursă prin intermediul comenzii SOURCE. Comanda SOURCE poate fi rulată pe serverul de baze de date, dacă în prealabil a fost realizată conectarea la server.

### **BIBLIOGRAFIE:**

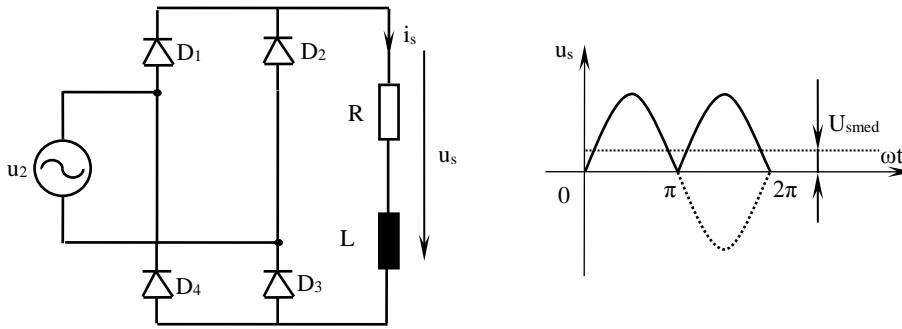
Marian Bucos, Sisteme de baze de date relationale, ISBN 978-606-554-852-7, Editura Politehnica, Timisoara, 2014



## ELECTRONICĂ DE PUTERE

**1. Să se reprezinte forma de undă a tensiunii de la ieșirea unui redresor monofazat bialternanță necomandat în punte având ca sarcină un circuit RL și sa se determine valoarea medie a tensiunii și curentului redresat.**

*Rezolvare:*

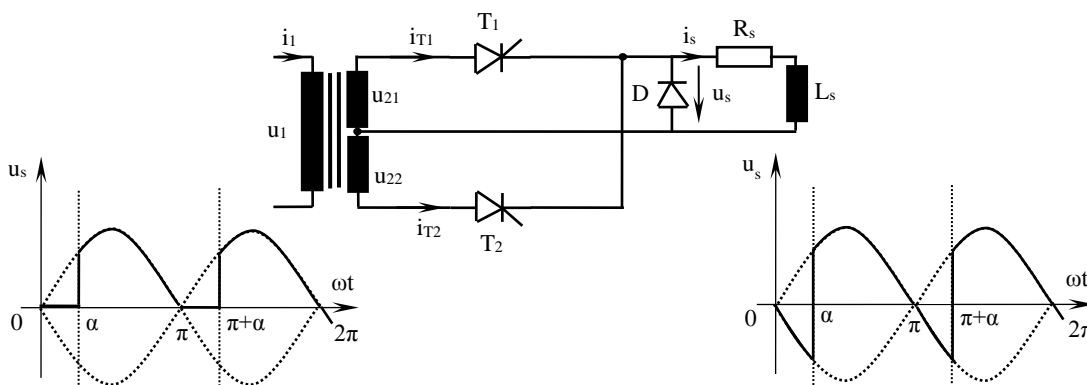


$$U_{smed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}$$

$$I_{smed} = \frac{U_{smed}}{R}, (U_{Lmed} = 0)$$

**2. Să se reprezinte forma de undă a tensiunii de la ieșirea unui redresor monofazat bialternanță comandat cu priză mediană având ca sarcină un circuit RL și diodă de nul și sa se determine \$U\_{smed}\$. Cum se modifică forma lui \$u\_s\$ și valoarea lui \$U\_{smed}\$ dacă se elimină dioda de nul, iar regimul de curent la ieșire se consideră neîntrerupt.**

*Rezolvare:*



$$U_{smed} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) =$$

$$= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (\cos \alpha - \cos \pi) =$$

$$= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

- cu diodă de nul

$$U_{smed} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) =$$

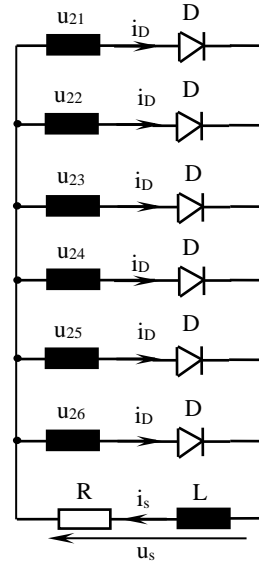
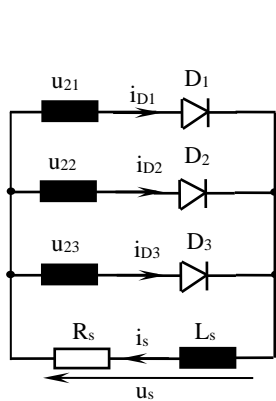
$$= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (\cos \alpha - \cos(\pi + \alpha)) =$$

$$= 2 \cdot \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot \cos \alpha$$

- fără diodă de nul și \$i\_s\$ neîntrerupt

**3. Se consideră un redresor trifazat necomandat având valoarea efectivă a tensiunilor de fază  $U_{2-3f}$  respectiv un redresor hexafazat necomandat având valoarea efectivă a tensiunilor de fază  $U_{2-6f}$ . Ce relație trebuie să satisfacă cele două valori efective astfel încât cele două redresoare să furnizeze la ieșire aceeași valoare medie a tensiunii redresate.**

*Rezolvare:*



- trifazat:

$$U_{Smed} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}$$

$$m = 3 \Rightarrow U_{Smed} = \frac{3\sqrt{6} U_{2-3f}}{2\pi}$$

$$\frac{3\sqrt{6} U_{2-3f}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{2} U_{2-6f}}{\pi} \Rightarrow U_{2-6f} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2-3f}$$

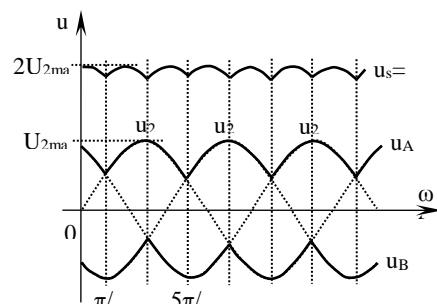
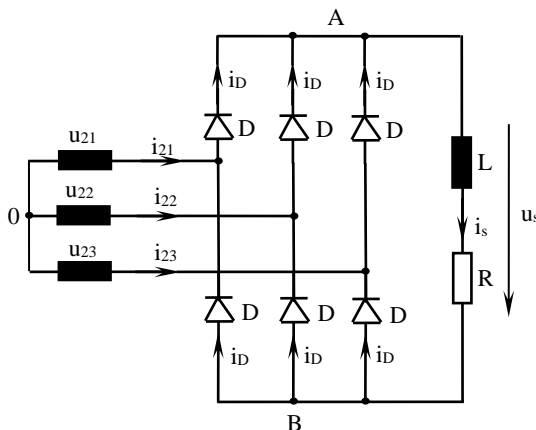
- hexfazat:

$$U_{Smed} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}$$

$$m = 6 \Rightarrow U_{Smed} = \frac{3\sqrt{2} U_{2-6f}}{\pi}$$

**4. Să se reprezinte forma de undă a tensiunii de la ieșirea unui redresor trifazat necomandat în punte având ca sarcină un circuit RL și să se determine valoarea medie a tensiunii și curentului redresat.**

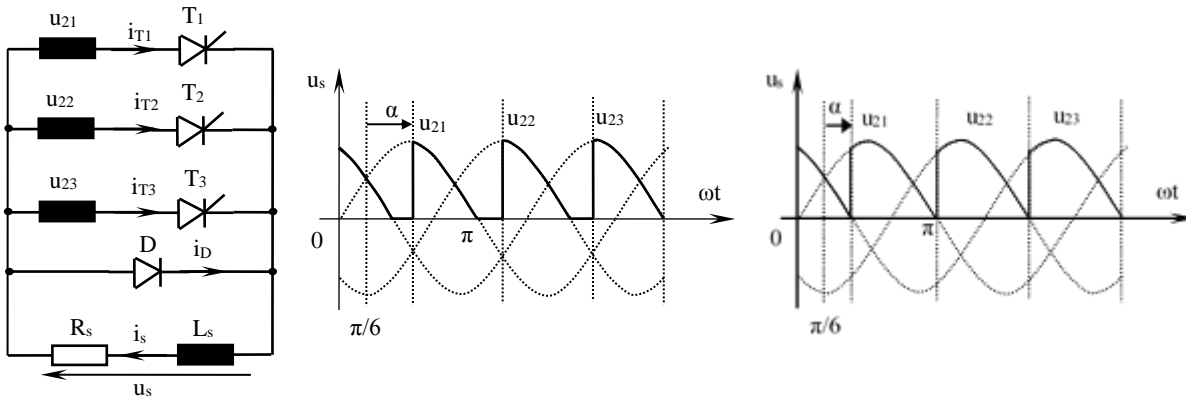
*Rezolvare:*



$$U_{Smed} = U_{A0} - U_{B0} = 2U_{A0} = 2 \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{\pi}, \quad I_{Smed} = \frac{U_{Smed}}{R}$$

**5. Să se reprezinte formele de undă ale tensiunii de la ieșirea unui redresor trifazat bialternanță comandat având ca sarcină un circuit RL și diodă de nul și sa se determine valoarea medie a acestora, pentru un unghi de comandă  $\alpha > 30^\circ$ , respectiv  $\alpha \leq 30^\circ$ .**

**Rezolvare:**

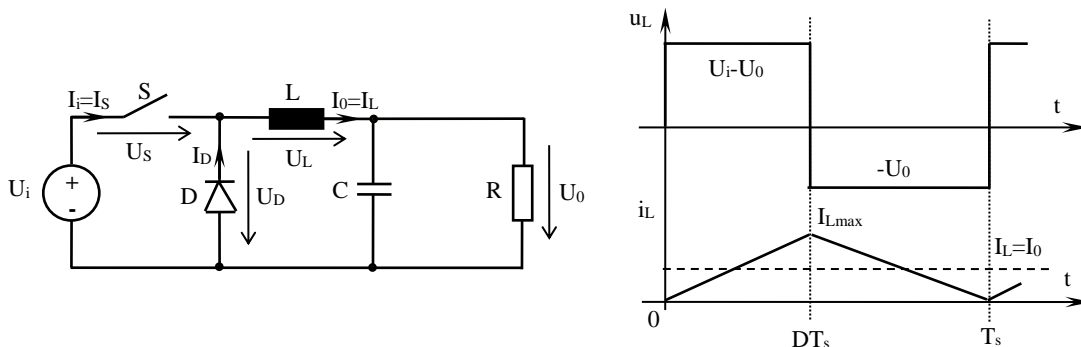


- pentru  $\alpha > 30^\circ$  : 
$$U_{Smed} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi} \left( 1 + \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right)$$

- pentru  $\alpha \leq 30^\circ$  : 
$$U_{Smed} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \cos \alpha$$

**6. Să se determine funcția de transfer și relația curentului de ieșire  $I_o$  pentru funcționarea la limita dintre CCM și DCM ale unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BUCK.**

**Rezolvare:**

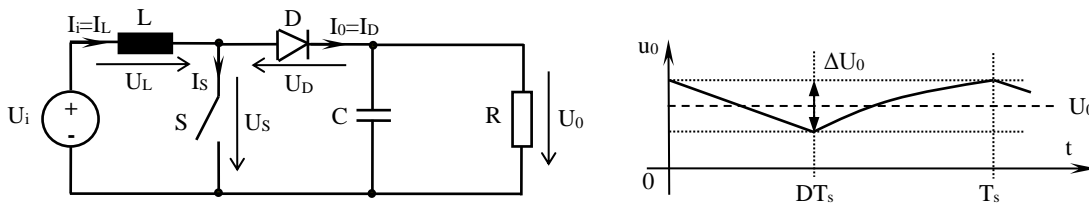


$$U_L = 0 \Leftrightarrow (U_i - U_0)DT_s + (-U_0)(1 - D)T_s = 0 \Rightarrow U_0 = DU_i$$

$$\left. \begin{aligned} I_L T_s &= \frac{1}{2} I_{L\max} T_s \Rightarrow I_L = \frac{I_{L\max}}{2} \\ I_{L\max} &= \frac{U_0(1-D)T_s}{L} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_0 = I_L = \frac{U_0(1-D)T_s}{2L} = \frac{U_i D(1-D)T_s}{2L}$$

**7. Să se reprezinte pulsația tensiunii de ieșire a unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BOOST și să se determine valoarea acesteia  $\Delta U_o$  respectiv relația tensiunii de ieșire  $U_o$ .**

