

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA

Facultatea de Electronică și Telecomunicații

EXAMEN LICENȚĂ

SPECIALIZAREA

TEHNOLOGII ȘI SISTEME DE
TELECOMUNICAȚII

2012-2013

UNIVERSITATEA “POLITEHNICA” DIN TIMIȘOARA

Facultatea de Electronică și Telecomunicații

EXAMEN LICENȚĂ

SPECIALIZAREA

TEHNOLOGII ȘI SISTEME DE
TELECOMUNICAȚII

2012-2013

Cuprins

Discipline fundamentale

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

Discipline de specialitate

Radiocomunicații	112
Comunicații de date	134
Sisteme de comutație digitală	136
Transmisii telefonice	148
Sisteme de gestiune a datelor	169
Electronică de putere	202
Sisteme de televiziune	207

UNITĂȚI DE MĂSURĂ

ale Sistemului International

1. Specificați unitatea SI pentru masă și simbolul ei. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru micro (exemplu: atto = 10^{-18} , a).
Unitatea SI pentru masă este kilogramul. Simbolul său este kg. Factorul de multiplicare pentru micro este 10^{-6} . Simbolul său este μ .
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 μ .
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 Ω . Factorul de multiplicare pentru kilo este 10^3 . Simbolul său este k.
13. Specificați unitatea SI pentru conductanța electrică. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru kilo (exemplu: atto = 10^{-18} , a).
Unitatea SI pentru conductanța electrică este siemensul. Simbolul său este S. Factorul de multiplicare pentru kilo este 10^3 . Simbolul său este k.
14. Specificați unitatea SI pentru capacitatea electrică. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru pico (exemplu: atto = 10^{-18} , a).
Unitatea SI pentru capacitatea electrică este faradul. Simbolul său este F. Factorul de multiplicare pentru pico este 10^{-12} . Simbolul său este p.
15. Specificați unitatea SI pentru inductanță. Specificați factorul de multiplicare și simbolul pentru mili (exemplu: atto = 10^{-18} , a).
Unitatea SI pentru inductanță este henry. Simbolul său este H. Factorul de multiplicare pentru mili este 10^{-3} . Simbolul său este m.

Noțiuni generale de fizică

1. Enunțați legea lui Coulomb

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

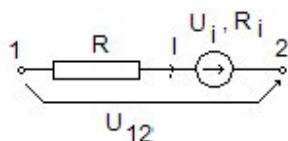
$$\vec{F} = \frac{q_1 \cdot q_2}{4\pi\epsilon} \cdot \frac{\vec{r}_2 - \vec{r}_1}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_1|^3}$$

unde semnificația mărimilor este: q_1 și q_2 - cele două sarcini punctiforme, \vec{r}_1 și \vec{r}_2 - vectorii de poziție ai sarcinilor punctiforme, ϵ_0 - permitivitatea dielectrică a vidului, mediului în care se găsesc cele două sarcini punctiforme fiind vidul.

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

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

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



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

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

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

3. Enunțați prima teoremă a lui Kirchhoff

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

Prima teoremă a lui Kirchhoff se exprimă prin relația,

$$\sum_i I_i = 0$$

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

4. Enunțați a doua teorema a lui Kirchhoff

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

A doua teoremă a lui Kirchhoff se exprimă prin relația,

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

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

5. Enunțați forma integrală a legii inducției electromagnetice

Răspuns - Tensiunea electromotoare indusă de-a lungul unui contur închis Γ este egală cu derivata în raport cu timpul, luată cu semn schimbat, a fluxului magnetic prin suprafața S_Γ 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 Γ , Φ_Γ este fluxul magnetic printr-o suprafață oarecare deschisă ce se sprijină pe curba Γ , \vec{B} este vectorul inducție magnetică în punctele ce aparțin suprafeței S_Γ .

6. Să se definească puterea activă în regim sinusoidal

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

Puterea activă se exprimă prin relația,

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

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

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

8. Să se definească puterea aparentă în regim sinusoidal

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

$$S = U \cdot I$$

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

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

9. Să se definească capacitatea electrică

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

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

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

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

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

10. Să se definească tensiunea electrică dintre două puncte

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

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

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

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

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

11. Să se definească intensitatea curentului electric

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

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

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

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

12. Enunțați teorema lui Ampere

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

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

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

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

13. Să se definească inductanța unei bobine

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

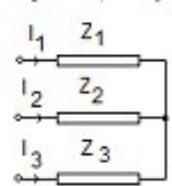
$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\Phi}{i}$$

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

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

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

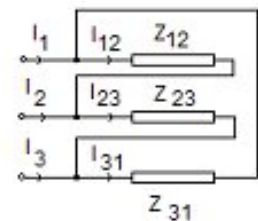
Răspuns – Conexiunea stea a unui consumator trifazat este aceea la care cele trei impedanțe de fază au un nod comun (ca în figura alăturată).