*Rezolvare:*

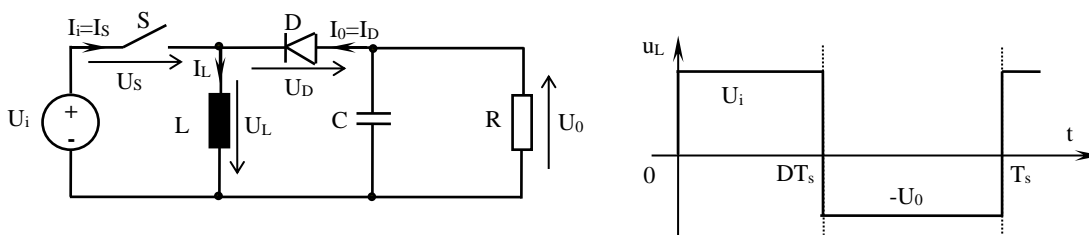


$$\Delta U_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 D T_s}{C} = \frac{I_0 D}{C f_s} = \frac{D U_o}{R C f_s} = \frac{D}{1-D} \frac{U_i}{R C f_s}$$

$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i D T_s + (U_i - U_o)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow U_o = \frac{1}{1-D} U_i$$

**8. Să se reprezinte tensiunea la bornele inductanței L a unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BUCK-BOOST și să se determine relația tensiunii de ieșire  $U_o$  a acestuia în regim CCM, respectiv valoarea maximă a curentului inductiv.**

*Rezolvare:*

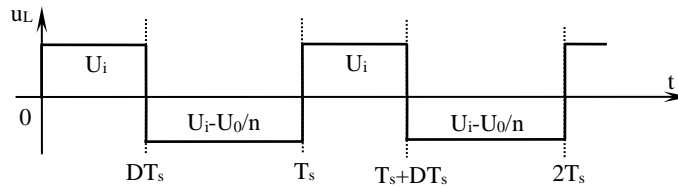
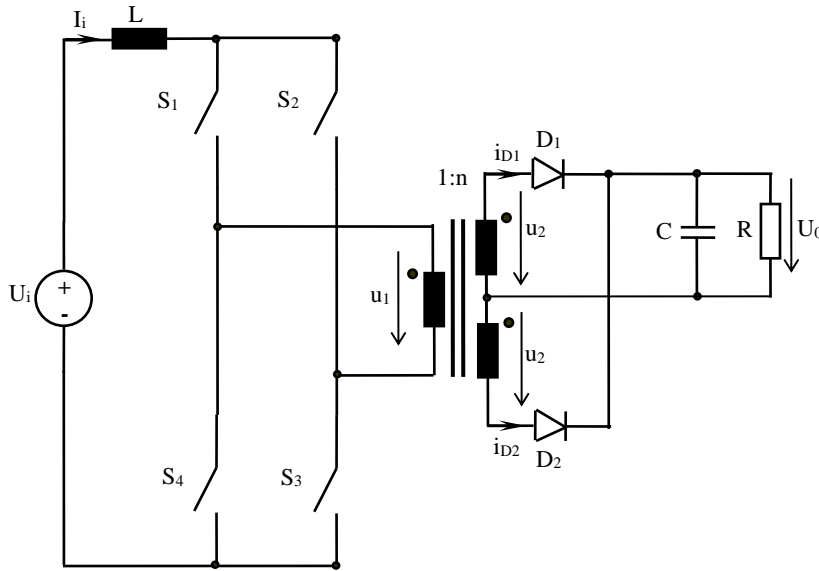


$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i D T_s + (-U_o)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow U_o = \frac{D}{1-D} U_i$$

$$\Delta I_L = \frac{U_i D T_s}{L} = \frac{U_o(1-D)T_s}{L} \Rightarrow I_{L\max} = I_L + \frac{1}{2} \Delta I_L$$

**9. Să se reprezinte tensiunea la bornele inductanței L a unui convertor dc-dc cu izolare galvanică în punte BOOST și să se determine relația tensiunii de ieșire  $U_o$  a acestuia în regim CCM. Precizați starea dispozitivelor semiconductoare pe durata celor 4 intervale de comutație.**

*Rezolvare:*

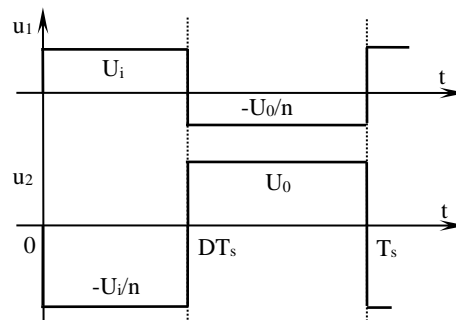
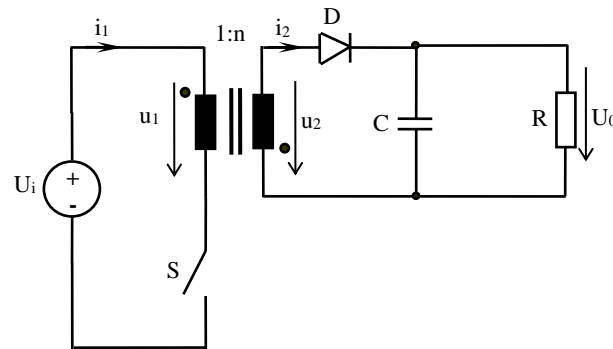


$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i DT_s + \left( U_i - \frac{U_o}{n} \right) (1 - D) T_s = 0 \Rightarrow U_o = n \frac{1}{1 - D} U_i$$

- pe intervalul  $(0, DT_s)$  :  $S_1$ - $S_2$ - $S_3$ - $S_4$  sunt în conducție iar  $D_1$ - $D_2$  sunt blocate
- pe intervalul  $(DT_s, T_s)$  :  $S_1$ - $S_3$ - $D_1$  sunt în conducție iar  $S_2$ - $S_4$ - $D_2$  sunt blocate
- pe intervalul  $(T_s, T_s + DT_s)$  :  $S_1$ - $S_2$ - $S_3$ - $S_4$  sunt în conducție iar  $D_1$ - $D_2$  sunt blocate
- pe intervalul  $(T_s + DT_s, 2T_s)$  :  $S_2$ - $S_4$ - $D_2$  sunt în conducție iar  $S_1$ - $S_3$ - $D_1$  sunt blocate

**10. Să se reprezinte tensiunile din primarul și secundarul transformatorului unui convertor dc-dc cu izolare galvanică FLYBACK și să se determine relația tensiunii de ieșire  $U_o$  a acestuia în regim CCM. La ce solicitare maximă în tensiune este supus switch-ul S.**

*Rezolvare:*



$$U_1 = 0 \Leftrightarrow U_i D T_s + \left(-\frac{U_o}{n}\right)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow U_o = n \frac{D}{1-D} U_i$$

$$U_{S \max} = U_i + \frac{U_o}{n}$$

## SISTEME DE TELEVIZIUNE

### 1. Condiția realizării unei explorări întretesute corecte și realizarea practică a acestei condiții.

Pentru realizarea unei explorări întretesute corecte este necesar ca elementul de explorare să parcurgă același traseu pe cadrul de imagine, adică o curbă închisă. În consecință, între frecvența liniilor  $f_H$  și frecvența câmpurilor  $f_V$ , respectiv frecvența cadrelor  $f_C$ , trebuie să existe relațiile:

$$f_H = Z \cdot f_C = \frac{Z}{2} f_V \quad (2.6)$$

din care se determină frecvența de explorare pe orizontală (frecvența liniilor)  $f_H$ .

Parametrii explorării liniare întretesute în standardul de televiziune european sunt:

$$f_V = 50 \text{ Hz iar } T_V = 20 \text{ ms,}$$

$$f_C = 25 \text{ Hz iar } T_C = 40 \text{ ms,}$$

$$Z = 625 \text{ linii de explorare/cadru, } Z/2 = 312,5 \text{ linii de explorare/câmp,}$$

$$f_H = 625 \times 25 = 15.625 \text{ Hz iar } T_H = 64 \mu\text{s.}$$

Se constată că durata de explorare a unui cadru de imagine este de două ori mai mare decât la explorarea progresivă.

➤ Impulsurile de sincronizare, pe orizontală cu frecvența  $f_H$ , și pe verticală cu frecvența  $f_V$ , sunt generate în camera de televiziune într-un bloc denumit sincrogenerator. Pentru a se realiza o explorare întretesută corectă, raportul între frecvența liniilor și frecvența câmpurilor trebuie păstrat riguros constant, egal cu numărul liniilor dintr-un câmp, adică:

$$\frac{f_H}{f_V} = \frac{Z}{2} = 312,5 \quad (2.7)$$

În acest scop se folosește metoda divizării unei frecvențe, egală de regulă cu dublul frecvenței liniilor (31.250 Hz), dată de un oscilator pilot stabil.

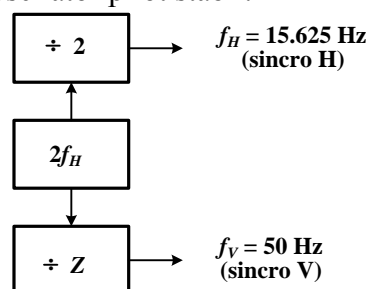


Fig. 2.6. Schema bloc a unui sincrogenerator cu divizare de frecvență.

### 2. Cum se realizează practic obținerea imaginilor monocromatice, corespunzătoare culorilor de referință R, G, B.

Transformarea imaginii optice plane în cele trei semnale video de culoare, denumite, în cele ce urmează, *semnale de culoare primare* ( $R$ ,  $G$ ,  $B$ ) are loc în camera TV tricromă, a cărei schemă bloc simplificată este dată în figura 5.5.

În procesul de transformare a imaginii optice plane în cele trei semnale video de culoare (semnale de culoare primare) se disting două etape esențiale:

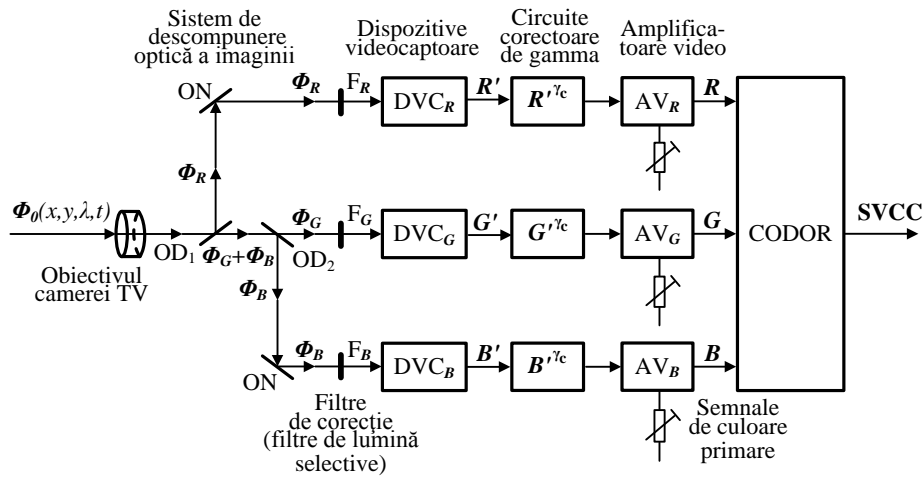


Fig. 5.5. Schema bloc simplificată a camerei TV tricrome.

- descompunerea optică a imaginii color în trei imagini monocromatice, corespunzătoare culorilor de referință  $R, G, B$ ;
- transformarea fiecărei imagini monocromatice în semnal video de culoare.

Descompunerea fluxului luminos  $\Phi_0(x,y,\lambda,t)$  în cele trei fluxuri luminoase  $\Phi_R, \Phi_G$  și  $\Phi_B$ , corespunzătoare culorilor de referință  $R, G, B$ , se realizează cu ajutorul unui sistem de oglinzi dicroice  $OD_1$  și  $OD_2$ .

Oglinda dicroică are proprietatea de a lăsa să treacă prin ea fluxul luminos corespunzător unei anumite părți din spectrul vizibil și de a reflecta restul. Oglinda dicroică  $OD_1$  lasă să treacă prin ea domeniile de verde și albastru, adică fluxurile  $\Phi_G$  și  $\Phi_B$ , și reflectă domeniul de roșu al spectrului vizibil, adică fluxul  $\Phi_R$ , iar oglinda dicroică  $OD_2$  lasă să treacă prin ea domeniul de verde, adică fluxul  $\Phi_G$ , și reflectă domeniul de albastru, adică fluxul  $\Phi_B$ . Oglinzile normale  $ON$  au rolul de a dirija fluxurile luminoase selectate, de roșu și, respectiv, de albastru, către dispozitivele videocaptoare corespunzătoare.

Pe traseele celor trei fluxuri luminoase se introduce câte un filtru de lumină selectiv (filtru de corecție)  $F_R, F_G$  și, respectiv,  $F_B$ , centrate, fiecare, pe lungimea de undă dominantă a culorii de referință respective. Ele au rolul de a corecta caracteristicile spectrale ale dispozitivelor videocaptoare (figura 5.6) și de a realiza o echilibrare în ceea ce privește atenuarea fluxurilor luminoase pe cele trei trasee, avându-se în vedere că o oglindă dicroică permite trecerea unei porțiuni a fluxului luminos în proporție de 95 % și realizează un coeficient de reflexie a celeilalte porțiuni într-o proporție de până la 85 %.

Dispozitivele videocaptoare  $DVC_R, DVC_G$  și  $DVC_B$  transformă fluxurile luminoase  $\Phi_R, \Phi_G$  și  $\Phi_B$  în semnalele electrice  $R', G'$  și, respectiv  $B'$ , numite semnale de culoare primare. Dispozitivele videocaptoare prezintă o caracteristică spectrală selectivă, centrată pe lungimea de undă dominantă a culorii de referință, după cum se prezintă în figura 5.6, spre deosebire de tuburile videocaptoare în alb-negru,  $DV_{A/N}$ , care prezintă o caracteristică spectrală extinsă pe întregul spectru vizibil.

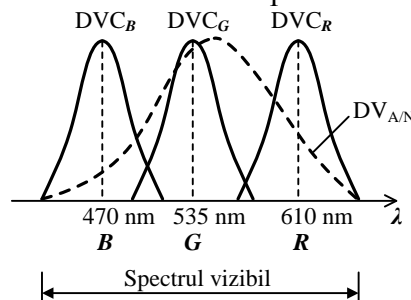


Fig. 5.6. Caracteristicile spectrale ale celor trei dispozitive videocaptoare.



După fiecare din dispozitivele videocaptoare se efectuează o corecție de gamma (cunoscută și sub denumirea de corecție de contrast), destinată să compenseze neliniaritatea caracteristicii de transfer a sistemului de televiziune, în principal, neliniaritatea caracteristicilor de transfer ale dispozitivului videocaptor și ale dispozitivului de redare a imaginii (în particular, a tubului cinescop).

Această corecție este necesară deoarece transmiterea corectă a imaginilor de televiziune este condiționată de redarea corectă a gradațiilor (nivelurilor) de luminanță din imaginea originală. Cu alte cuvinte, într-o transmisie TV se vor reda corect gradațiile de luminanță din imaginea originală, atunci când, captând imaginea scării liniare de gri, se obține la recepție, de asemenea, o scară liniară de gri (figura 5.7).

Neliniaritatea caracteristicii de transfer a unui sistem de televiziune influențează și asupra saturației culorilor reproduse. Principiul corecției de gamma este prezentat în paragraful 5.3.1.

Amplificarea fiecăruia din amplificatoarele video  $AV_R$ ,  $AV_G$  și  $AV_B$  se reglează astfel încât, pentru lumina albă de referință, care prin definiție reprezintă cea mai mare strălucire care se poate întâlni într-o imagine, să fie satisfăcută condiția:

$$R = G = B = 1 V_{VV} \quad (5.1)$$

operație care poartă numele de reglajul sau *balansul albului*.

Ca urmare, la captarea unei imagini acromatice (în alb-negru), amplitudinile celor trei semnale video de culoare sunt egale, adică:

$$R = G = B = (0 \div 1) V_{VV} \quad (5.2)$$

Codorul (circuitul de codare al canalului) asigură compatibilitatea între sistemele TV în culori și în alb-negru. La ieșirea codorului se obține semnalul video complex de culoare (SVCC), prin însumarea semnalului de luminanță,  $Y$ , cu semnalul de crominanță modulată,  $C$ .

### **3. Determinați numărul de bare verticale albe și negre vizibil pe ecranul unui monitor TV dacă frecvența semnalului transmis este de 250 kHz. Este influențată rezoluția pe verticală a sistemului TV dacă se limitează banda de frecvență a semnalului transmis?**

Frecvența video maximă corespunde unei imagini cu cel mai mare număr de detalii, adică unei imagini sub formă de tablă de șah, formată dintr-o succesiune de pătrățele albe și negre – figura 2.4. Avându-se în vedere capacitatea limitată a sistemului vizual de a distinge detalii, frecvența video maximă se determină din condiția obținerii unei rezoluții pe orizontală egală cu cea pe verticală. În acest caz elementul de imagine este un pătrat cu latura egală cu pasul de explorare  $\delta$ , adică cu dimensiunea unei linii de explorare.

În urma procesului de explorare a imaginii din figura 2.4 se obține semnalul de imagine  $e_V(t)$ . Datorită dimensiunii finite a elementului de explorare, semnalul de imagine este determinat de luminanța tuturor elementelor de imagine care intră în limitele suprafeței elementului de explorare, ceea ce determină, ca la limita de rezoluție, semnalul de imagine să prezinte o formă de variație sinusoidală cu toate că variația luminanței  $L$  este de formă dreptunghiulară (sunt așa-numitele distorsiuni de apertură, v. paragraful 3.1).

În aceste condiții, frecvența video maximă se determină cu relația:

$$f_{V \max} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau} \quad (2.2)$$

unde  $T$  este perioada semnalului imagine iar  $\tau$  – durata explorării unui element de imagine (pătrățel).

În cele ce urmează,  $\tau$  se determină acoperitor ca raportul între durata explorării unui cadru de imagine,  $T_C = 1/f_C$ , și numărul de elemente de imagine din cadru.

Pentru un cadru de imagine compus din  $Z$  linii de explorare și  $N_H$  elemente de imagine pe o linie de explorare, unde:

$$N_H = \frac{l}{\delta} \cong \frac{l}{h} Z = p \cdot Z \quad (2.3)$$

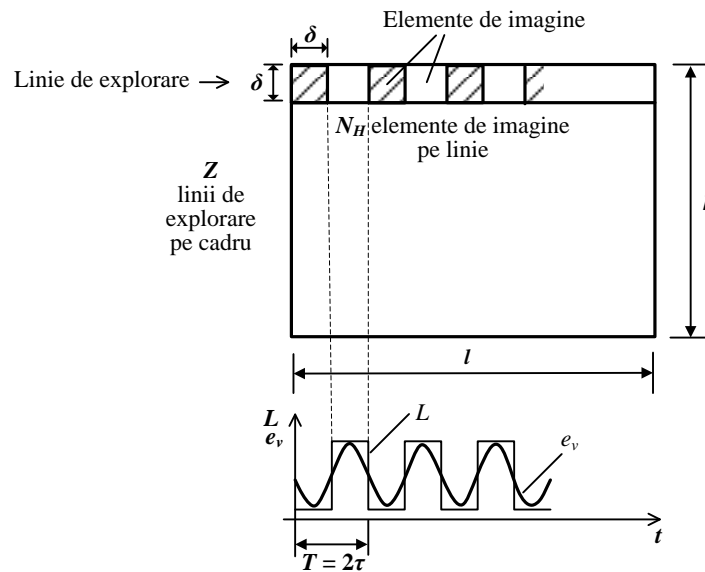


Fig. 2.4. Obținerea semnalului de imagine de frecvență maximă.

numărul total de elemente de imagine este  $p \cdot Z^2$  iar durata explorării unui element de imagine este:

$$\tau = \frac{T_C}{p \cdot Z^2} = \frac{1}{p \cdot Z^2 \cdot f_C} \quad (2.4)$$

Ca urmare, frecvența video maximă a semnalului imagine, rezultat la explorarea pe orizontală a imaginii din figura 2.4, este dată de relația:

$$f_{V \max} \cong \frac{1}{2} p \cdot Z^2 \cdot f_C \quad (2.5)$$

Pentru valorile standardizate:  $p = 4/3$ ,  $Z = 625$  linii /cadru și  $f_C = f_V = 50$  Hz, frecvența video maximă are valoarea  $f_{V \max} \cong 13$  MHz iar lărgimea de bandă a canalului de televiziune în cazul folosirii modulației de amplitudine este  $B = 2 f_{V \max} \cong 26$  MHz.

Analizând relația (2.5) se constată că micșorarea frecvenței maxime din spectrul semnalului video poate fi realizată fie prin micșorarea numărului de linii/cadru, ceea ce conduce la micșorarea rezoluției imaginii redate, fie prin micșorarea frecvenței cadrelor, ceea ce conduce la apariția senzației de pâlpare.

În dorința de a micșora banda de frecvențe a semnalului video, fără a afecta calitatea imaginii, în televiziunea radiodifuzată se utilizează cea de a doua metodă, folosind explorarea liniară întretesută, care asigură absența senzației oboseitoare de pâlpare.

### **1.1.8. Numărul liniilor de explorare**

Avându-se în vedere puterea de rezoluție limitată a sistemului vizual, adică posibilitatea limitată de a distinge două linii sau două puncte luminoase apropiate, fiecare cadru de imagine este descompus într-o rețea de suprafețe elementare discrete (elemente de imagine). Ca urmare, în situația în care ecranul este privit de la o anumită distanță de vizionare, raportată la dimensiunea ecranului (ca regulă practică: minimum  $5 \times h$ ,  $h$  fiind înălțimea ecranului), imaginea construită din elemente discrete (linii sau puncte) este percepută de ochiul uman ca o imagine continuă.

Prin transmiterea secvențială a informației de luminanță a fiecărui element de imagine, cu observația că intervalul de timp  $\tau$  alocat transmiterii pentru un element de imagine este bine stabilit din considerentul transmiterii secvențiale a informației tuturor elementelor de imagine în

intervalul de timp alocat unui cadru, rezultă transformarea informație de luminanță în semnal electric.

În mod practic, procesul discretizării unui cadru de imagine are loc în două etape succesive, întâi pe linii și apoi pe elemente de imagine.

În televiziunea analogică discretizarea unui cadru de imagine, pe linii și elemente de imagine, se realizează prin citirea secvențială a sarcinilor acumulate pe suprafața unui mozaic de elemente fotosensibile izolate a unui dispozitiv videocaptor cu transfer de sarcină de tip CCD.

În televiziunea digitală semnalul video analogic corespunzător unui element de imagine este transformat într-un semnal digital prin intermediul conversiei analog-digitale, adică într-un cuvânt de cod format, de regulă, din 8 biți.

Prin descompunerea imaginii în  $Z$  linii de explorare, sistemul de televiziune poate reda pe verticală cel mult  $Z$  benzi succesiv negre și albe de lățime  $\delta = h/Z$ , numite linii de definiție, unde  $\delta$  reprezintă pasul de explorare pentru un cadru de imagine de înălțime  $h$  și lățime  $l$ , prezentat în figura 1.6.

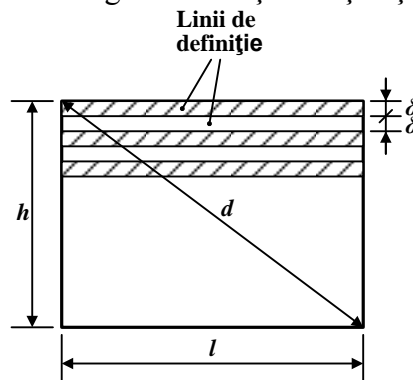


Fig. 1.6. Dimensiunile cadrului de imagine.

În realitate, din cele  $Z$  linii de explorare doar  $Z_a$  sunt linii de explorare active (purtătoare de informație), deoarece 8 % din timpul de transmisie al unui cadru de imagine este folosit pentru întoarcerea spotului pe verticală.

În norma de televiziune europeană s-a ales  $Z = 625$  linii de explorare/cadru, dintre care doar  $Z_a = 575$  sunt linii active (purtătoare de informație). Pentru norma de televiziune americană s-a ales  $Z = 525$  linii de explorare/cadru.

Faptul că inițial s-a stabilit să nu se folosească la explorare mai mult de 625 linii s-a datorat limitărilor tehnice din momentul respectiv, întrucât frecvența maximă a semnalului video și deci banda de frecvențe a canalului de transmisie în radiofrecvență crește proporțional cu  $Z_a^2$ .

#### 4. Care sunt semnalele primare ce se transmit într-un sistem TV în culori compatibil și cum se obțin aceste semnale?

##### 1.2. Semnalul de luminanță

Având în vedere cele prezentate în paragraful 5.2 (v. fig. 5.4), se impune ca într-un sistem TV în culori să se transmită semnalul de luminanță  $Y$ , care să reflecte corect luminanța obiectului, adică, să fie identic cu cel care s-ar obține dacă captarea și transmisia s-ar face în sistemul TV în alb-negru. Acest semnal nu se obține direct din explorarea imaginii electronice.

Captarea imaginii, la ieșirea dispozitivelor videocaptoare, se realizează conform modelului  $RGB$ , iar semnalele folosite în televiziunea în culori sunt semnalele date de modelul  $Y, R-Y, B-Y$ . Aceasta presupune obținerea prin calcul a semnalului de luminanță și a semnalelor diferență de culoare din semnalele de culoare primare.

Contribuția celor trei semnale de culoare primare  $R$ ,  $G$ ,  $B$  la semnalul de luminanță  $Y$ , este dată de expresia:

$$Y = aR + bG + cB \quad (5.10)$$

care precizează faptul că albul de referință se obține dacă luminanțele culorilor de sinteză  $R$ ,  $G$ ,  $B$  se amestecă în proporțiile date de coeficienții  $a$ ,  $b$  și, respectiv,  $c$ .

Pentru a se determina contribuția celor trei semnale de culoare primare la semnalul de luminanță, se au în vedere:

- caracteristica de sensibilitate spectrală relativă a ochiului, și
- raportarea luminanței oricărei culori la luminanța albului de referință, care generează un semnal video de amplitudine maximă, adică  $Y = 1 V_{VV}$ , ceea ce este echivalent cu:

$$a + b + c = 1 \quad (5.11)$$

întrucât în acest caz  $R = G = B = 1 V_{VV}$ .