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

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

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



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

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

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

Răspuns:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Răspuns:

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

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

Răspuns:

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

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

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

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

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

Răspuns:

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

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

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

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

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

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

Răspuns:

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

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

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

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

Formula lui Bayes

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

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

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

Răspuns:

Fie ξ o variabilă aleatoare discretă cu distribuția

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

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

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

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

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

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

Răspuns:

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

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

Imaginea derivatei

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

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

Răspuns:

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

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

Pentru șirul treaptă - unitate

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

transformata Z este

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

9. Coordonate polare, cilindrice și sferice.

Răspuns:

a). *Trecerea la coordonate polare:*

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

unde

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

stabilește legătura între coordonatele carteziene (x, y) ale unui punct din plan și coordonatele polare (ρ, φ) 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 (ρ, φ, 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 (ρ, φ, θ) 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 $U \subset \mathbf{R}^3$, $\mathbf{v} = (P, Q, R)$.

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 δ este distribuția lui Dirac.

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

15. Să se rezolve problema Cauchy:

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

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

Răspuns:

Scriem ecuația sub forma

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

cu s arbitrar, și integrăm între t_0 și t :

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

de unde

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

CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

Anul II

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

Obs

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

Se definește un parametru similar frecvenței de tăiere „ f_α ” și pentru conexiunea BC.

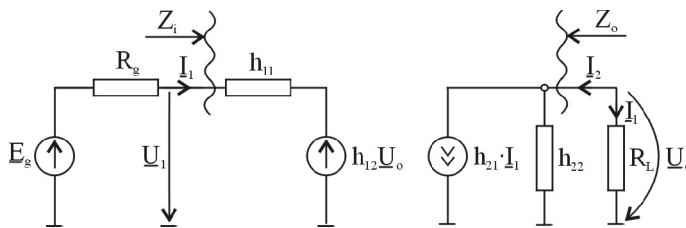
$$\underbrace{f_\alpha}_{BC} \leftrightarrow \underbrace{f_B}_{EC}$$

$$f_\alpha \cong f_T$$

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

Comportarea la frecvențe medii a etajului de amplificare a tranzistorului bipolar

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



Obs

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

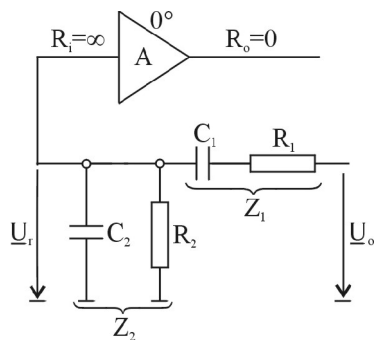
Obs

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

$$R_L = 1K\Omega$$

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

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



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

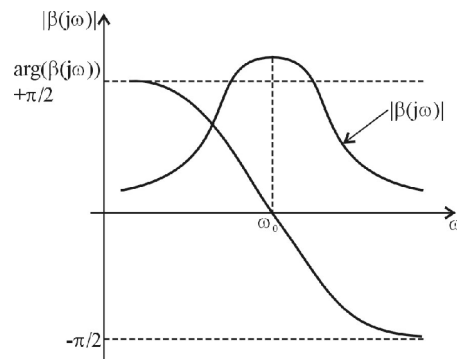
$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{1 + j\omega C_1 R_1}{j\omega C_1} \cdot \frac{j\omega C_2 R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

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

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

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

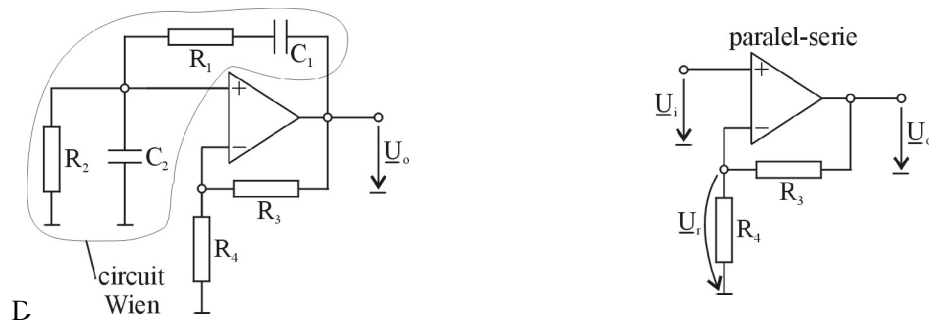
$$\beta_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} = \frac{1}{3}$$



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

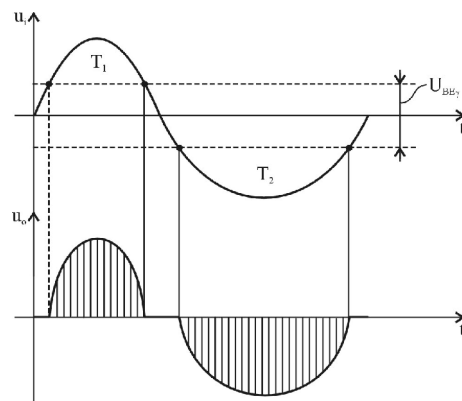
$\frac{1}{|\beta(j\omega)|} = \min$ și prin urmare pentru această pulsație poate fi satisfăcută condiția de amplitudine (1).