Sistemul vizual uman, în fața unei imagini color, face ponderarea luminanței în funcție de lungimea de undă a radiațiilor luminoase, conform curbei de sensibilitate spectrală relativă prezentată în figura 5.9. Această curbă arată cum variază sensibilitatea ochiului  $S_\lambda$ , adică senzația de strălucire, în funcție de lungimea de undă a radiației luminoase monocromatice de intensitate energetică constantă. Se constată că, la luminanțe egale, ochiul percepe strălucirea roșului mai redusă decât a verdelui sau a galbenului, dar mai puternică decât cea a albastrului sau a negrului.

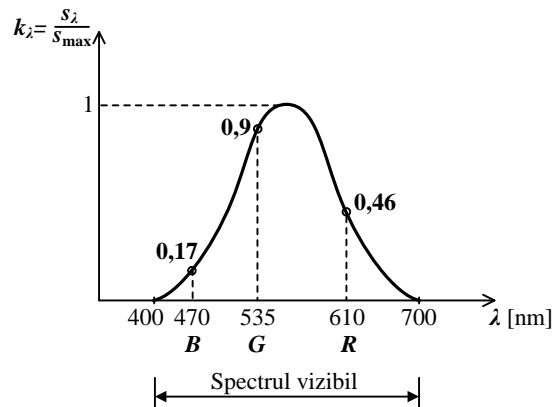


Fig. 5.9. Caracteristica de sensibilitate spectrală relativă a ochiului.

Într-un sistem TV în alb-negru, când pe ecran se reproduc doar informațiile de luminanță ale imaginii, se pune problema ca detaliile colorate, de luminanțe egale, să fie reproduse în alb-negru cu străluciri ponderate, în corelație cu caracteristica de sensibilitate spectrală a ochiului, întrucât în fața unui ecran alb-negru ochiul nu poate face ponderarea menționată. Acest deziderat se realizează prin faptul că dispozitivul videocaptor, în televiziunea în alb-negru, prezintă o caracteristică spectrală asemănătoare cu caracteristica de sensibilitate spectrală a ochiului (v. fig. 5.6). În acest caz, pe ecranul alb-negru, detaliile colorate albastru și roșu vor fi reproduse printr-un gri-negru, cele colorate mov și verde – printr-un gri mai deschis, iar cele colorate turcoaz și galben – printr-un gri și mai deschis. Cu alte cuvinte, o miră cu bare color va fi redată pe ecranul alb-negru printr-o miră cu bare de gri.

În sistemul TV în culori compatibil, dispozitivele videocaptoare nu mai prezintă caracteristici spectrale asemănătoare cu caracteristica de sensibilitate spectrală a ochiului (v. fig. 5.6). Ca urmare, dispozitivele videocaptoare nu mai ponderează luminanța detaliilor colorate, în funcție de lungimea de undă a radiațiilor luminoase. Această ponderare se realizează în blocul denumit codor, folosindu-se o matrice de formare a semnalului  $Y$  din cele trei semnale de culoare primare, pe baza relației (5.10).

Coeficienții  $a$ ,  $b$  și  $c$  precizează contribuția celor trei semnale de culoare primare  $R$ ,  $G$  și  $B$  la formarea semnalului de luminanță. La determinarea lor s-a avut în vedere, pe de o parte, valorile

sensibilității relative a ochiului,  $k_\lambda$ , pentru culorile primare  $R$ ,  $G$ ,  $B$  (v. fig. 5.9) și, pe de altă parte, realizarea condiției (5.11).

În aceste condiții:

$$a = \frac{k_{\lambda R}}{k_{\lambda R} + k_{\lambda G} + k_{\lambda B}} = \frac{0,46}{0,46 + 0,9 + 0,17} = 0,30$$

$$b = \frac{k_{\lambda G}}{k_{\lambda R} + k_{\lambda G} + k_{\lambda B}} = \frac{0,9}{0,46 + 0,9 + 0,17} = 0,59$$

$$c = \frac{k_{\lambda B}}{k_{\lambda R} + k_{\lambda G} + k_{\lambda B}} = \frac{0,17}{0,46 + 0,9 + 0,17} = 0,11$$

și, ca urmare, semnalul de luminanță se obține cu circuitul de matriciere  $M_Y$  din figura 5.10, pe baza relației:

$$Y = 0,30R + 0,59G + 0,11B \quad (5.12)$$

În cazul transmisiei unor imagini acromatice (în alb-negru), semnalul de luminanță corespunzător tonurile de gri (de la negru la alb) este dat de relația:

$$Y = R = G = B = (0 \div 1) V_{VV} \quad (5.13)$$

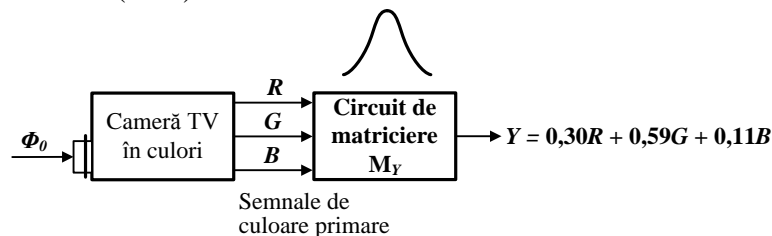


Fig. 5.10. Obținerea semnalului de luminanță.

Albul de referință se obține pe ecranul tubului cinescop dacă luminanțele culorilor de sinteză  $R$ ,  $G$ ,  $B$  se amestecă în raportul:

$$L_R : L_G : L_B = 0,30 : 0,59 : 0,11 \quad (5.14)$$

Relația (5.14) evidențiază luminanța unei culori în raport cu luminanța albului de referință.

### 1.3. Semnalele diferență de culoare

Pentru a se respecta principiul luminanței constante, întrucât semnalul de luminanță  $Y$  conține toată informația referitoare la luminanța culorii, trebuie să se înlăture (să se scadă) această componentă din semnalele  $R$ ,  $G$ ,  $B$ . Din acest motiv se transmit așa-numitele *semnale diferență de culoare*, definite prin relațiile:

$$R - Y = R - (0,30R + 0,59G + 0,11B) = 0,70R - 0,59G - 0,11B$$

$$G - Y = 0,30R + 0,41G - 0,11B \quad (5.15)$$

$$B - Y = -0,30R - 0,59G + 0,89B$$

Transmiterea semnalelor diferență de culoare în locul semnalelor de culoare primare prezintă și următoarele avantaje:

- La transmisiuni în alb-negru (trepte tonale de gri, de la negru la alb) fiind satisfăcută relația (5.13), rezultă:

$$R - Y = G - Y = B - Y = 0 \quad (5.16)$$

Ca urmare, la transmisiuni în alb-negru, semnalele diferență de culoare fiind nule, nu au nici o influență la recepție pe televizoarele în alb-negru sau în culori. În schimb, semnalul de luminanță  $Y$  va avea amplitudinea corespunzătoare nivelului de gri transmis, adică  $Y = (0 \div 1) V_{VV}$ .

- Într-un sistem TV în culori nu este necesar să se transmită toate cele trei semnale diferență de culoare, întrucât oricare din ele se poate obține din celelalte două.

La alegerea celor două semnale diferență de culoare, care se transmit la recepție, s-a avut în vedere că semnalul  $G-Y$  are valoarea vârf-vârf cea mai mică din cele trei semnale diferență de culoare, ceea ce înseamnă că va fi cel mai expus la perturbații.

În concluzie, în sistemele de televiziune în culori se transmit trei semnale video: semnalul de luminanță  $Y$  și semnalele diferență de culoare  $R-Y$  și  $B-Y$ , cunoscute sub denumirea de *semnale primare de transmisie*. Semnalul diferență de culoare  $G-Y$  se reconstituie în receptorul TV pe baza expresiei:

$$G-Y = -0,51(R-Y) - 0,19(B-Y) \quad (5.17)$$

Semnalele diferență de culoare  $R-Y$  și  $B-Y$  se obțin în codorul camerei TV cu circuitele de matriciere  $M_{R-Y}$ , respectiv,  $M_{B-Y}$  (v. fig. 5.14), pe baza relațiilor (5.15), iar semnalul diferență de culoare  $G-Y$  se obține în decodorul receptorului TV cu circuitul de matriciere  $M_{G-Y}$  (v. fig. 5.15), pe baza relației (5.17).

Experiențele au arătat că acuitatea sistemului vizual uman, față de informația de culoare, este de câteva ori mai redusă decât față de informația de luminanță, mai ales când trebuie identificate culorile detaliilor mici din imagine. Mai mult, detaliile fine ale imaginilor sunt percepute de ochi prin variația luminanței, adică în alb-negru. Ca urmare, o imagine color bună se obține și în cazul în care banda de frecvențe a semnalelor diferență de culoare se reduce de 4÷5 ori față de banda de frecvențe a semnalului de luminanță.

Întrucât banda de frecvențe a semnalului de luminanță este de 6 MHz, respectiv 5 MHz, stabilită prin norma de bază a sistemului TV în alb-negru, rezultă că banda de frecvențe a semnalelor diferență de culoare poate fi redusă la (1,2÷1,5) MHz, fără a afecta calitatea imaginii transmise.

## 5.. Semnalul video complex de culoare. Alegerea frecvenței subpurtătoare pentru semnalul de crominanță.

### 1.4. Semnalul video complex de culoare

În televiziunea radiodifuzată, transmiterea celor trei semnale primare  $Y$ ,  $R-Y$  și  $B-Y$  se face pe un singur canal de transmisie, caracterizat prin lărgimea de bandă stabilită prin norma de televiziune adoptată (6 MHz, respectiv 5 MHz).

Întrucât cele trei semnale primare de transmisie ocupă un spectru de frecvențe mai mare decât cel alocat canalului video, pentru transmisia unui program TV, semnalele primare de transmisie  $Y$ ,  $R-Y$  și  $B-Y$  sunt supuse unei operații de codare, astfel încât semnalul codat obținut, cunoscut sub denumirea de *semnal video complex de culoare*, să poată fi transmis prin canalul alocat și să poată fi decodat la recepție, cu scopul de a se obține semnalele primare de transmisie, ce urmează să fie prelucrate pe căi distincte. De fapt, semnalele  $R-Y$  și  $B-Y$  (fără impulsuri de stingere și sincronizare) se codează, rezultând semnale codate NTSC, PAL, respectiv SECAM, care apoi se adaugă la semnalul video complex  $Y$  (care conține semnalul de stingere și de sincronizare), rezultând, astfel, semnalul video complex de culoare, SVCC.

Realizarea transmisiei celor trei semnale primare în lărgimea de bandă alocată canalului video, se bazează pe observația că spectrele de frecvențe ale semnalelor  $Y$ ,  $R-Y$  și  $B-Y$  sunt spectre discrete, formate din pachete de linii spectrale centrate pe multipli ai frecvenței liniilor (figurile 5.12.a și b). Mai mult, între pachetele de linii spectrale alăturate ale semnalului de luminanță, cu frecvență centrală relativ mare (peste 1,5 MHz), există intervale libere, care se pot ocupa, prin intercalarea (întreșeserea) pachetelor de linii spectrale ale semnalului de crominanță modulată,  $C$ , adică limitat și translatat în domeniul frecvențelor superioare, între pachetele de linii spectrale ale semnalului de luminanță  $Y$  (figurile 5.12. a, c și d).

Ca urmare, semnalul video complex de culoare,  $Y+C$ , obținut prin însumarea semnalelor de luminanță și de crominanță modulată, ocupă aceeași bandă de frecvențe ca semnalul video complex în sistemul TV în alb-negru.

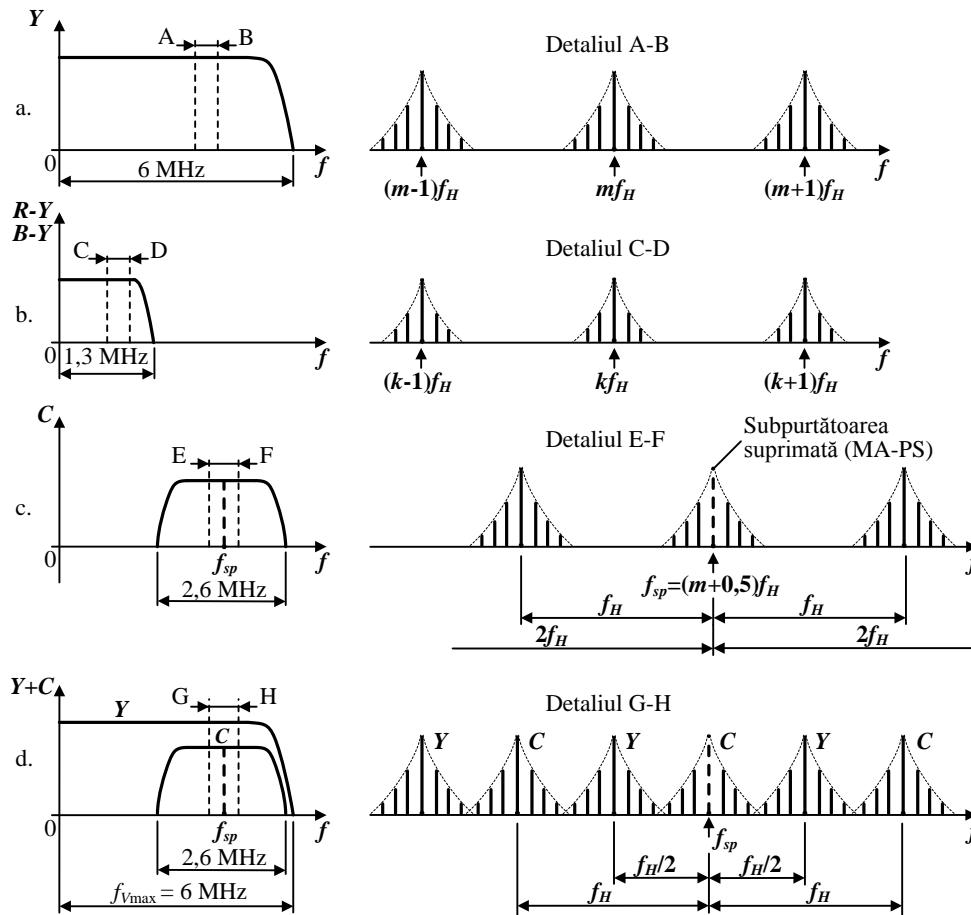


Fig. 5.12. Intercalarea spectrelor de frecvențe în sistemul TV în culori:  
 a) semnalul de luminanță; b) semnalele diferență de culoare;  
 c) semnalul de crominanță modulată; d) semnalul SVCC.

Semnalul de crominanță modulată se obține folosind ca suport o subpurtătoare, numită de crominanță,  $f_{sp}$ , care este modulată în amplitudine și în cuadratură cu cele două semnale diferență de culoare (sistemele NTSC și PAL), sau în frecvență, cu câte un semnal diferență de culoare, și transmiterea alternativă a acestora (sistemul SECAM). Prin modulație se asigură translatarea tuturor componentelor spectrale ale semnalelor diferență de culoare în partea superioară a spectrului de frecvențe al semnalului de luminanță, cu frecvența subpurtătoarei de crominanță (figura 5.13).

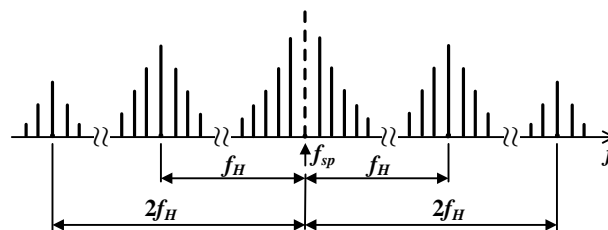


Fig. 5.13. Spectrul de frecvențe al semnalului de crominanță modulată în amplitudine (MA-PS).

Dacă frecvența subpurtătoarei se alege egală cu un multiplu impar al jumătății frecvenței de linii  $f_H$ , adică:

$$f_{sp} = (2m + 1) \frac{f_H}{2} = (m + 0,5) f_H \tag{5.17}$$

pachetele de linii spectrale ale semnalului de crominanță modulată,  $C$  (figura 5.13) se vor plasa, la jumătatea intervalelor libere, între pachetele de linii spectrale ale semnalului de luminanță,  $Y$  (figura 3.12.d).

Semnalul video complex de culoare conține și un semnal pentru prelucrarea corectă a informației de culoare transmise. El este plasat pe palierul posterior al impulsurilor de stingere.

În sistemul PAL acest semnal este cunoscut sub denumirea de *semnal de sincronizare a culorii* (sau "burst"),  $S_C$ , și are rolul de a regenera în receptor subpurtătoarea de crominanță, adică un semnal sinusoidal cu frecvența  $f_{sp}$ . Pentru realizarea acestei cerințe, în componența semnalului video complex de culoare se transmite, pe palierul posterior al impulsurilor de stingere pe orizontală (palierul posterior impulsului de sincronizare linii) un semnal, sub forma unei salve de sinusoidale (tren de 8÷10 sinusoidale), având frecvența subpurtătoarei  $f_{sp}$ .

În sistemul SECAM, pe palierul posterior al impulsurilor de stingere pe orizontală se transmit semnale având frecvențele subpurtătoare  $f_{OR}$ , respectiv  $f_{OB}$ , corespunzătoare secvenței liniilor ce se transmit, avându-se în vedere transmisia succesivă a semnalelor de culoare. În sistemul SECAM, suplimentar, se transmite așa-numitul semnal de identificare a culorii,  $I_C$ , pe durata a nouă linii a impulsului de stingere pe verticală, care are rol în recunoașterea ordinii de transmitere a semnalelor diferență de culoare.

## 6. Cum se transmite informația de culoare în sistemul PAL și care este principiul modulației utilizate.

### 1.5. Principiul modulației de amplitudine în cuadratură

Modulația de amplitudine în cuadratură (MAQ) folosește un singur semnal purtător, cunoscut sub denumirea de *subpurtătoare de crominanță*, de frecvență  $f_{sp}$ , pentru transmisia simultană a celor două semnale diferență de culoare,  $R-Y$  și  $B-Y$ .

Implementarea modulației de amplitudine în cuadratură se bazează pe utilizarea a două modulatori în amplitudine cu purtătoarea suprimată (MA-PS) și a unui oscilator pilot, care generează două semnale armonice, cu aceeași frecvență,  $f_{sp}$ , dar defazate cu  $90^\circ$ , adică două semnale în cuadratură de forma:

$$u_{sp1} = U_{sp} \sin \omega_{sp} t \quad (7.1)$$

$$u_{sp2} = U_{sp} \sin(\omega_{sp} t + 90^\circ) = U_{sp} \cos \omega_{sp} t \quad (7.2)$$

Principiul modulației de amplitudine în cuadratură este prezentat prin schema bloc dată în figura 7.1.

Pentru a obține la emisie semnalul de crominanță modulată,  $C$ , subpurtătoarea de crominanță este generată cu fază zero ( $\sin \omega_{sp} t$ ) pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul  $B-Y$  și cu fază de  $90^\circ$  ( $\cos \omega_{sp} t$ ) pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul  $R-Y$ .

Prin modulația în amplitudine se obțin semnalele:

$$u_{MA1}(t) = [U_p + (B - Y)] \cdot \sin \omega_{sp} t \quad (7.3)$$

$$u_{MA2}(t) = [U_p + (R - Y)] \cdot \cos \omega_{sp} t \quad (7.4)$$



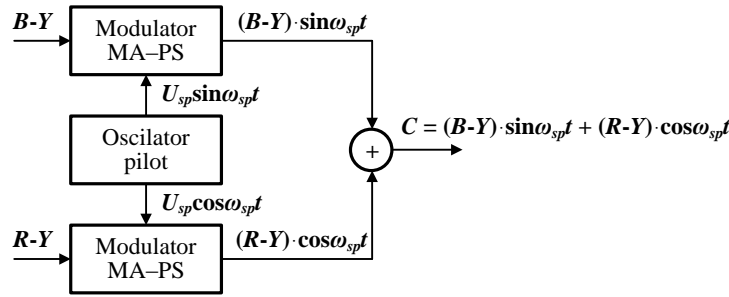


Fig. 7.1. Principiul modulației de amplitudine în cuadratură.

iar prin suprimarea purtătoarei la emisie, rezultă semnalele:

$$u_{MA-PS1}(t) = (B - Y) \cdot \sin \omega_{sp} t \tag{7.5}$$

$$u_{MA-PS2}(t) = (R - Y) \cdot \cos \omega_{sp} t \tag{7.6}$$

cu amplitudine dependentă doar de semnalele modulatoroare, adică de semnalele diferență de culoare și cu frecvența egală cu frecvența subpurtătoarei de crominanță,  $f_{sp}$ .

Prin suprimarea purtătoarei se îmbunătățește randamentul emisieii, dar se impune luarea unor măsuri la emisie și la recepție în vederea refacerii subpurtătoarei în decodorul receptorului.

Întrucât cele două modulatoroare sunt legate în paralel pe o sarcină comună, la ieșire se obține suma vectorială a celor două semnale modulate MA-PS, adică un semnal de forma:

$$C = (B - Y) \cdot \sin \omega_{sp} t + (R - Y) \cdot \cos \omega_{sp} t \tag{7.7}$$

numit *semnal de crominanță modulată*.

Se constată că semnalul diferență de culoare  $B-Y$  modulează în amplitudine subpurtătoarea de fază  $0^0$  ( $\sin \omega_{sp} t$ ), iar semnalul diferență de culoare  $R-Y$  modulează în amplitudine subpurtătoarea de fază  $90^0$  ( $\cos \omega_{sp} t$ ). Întrucât cele două componente din relația (7.7) sunt în cuadratură, modulația rezultată poartă numele de *modulație de amplitudine în cuadratură*.

În coordonate carteziene (v. fig. 7.2), valorile  $B-Y$  (pe axa  $x$ ) și  $R-Y$  (pe axa  $y$ ) determină un punct în planul culorilor,  $K$ , iar semnalul de crominanță modulată – un vector,  $\underline{C}$ , determinat de cele două coordonate, și care definește, de fapt, culoarea în plan.

Conform modelului *HSL* de definire a culorii prin nuanță, saturație și luminanță, reprezentat în figura 5.3, vectorul crominanță definește nuanța culorii, prin faza (unghiul) de rotație, și saturația culorii, prin modulul (lungimea) vectorului. Modulul și faza vectorului reprezintă, de fapt, coordonatele polare ale aceluiași punct în planul culorilor,  $K$ , după cum se prezintă în figura 7.2.

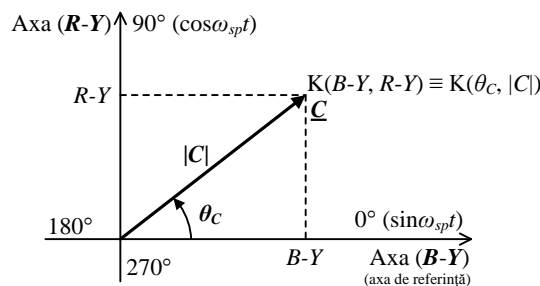


Fig. 7.2. Reprezentarea în coordonate carteziene și polare a vectorului reprezentativ al semnalului de crominanță modulată pentru o culoare  $K$ .

În aceste condiții, semnalul de crominanță modulată, dat de relația (7.7), se poate reprezenta și în formele:

$$C = |C| \cdot \sin(\omega_{sp} t + \theta_c) \quad \text{sau} \quad \underline{C} = |C| \cdot e^{j\theta_c} \tag{7.8}$$

unde:

$$|C| = \sqrt{(R-Y)^2 + (B-Y)^2} \quad \text{și} \quad \theta_C = \arctg \frac{R-Y}{B-Y} \quad (7.9)$$

Relațiile (7.9) au rezultat din dezvoltarea relației (7.8) și egalarea ei, termen cu termen, cu relația (7.7), adică din relațiile:

$$|C| \cdot \cos \theta_C = B-Y \quad \text{și} \quad |C| \cdot \sin \theta_C = R-Y \quad (7.10)$$

Din relațiile (7.9) se constată următoarele:

▪ Întrucât atât modulul,  $|C|$ , cât și faza semnalului de crominanță,  $\theta_C$ , depind de cele două semnale diferență de culoare, modulația de amplitudine în cuadratură cu purtătoarea suprimată poate fi privită ca o modulație simultană în amplitudine și în fază a subpurtătoarei, după cum este evidențiat de relațiile (7.8) și (7.9). Cu alte cuvinte, lucrurile se petrec ca și cum subpurtătoarea este modulată de un semnal unic, obținut din cele două semnale diferență de culoare.

Semnalul de crominanță modulată (vectorul reprezentativ  $\underline{C}$  pentru o culoare K) poartă informația referitoare la *nuanța culorii* prin faza  $\theta_C$  și, respectiv, la *gradul de saturație a culorii* prin modulul  $|C|$ .

## 7. Principiul sistemului PAL. Ce erori sunt eliminate astfel?

### 1.6. Principiul sistemului PAL

Sistemul PAL a rezultat din necesitatea de a îmbunătății performanțele sistemului NTSC în raport cu distorsiunile (erorile) de fază ce apar la transmisia semnalului video complex de culoare sau la înregistrarea/redarea pe videocasetofon (magnetoscop), datorită fluctuației vitezei de derulare a benzii magnetice. Prezența acestor distorsiuni de fază are ca efect instabilitatea nuanței culorii, care se traduce prin distorsiuni de nuanță.

Dacă se au în vedere relațiile (7.13) și reprezentarea din figura 7.2 a vectorului reprezentativ al semnalului de crominanță modulată pentru o culoare K, se constată că nuanța culorii este reprodusă corect în orice punct al canalului video, dacă faza subpurtătoarei de crominanță,  $\theta_C$ , nu se modifică în timpul transmisiei.

În situația în care semnalul de crominanță modulată, reprezentat prin relațiile (7.13), este afectat pe lanțul de transmisie de distorsiunea de fază  $\beta$ , la recepție acest semnal va avea expresia:

$$C(\beta) = |C| \cdot \sin(\omega_{sp} t + \theta_C + \beta) \quad \text{respectiv} \quad \underline{C}(\beta) = |C| \cdot e^{j(\theta_C + \beta)} \quad (7.15)$$

rezultând o reprezentare vectorială diferită pentru semnalul de crominanță modulată de la recepție față de cel de la emisie, după cum se prezintă în figura 7.5.

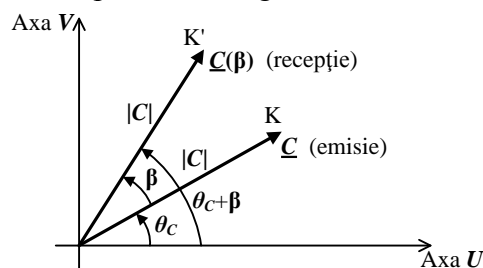


Fig. 7.5. Vectorul reprezentativ al semnalului de crominanță modulată pentru o culoare K, afectat de distorsiunea de fază  $\beta$ .

În concluzie, distorsiunea de fază  $\beta$ , care afectează faza semnalului de crominanță modulată pe lanțul de transmisie, are ca efect modificarea nuanței culorii reproduse la recepție prin modificarea lui  $\theta_C$ , din culoarea K în culoarea K'. Sistemul PAL și-a propus să elimine efectul distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii.

Principiul sistemului PAL (**P**hase **A**lternation **L**ine – *alternarea fazei pe linii*) constă în schimbarea fazei subpurtătoarei pentru semnalul diferență de culoare ponderat V, cu  $180^\circ$  la fiecare linie, atât la emisie cât și la recepție. Cu alte cuvinte, subpurtătoarea de crominanță este generată cu fază zero pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul diferență de culoare ponderat

$U$  și cu fază alternantă cu frecvența  $f_H/2$ , respectiv cu  $+90^0$  și  $-90^0$ , pe două linii TV succesive, pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul diferență de culoare ponderat  $V$ , adică:

$$u_{sp1} = U_{sp} \sin \omega_{sp} t \quad (7.16)$$

$$u_{sp2} = U_{sp} \sin(\omega_{sp} t + 90^0) = U_{sp} \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n, n+2, \dots \quad (7.17)$$

$$u_{sp2} = U_{sp} \sin(\omega_{sp} t + 90^0 + 180^0) = -U_{sp} \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n+1, n+3, \dots \quad (7.18)$$

În aceste condiții, în sistemul PAL semnalul de modulat se obține la emisie cu schema de prezentată în figura 7.6. crominanță principiu

Semnalul de crominanță modulat, obținut pentru subpurtătoarea de crominanță generată cu fază  $-90^0$ , se va nota în cele ce urmează cu  $C^*$ . În aceste condiții, semnalul de crominanță modulat în sistemul PAL se reprezintă prin relațiile:

$$C = U \cdot \sin \omega_{sp} t + V \cdot \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n, n+2, \dots \quad (7.19)$$

$$C^* = U \cdot \sin \omega_{sp} t - V \cdot \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n+1, n+3, \dots \quad (7.20)$$

sau

$$C = |C| \cdot \sin(\omega_{sp} t + \theta_C) \quad \text{respectiv} \quad \underline{C} = |C| \cdot e^{j\theta_C} \quad (7.21)$$

$$C^* = |C| \cdot \sin(\omega_{sp} t - \theta_C) \quad \text{respectiv} \quad \underline{C}^* = |C| \cdot e^{-j\theta_C} \quad (7.22)$$

unde  $|C|$  și  $\theta_C$  se determină cu relațiile (7.14).

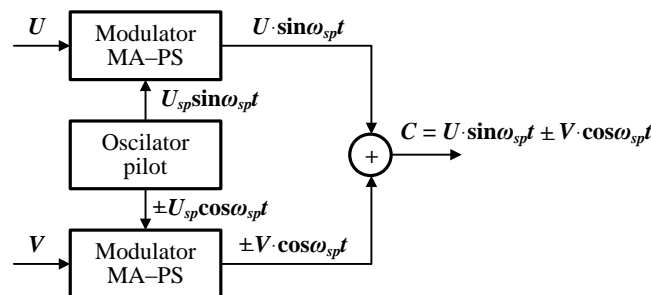


Fig. 7.6. Obținerea semnalului de crominanță modulat în sistemul PAL

Pe baza acestor relații, în figura 7.7 sunt prezentați vectorii reprezentativi ai semnalului de crominanță modulat pe două linii TV succesive, pentru aceeași culoare K a elementelor de imagine corespondente.

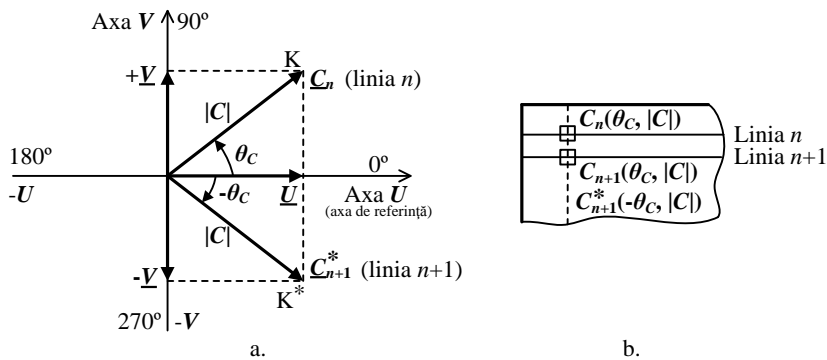


Fig. 7.7. a) Vectorii reprezentativi ai semnalului de crominanță modulat pe două linii TV succesive; b) elementele de imagine corespondente.

Principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii, are în vedere observația că două elemente de imagine vecine conțin practic aceeași informație de culoare (nuanță și saturație) și, ca urmare, se poate considera că semnalele transmise pe două linii succesive sunt practic identice. Cu alte cuvinte, cele două elemente de imagine, aparținând liniilor TV  $n$  și  $n+1$ , din figura 7.7.b, sunt caracterizate de același semnal de crominanță modulată,  $C$ . Cu toate acestea, datorită schimbării fazei subpurtătoarei pentru semnalul  $V$  cu  $180^\circ$ , semnalul de crominanță modulată pe linia TV  $n+1$  este reprezentat în figura 7.7.a prin vectorul  $\underline{C}^*_{n+1}$ , care face unghiul  $-\theta_C$  cu axa  $U$ .

În cele ce urmează se prezintă principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii, cu referire la diagramele vectoriale din figura 7.8.

De la emisie se transmit succesiv semnalele de crominanță modulate, corespunzătoare liniei TV  $n$  și, respectiv, liniei TV  $n+1$ , reprezentate prin vectorii  $\underline{C}_n$  și, respectiv,  $\underline{C}^*_{n+1}$  (v. fig. 7.8.a). În situația în care lanțul de transmisie introduce o distorsiune (eroare) de fază  $\beta$ , aceasta va afecta semnalul de crominanță modulată de pe liniile succesive în același sens, determinând o deviație a fazei subpurtătoarei cu un unghi  $\beta$ . Ca urmare, semnalele de crominanță modulate afectate de distorsiunea de fază  $\beta$  sunt reprezentate, la recepție, prin vectorii  $\underline{C}_n(\beta)$  și, respectiv,  $\underline{C}^*_{n+1}(\beta)$ , care fac cu axa  $U$  unghiurile  $\theta_C+\beta$  și, respectiv,  $-\theta_C+\beta$ .

Semnalul de crominanță modulată pentru semnalul diferență de culoare ponderat  $V$  afectat de distorsiunea de fază  $\beta$ , corespunzător liniei TV  $n+1$ , reprezentat prin vectorul  $\underline{C}^*_{n+1}(\beta)$ , este prelucrat la recepție, în sensul că are loc o nouă schimbare a fazei subpurtătoarei cu  $180^\circ$  la fiecare linie, identic cu operația executată la emisie. Ca urmare, semnalul de crominanță modulată reprezentat prin vectorul  $\underline{C}^*_{n+1}(\beta)$ , devine semnalul reprezentat prin vectorul  $\underline{C}_{n+1}(-\beta)$ ; care face cu axa  $U$  unghiul  $\theta_C-\beta$  (v. fig. 7.8.a).

Dacă semnalul de crominanță modulată de pe linia  $n$ , întârziat cu durata unei linii TV, este însumat vectorial cu semnalul de crominanță modulată de pe linia  $n+1$ , după cum se observă în figura 7.8.b, se obține vectorul rezultat  $\underline{C}_n(\beta)+\underline{C}_{n+1}(-\beta)$ , care are faza corectă, cu cea de la emisie,  $\theta_C$ , corespunzătoare nuanței reale, indiferent de valoarea distorsiunii de fază  $\beta$  introdusă de lanțul de transmisie. Dacă sumatorul are un factor de ponderare  $\frac{1}{2}$  amplitudinea vectorului rezultat este  $|C|\cdot\cos\beta$ , prezentând o valoare maximă pentru  $\beta=0$  și scăzând pe măsură ce distorsiunea de fază se mărește. Cu alte cuvinte, apare o desaturare a culorii.

În concluzie, informația de culoare a unui element de imagine de pe linia  $n+1$  se obține în decodorul PAL prin însumarea informației de culoare de pe linia  $n+1$ , afectată de distorsiunea de fază, cu informația de culoare de pe linia  $n$ , afectată de asemenea de distorsiunea de fază, informație care este întârziată cu durata unei linii, adică cu  $64 \mu s$ , pentru ca cele două informații să ajungă în același timp la circuitul de însumare.

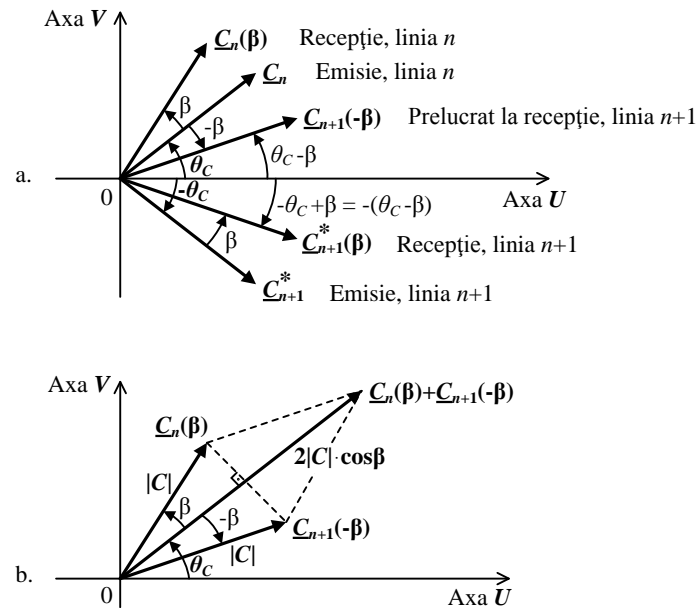


Fig. 7.8. Principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii.

Distorsiunea de fază, care afectează semnalul de cromaticitate modulată pe lanțul de transmisie, are ca efect desaturarea culorilor transmise, ceea ce este mult mai puțin sesizat de ochi decât modificarea nuanței culorii. Se arată în literatură că pentru o distorsiune de fază  $\beta=30^\circ$  gradul de desaturare al culorii este de 13,5 %. Cum ochiul acceptă distorsiuni destul de mari legate de desaturarea culorii redată, se pot corecta în sistemul PAL erori de fază de până la  $\pm 45^\circ$ , fără ca desaturarea culorii să devină deranjantă.

## 8. Care este modulația folosită la transmisia informației pe un canal TV? Să se reprezinte structura unui canal TV în cazul unei lățimi de bandă a canalului de 8 MHz.

### 1.7. Modulația de amplitudine cu rest de bandă laterală

În televiziunea radiodifuzată, pentru a transmite semnalul video complex de culoare de la emisie la recepție, acesta modulează în amplitudine o purtătoare de FIF (foarte înaltă frecvență) sau UIF (ultra înaltă frecvență), numită purtătoare de imagine (semnal sinusoidal având frecvența postului de emisie,  $f_{pi}$ ).

Pentru transmisiile TV prin legături cu microunde (lanțuri de radiorelee sau rețele de comunicație prin satelit) se folosește modulația de frecvență, deoarece asigură o calitate mai ridicată a transmisiunii la distanțe mari.

Avantajul folosirii modulației de amplitudine este lățimea de bandă mai îngustă a spectrului semnalului modulată. În urma procesului de modulație în amplitudine a purtătoarei de imagine cu semnalul SVCC, spectrul de frecvențe al semnalului modulată are lățimea egală cu dublul frecvenței video maxime (v. fig. 6.3). Pentru o frecvență  $f_{V \max} = 6$  MHz rezultă o lățime de bandă pentru transmisiunile RF-MA de  $B_{RF-MA} = 12$  MHz.

Modulația de amplitudine a purtătoarei de imagine poate fi negativă sau pozitivă după cum trecerea de la nivelul de negru la nivelul de alb al semnalului video corespunde unei reduceri, respectiv unei creșteri, a amplitudinii semnalului modulată.

Standardele de televiziune din majoritatea țărilor (fac excepție Franța, Anglia) prevăd folosirea modulației de amplitudine negativă a purtătoarei de imagine, adică la luminanță maximă a imaginii

corespunde amplitudinea minimă a purtătoarei, iar la impulsul de sincronizare – amplitudinea maximă a purtătoarei. Avantajele modulației de amplitudine negativă sunt:

- utilizarea optimă a emițătorului, prin faptul că este necesară putere maximă doar un timp scurt, pe durata vârfurilor de sincronizare;

- amplitudinea maximă, care apare în mod periodic în timpul impulsurilor de sincronizare, servește ca referință pentru reglajul automat al amplificării în receptor;

- perturbațiile aditive datorate transmisiei acționează în direcția nivelului de negru, influențând în mai mică măsură calitatea imaginii din punct de vedere al sistemului vizual uman.

În figura 6.2 sunt date nivelurile caracteristice ale purtătoarei de imagine pentru transmisiunea TV în radiofrecvență cu modulație de amplitudine negativă. Pentru a se asigura funcționarea corectă a demodulatorului sincron video din calea comună imagine-sunet a receptorului TV, care are rolul de a extrage semnalul SVCC din semnalul modulat  $u_{RF-MA}$  (una din cele două înfășurătoare de modulație, din fig. 6.2) este necesar ca modulația de amplitudine să fie fără suprimarea purtătoarei, adică purtătoarea de imagine pentru nivelul de alb nu trebuie să scadă la emisie sub 10 % din valoarea de vârf a purtătoarei.

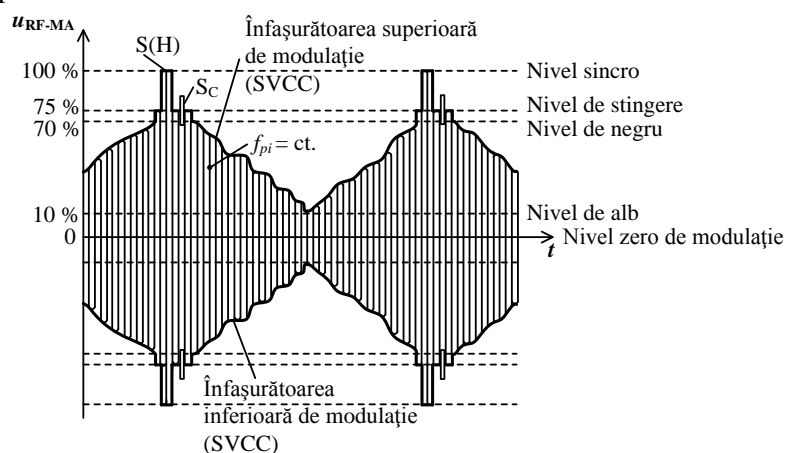


Fig. 6.2. Transmisiunea TV în RF cu modulația de amplitudine negativă.

Cu scopul de a îngusta lărgimea de bandă a canalului de televiziune, în televiziunea radiodifuzată nu se folosește o transmisiune clasică de modulație de amplitudine cu bandă laterală dublă (MA–BLD), ci o transmisie cu rest de bandă laterală (MA–RBL), adică cu bandă laterală inferioară parțial suprimată (figura 6.3).

### **1.8. Structura canalului de televiziune**

O stație de televiziune emite semnalul de FIF sau UIF într-un canal TV, de lărgime bine precizată. În conformitate cu standardele TV (v. anexa 1), banda de frecvențe alocată pentru un canal TV (pentru transmisiunea de imagine și sunetul aferent) este:

- 8 MHz, pentru canalele cu banda video de 6 MHz și ecartul între frecvențele purtătoare de imagine și de sunet de  $f_{pi} - f_{ps} = 6,5$  MHz;

- 7 MHz, pentru canalele cu banda video de 5 MHz și ecartul între frecvențele purtătoare de imagine și de sunet de  $f_{pi} - f_{ps} = 5,5$  MHz.

În figura 6.4 se prezintă structura unui canal TV, adică dispunerea frecvențelor purtătoare de imagine,  $f_{pi}$ , și de sunet,  $f_{ps}$ , împreună cu benzile laterale corespunzătoare (spectrele semnalelor video și audio). Datele prezentate în figură se referă la standardul TV caracterizat printr-o lărgime a canalului TV de 8 MHz și un ecart dintre cele două purtătoare de 6,5 MHz. Sunt date, de asemenea, caracteristicile amplitudine–frecvență idealizate ale emițătorului de imagine (1) și de sunet (2), precum și caracteristica amplitudine–frecvență a amplificatorului de radiofrecvență de la intrarea receptorului TV (3).

Semnalul video, de bandă 6 MHz, este modulat în amplitudine și se transmite cu rest de bandă laterală de 0,75 MHz, respectiv, 1,25 MHz la o atenuare de 20 dB. Pentru televiziunea

radiodifuzată sunt alocate în Europa șase benzi de frecvențe, situate în trei domenii de frecvențe, cu precizarea că fiecare bandă cuprinde un număr de canale TV:

- domeniul FIF sau VHF (foarte înaltă frecvență):
  - banda I: 48÷66 MHz, canalele 1(48,5÷56,5 MHz) și 2 (58÷66 MHz);
  - banda II: 76÷100 MHz, canalele 3, 4 și 5;
  - banda III: 174÷230 MHz, canalele 6÷12.
- domeniul UIF sau UHF (ultra înaltă frecvență):
  - banda IV: 470÷606 MHz; canalele 21÷37;
  - banda V: 606÷862 MHz, canalele 38÷69.
- domeniul SIF (super înaltă frecvență):
  - banda VI: 11,7÷12,5 GHz, este divizată în 40 de canale cu o bandă pe canal de 19,18 MHz, fiind folosită de sistemele de transmisie prin satelit; această bandă s-a extins la 10,7÷12,75 GHz;
  - benzi suplimentare: 20÷20,5 GHz, 40,5÷42,5 GHz și 84÷86 GHz, pentru sistemele de transmisie prin satelit.

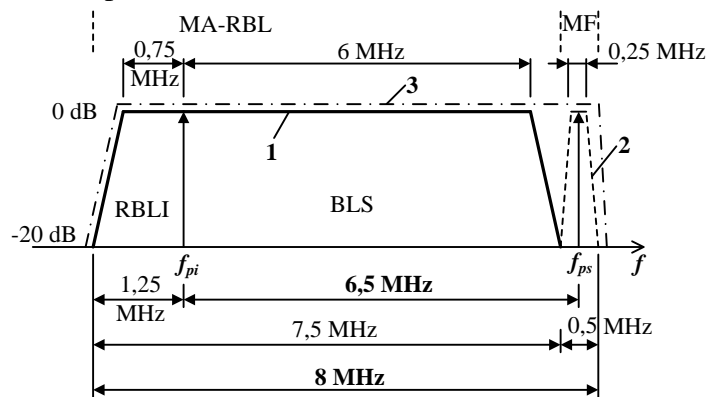


Fig. 6.4. Structura canalului de televiziune.

Semnalul audio (programul sonor asociat imaginii), de bandă 15 kHz, este transmis prin modulația în frecvență a purtătoarei de sunet, cu o deviație maximă de frecvență  $\Delta f_{\max} = \pm 50$  kHz. În aceste condiții banda ocupată de semnalul modulat în frecvență este de:

$$B_{\text{RF-MF}} \cong 2(1 + \beta + \sqrt{\beta}) \cdot f_{\text{AF max}} = 185 \text{ kHz} \quad (6.1)$$

unde indicele de modulație în frecvență  $\beta$  are valoarea:

$$\beta = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{\text{AF max}}} = \frac{50}{15} = 3,33 \quad (6.2)$$

În aceste condiții s-a alocat pentru canalul de sunet o bandă de 0,5 MHz, iar pentru caracteristica amplitudine–frecvență a emițătorului de sunet un palier de 250 kHz. Prin faptul că se folosește o transmisie cu MF, care asigură la locul de recepție un raport S/Z mai bun ca în cazul MA, puterea emițătorului de sunet poate fi de 2÷10 ori mai mică decât puterea emițătorului de imagine. Mai mult, ca la orice transmisie cu MF, se folosește accentuarea–dezaccentuarea pentru îmbunătățirea raportului S/Z la frecvențe audio ridicate.

Ecartul între frecvențele purtătoare de imagine și de sunet este de:

$$f_{pi} - f_{ps} = 6,5 \text{ MHz sau } 5,5 \text{ MHz} \quad (6.3)$$

Dezvoltarea tehnicilor numerice de transmisie precum și apariția aparatului audio–video de înaltă performanță au condus la apariția sistemelor cu transmisie pe două canale a sunetului. În aceste condiții, utilizarea în receptoarele TV a unor căi de audiofrecvență de înaltă performanță, care a fost considerată inițial un lux inutil, a devenit o cerință a receptoarelor moderne. La ora actuală receptoarele TV au prevăzute căi de sunet stereofonice cu posibilitatea reglării redării (balans, ton etc.).

O primă îmbunătățire a calității sunetului asociat imaginii a constituit-o transmisiunea stereofonică sau simultană în două limbi. Aceasta a fost adoptată în normele de televiziune B/G, I din standardul CCIR și a avut ca cerințe impuse:

- compatibilitatea cu transmisiunea TV standard de sunet (redarea transmisiei stereo pe receptoarele mono și, respectiv, redarea transmisiei mono pe receptoarele stereo);
- obținerea pentru sunet a aceleiași calități ca și în cazul transmisiei din radiodifuziunea MF;
- diafonie minimă între cele două canale, cu posibilitatea selecției modului de redare funcție de tipul transmisiei (prin transmiterea unui indicativ pentru recunoașterea de către decodorul din receptor a modului de lucru: mono, stereo sau două limbi).

Practic, în cazul sistemelor de transmisiune TV europene au fost adoptate două soluții pentru transmisia semnalului de sunet pe două canale:

- transmisiunea analogică, în care există, pe lângă purtătoarea de sunet standard, și o a doua purtătoare de sunet MF (sistem cu două purtătoare de sunet);
- transmisiunea digitală, în care informația suplimentară stereo este transmisă în format NICAM (Near Instantaneous Compounding Audio Modulation).

În cazul transmisiei analogice a semnalului de sunet structura canalului TV este cea din figura 6.5.

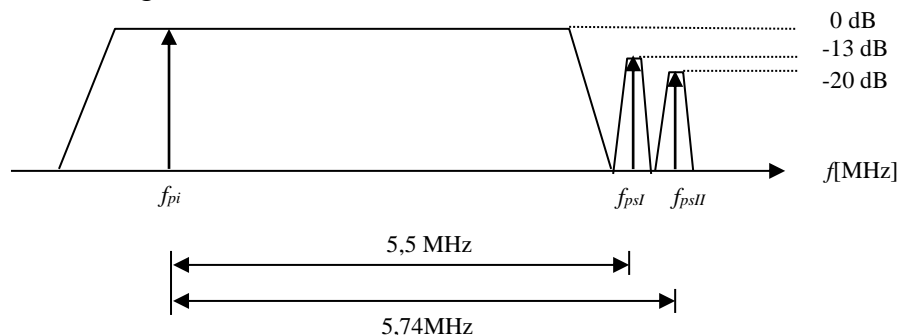


Fig. 6.5. Structura canalului TV în cazul transmiterii sunetului pe două canale analogice.

Considerând ca origine frecvența purtătoare de imagine, cele două purtătoare de sunet se află la  $f_{ps1} = 5,5$  MHz și, respectiv, la  $f_{ps2} = 5,7421875$  MHz. Ecartul de frecvență dintre cele două purtătoare de sunet este egal cu a 31-a armonică a jumătății frecvenței de linie, fiind ales astfel din considerente de reducere a intermodulației între cele două purtătoare. Cele două purtătoare de sunet sunt atenuate cu 13 dB, respectiv 20 dB, față de purtătoarea de imagine, din același considerent.

Pentru identificarea tipului de transmisie se introduce la emisie un semnal pilot având frecvența de 54,6875 kHz ( $7 \times f_H/2$ ). Acest semnal pilot este modulată sau nemonulată în funcție de tipul transmisiei. Modulația este una de amplitudine cu un factor de modulație de 50 %. Funcție de parametrii semnalului modulator a purtătoarei pilot, receptorul realizează identificarea tipului de transmisie astfel:

Transmisie mono, dacă purtătoarea pilot este nemonulată. În acest caz semnalele transmise sunt identice.

Transmisie stereo, dacă purtătoarea pilot este modulată cu un semnal de 117,5 Hz ( $f_H/133$ ). În acest caz semnalele transmise sunt  $M = (L+R)/2$  și, respectiv,  $R$ , în care  $L$ ,  $R$  reprezintă semnalul de pe canalul din stânga și, respectiv, din dreapta. (Se observă că această transmisiune diferă față de cea din radiodifuziunea stereo unde semnalele transmise sunt  $M = (L+R)/2$  și  $S = (L-R)/2$ ).

Transmisie cu sunet în două limbi (bilingvă), dacă purtătoarea este modulată cu un semnal de 274,1 Hz ( $f_H/57$ ). În acest caz cele două canale transmise sunt total independente.

În cazul transmisiei digitale a semnalului de sunet, pe lângă informația standard (cerința compatibilității) se transmite și o informație digitală ce conține cele două căi suplimentare de sunet în format digital. Informația este amplasată la extremitatea canalului TV, respectiv la 5,85 MHz



pentru norma B-CCIR și la 6,552 MHz pentru norma I-CCIR (figura 6.6). Sistemul de transmisie poartă denumirea de NICAM 728 și utilizează transmisia de tipul DQPSK (Differentially Quadrature Phase Shift Keying), care constă în variația relativă a fazei subpurtătoarei, funcție de informația digitală modulatorie. Spectrul canalului TV în acest caz este prezentat în figura 6.6.

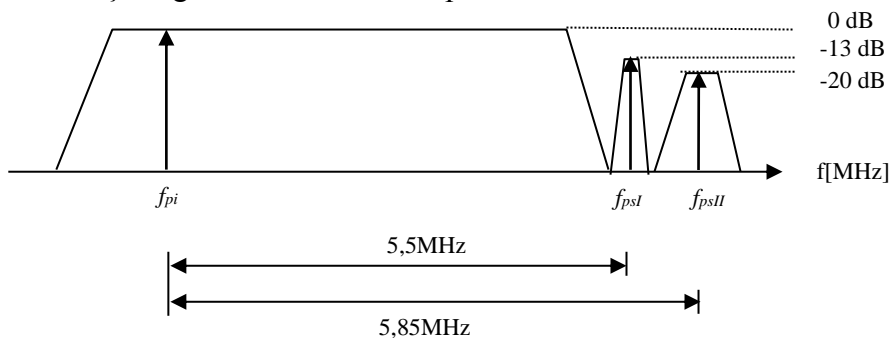


Fig. 6.6. Structura canalului TV în cazul transmiterii sunetului în format NICAM.

Sistemul NICAM se pretează a fi folosit în:

- sistemele de transmisie de tip MAC (Multiplexed Analogue Components);
- sistemele ce utilizează transmisia sub formă digitală a semnalului de sunet pe durata impulsurilor de sincronizare linii ale semnalului video analogic, folosindu-se modulația impulsurilor în cod (MIC). Acest sistem de transmisiune este cunoscut sub denumirea de transmisiune SIS (Sound in Syncs – sunet în sincro) și are avantajul de a nu folosi canale de sunet separate

## 9. Care este frecvența de eșantionare utilizată în televiziunea digitală, cum a fost aleasă și care este structura de eșantionare folosită pentru semnalul de luminanță în standardul de studio 4:2:2.

### Alegerea frecvențelor de eșantionare.

#### Structura de eșantionare

După cum s-a prezentat în paragraful 2.4.1.2, alegerea frecvențelor de eșantionare în codarea digitală, pentru semnalul de luminanță  $Y$  și semnalele diferență de culoare  $C_{R-Y}$  și  $C_{B-Y}$ , este determinată de:

- lărgimea de bandă a acestor semnale și de complexitatea filtrelor analogice și digitale utilizate;
- structura de eșantionare utilizată, adică de poziționarea eșantioanelor pe ecran.

Standardul principal de studio prevede utilizarea unei *structuri de eșantionare ortogonale*, care presupune situarea eșantioanelor în aceeași poziție pe toate liniile unui cadru, cu păstrarea aceleiași structuri pentru toate cadrele, conducând la alinierea pe verticală a acestora. Se ajunge astfel la o structură periodică pe linii, semicadre și cadre de imagine. Cu alte cuvinte, poziția elementelor de imagine se păstrează în timp. Această structură permite sumarea simplă a semicadrelor adiacente, fără deteriorarea rezoluției pe orizontală sau pe verticală, facilitându-se astfel realizarea sistemelor de conversie de standard, a unităților digitale de efecte speciale video etc.

La adoptarea standardului unic de codare digitală a semnalelor video la nivelul studiourilor de televiziune s-au avut în vedere cele două sisteme principale de televiziune în culori, sistemul european, cu 625 linii/cadru și 25 cadre/s, și sistemul american, cu 525 linii/cadru și 30 cadre/s. Pentru realizarea structurii ortogonale de eșantionare, după cum s-a precizat în paragraful 2.4.1.2, este necesar ca frecvența de eșantionare să fie un multiplu întreg al frecvenței liniilor. Întrucât cele două sisteme de televiziune au frecvența liniilor diferită, 15.625 Hz pentru sistemul cu 625 linii/50 Hz, respectiv 15.734,265 Hz pentru sistemul cu 525 linii/60 Hz, frecvența de eșantionare trebuie să fie un multiplu comun al celor două frecvențe ale liniilor, mai mare decât valoarea rezultată din teorema eșantionării, adică 13,2 MHz (v. condiția (2.8)), valoare care a rezultat pentru o lărgime de bandă a semnalului analogic de luminanță de 6 MHz. În aceste condiții s-a ales *valoarea standardizată a frecvenței de eșantionare pentru semnalul de luminanță Y* :

$$f_E = 13,5 \text{ MHz.} \quad (2.11)$$

Corespunzător frecvenței de eșantionare alese, se poate calcula durata unui eșantion numeric (perioada de eșantionare) pentru semnalul de luminanță:

$$T_E = 1/f_E = 1/13,5 \text{ MHz} = 74,074 \text{ ns} \quad (2.12)$$

În legătură cu alegerea frecvenței de eșantionare pentru semnalele diferență de culoare, a fost investigată dependența dintre calitatea subiectivă a imaginilor color și lărgimea de bandă a semnalelor diferență de culoare  $R-Y$  și  $B-Y$ . S-a ajuns la concluzia că o lărgime de bandă de aproximativ 2,8 MHz pentru semnalele diferență de culoare (de circa 2 ori mai mare decât în sistemul TV în culori PAL) asigură o calitate suficient de ridicată a imaginii. În aceste condiții a fost aleasă o frecvență de eșantionare de 6,75 MHz pentru semnalele diferență de culoare  $C_{R-Y}$  și  $C_{B-Y}$ , adică:

$$f_{E(C)} = f_E / 2 = 13,5 \text{ MHz} / 2 = 6,75 \text{ MHz} \quad (2.13)$$

Având în vedere că frecvența de eșantionare a semnalelor diferență de culoare este jumătate din frecvența de eșantionare a semnalului de luminanță, se obține și pentru semnalele diferență de culoare tot o structură ortogonală. Standardul prevede că eșantioanele semnalelor diferență de culoare sunt situate spațial, pe fiecare linie, în aceleași poziții cu eșantioanele impare ale semnalului de luminanță. În aceste condiții durata eșantioanelor digitale (perioada de eșantionare) pentru semnalele diferență de culoare va fi dublă față de cea a eșantioanelor semnalului de luminanță:

$$T_{E(C)} = 2 \times T_E = 148,148 \text{ ns} \quad (2.14)$$

În figura 2.10 se prezintă poziția eșantioanelor pentru semnalul de luminanță  $Y$  și semnalele diferență de culoare comprimate  $C_{R-Y}$  și  $C_{B-Y}$  în standardul principal 4:2:2.

Pentru a defini o familie de standarde compatibile, în standardul principal 4:2:2 frecvența de eșantionare pentru semnalul de luminanță de 13,5 MHz s-a reprezentat prin cifra 4 (v. paragraful 2.5.4). Raportul frecvențelor de eșantionare utilizate pentru cele 3 semnale componente justifică denumirea generică a standardului 4:2:2.

Trebuie subliniat faptul că în standardul 4:2:2 semnalele componente digitale, corespunzătoare semnalului de luminanță și celor două semnale diferență de culoare comprimate, se transmit simultan.

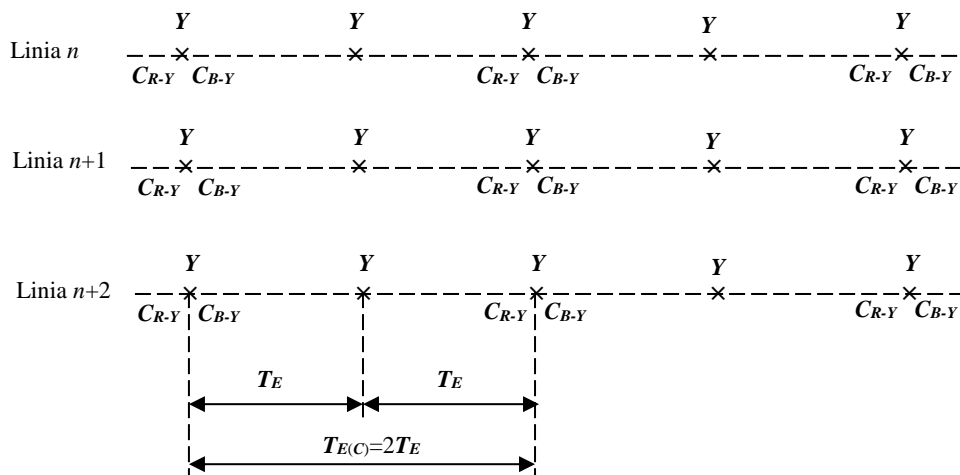


Fig. 2.10. Poziția eșantioanelor pentru semnalele de luminanță și diferență de culoare comprimate.

Folosirea aceleiași frecvențe de eșantionare pentru ambele standarde are drept rezultat simplificarea convertoarelor de standarde, iar aparatele de înregistrare digitale operează la o rată de date similară chiar dacă frecvențele cadrelor sunt diferite în cele două standarde.

Având în vedere că frecvența de bază într-un sistem de televiziune digital este frecvența de 13,5 MHz, în figura 2.11 se prezintă schema bloc care asigură obținerea frecvențelor caracteristice sistemelor PAL și NTSC, frecvența liniilor și frecvența subpurtătoarei de crominanță, plecând de la frecvența de eșantionare de 13,5 MHz, dată de un oscilator pilot stabil

## 10. Calculați debitul total de informație al semnalului digital TV în cazul codării pe semnalele componente, în cazul standardului de studio 4:2:2.

### 1.8.2. Debitul de informație standard

Debitul de informație pentru semnalul digital, ca măsură a cantității de informație necesar a fi transmisă într-o secundă (sau a vitezei de transmisie a eșantioanelor), este produsul dintre frecvența de eșantionare  $f_E$  și numărul de biți  $n$  cu care este codat un eșantion, adică:

$$D = f_E \cdot n \quad [\text{biți/secundă}] \quad (2.10)$$

Întrucât în standardul 4:2:2 semnalele video supuse codării digitale sunt semnalul de luminanță,  $Y$ , și cele două semnale diferență de culoare comprimate,  $C_{R-Y}$  și  $C_{B-Y}$ , se impune calculul debitului de informație pentru fiecare din semnalele componente digitale,  $Y'$ ,  $C'_{R-Y}$ ,  $C'_{B-Y}$ .

Având în vedere că frecvența de eșantionare pentru semnalul de luminanță este de 13,5 MHz și că fiecare eșantion este codat cu 8 biți, pentru semnalul digital de luminanță  $Y'$  rezultă un debit de informație de:

$$D_{Y'} = 13,5 \text{ MHz} \times 8 \text{ biți} = 108 \text{ Mbit/s} \quad (2.26)$$

În mod similar se calculează debitele de informație pentru semnalele digitale diferență de culoare  $C'_{R-Y}$  și, respectiv,  $C'_{B-Y}$ :

$$D_{C'_{R-Y}} = 6,75 \text{ MHz} \times 8 \text{ biți} = 54 \text{ Mbit/s} \quad (2.27)$$

$$D_{C'_{B-Y}} = 6,75 \text{ MHz} \times 8 \text{ biți} = 54 \text{ Mbit/s} \quad (2.28)$$

În situația în care semnalele componente digitale,  $Y'$ ,  $C'_{R-Y}$ ,  $C'_{B-Y}$ , se transmit serial pe canal, debitul total de informație al semnalului digital complet se obține prin sumarea debitelor parțiale ale semnalelor componente digitale. În aceste condiții debitul total de informație al semnalului digital în cazul standardului de studio 4:2:2 va fi egal cu:

$$D = D_{Y'} + D_{C'_{R-Y}} + D_{C'_{B-Y}} = 108 + 54 + 54 = 216 \text{ Mbit/s} \quad (2.29)$$

Un debit de informație de această valoare depășește posibilitățile de transmisie în radiofrecvență pe un canal de televiziune. Acesta este unul din principalele motive pentru care s-a specificat faptul că aplicabilitatea standardului 4:2:2 se limitează la nivelul studiourilor, după cum arată și numele său. În studiourile de televiziune, prin transmisia semnalelor componente digitale în *format paralel* pe 8 canale de transmisie, (transmisia în paralel a codului de 8 biți) debitul de informație pe un canal scade de 8 ori, atingând valoarea de 27 Mbit/s.