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



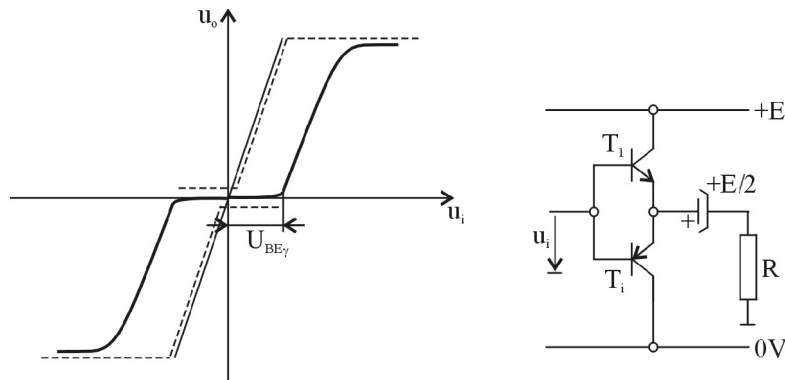
e regulă oscilatoarele cu circuitul Wien se realizează în jurul unui amplificator operațional ca în figura:

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



Obs

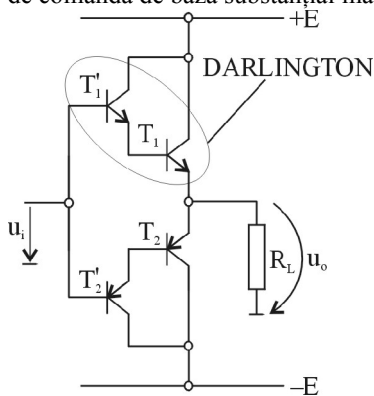
1. pe durata câte unei semialternanțe tranzistorul funcționează în conexiune CC.
2. pentru a asigura o excursie simetrică la ieșire tensiunile celor două surse de tensiune se iau egale $|+E| = |-E| = E$
3. Datorită tensiunii de deschidere semnalul de ieșire va prezenta distorsiuni neliniare, așa numitele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



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

ETAJE DE IEȘIRE ÎN CONTRATIMP CU TRANZISTOARE COMPUSE

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



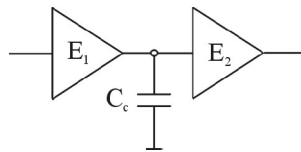
Se constată ușor reducerea substanțială a curenților de comandă dar în același timp circuitul prezintă dezavantajul înserierii a două joncțiuni emitoare fapt ce reduce panta tranzistorului echivalent.

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

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

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

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



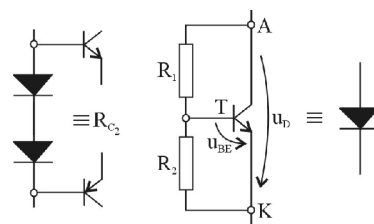
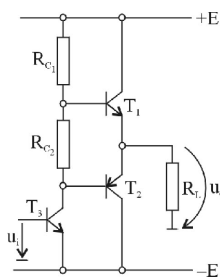
$$\frac{\frac{R_i \cdot \frac{1}{j\omega C_c}}{R_i + \frac{1}{j\omega C_c}}}{R_0 + \frac{R_i \cdot \frac{1}{j\omega C_c}}{R_i + \frac{1}{j\omega C_c}}} = \frac{\frac{R_i}{1 + j\omega C_c}}{R_0 + \frac{R_i}{1 + j\omega C_c}} = \frac{R_i}{R_0 + R_i + 1 + j\omega C_c R_i R_0} = \frac{R_i}{R_0 + R_i} \cdot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

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

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

5. Explicați rolul tranzistorului pilot al unui amplificator în contratimp respectiv cel al tranzistoarelor finale.
Curs 20 (pg. 2-3).

Etaje de ieșire de clasă A B



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

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

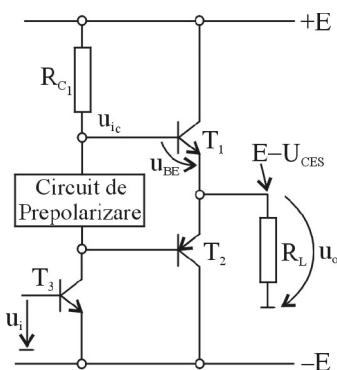
Dezavantajul schemei îl constituie instabilitatea funcționării cu temperatura.

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

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

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

Bootstraparea etajului final



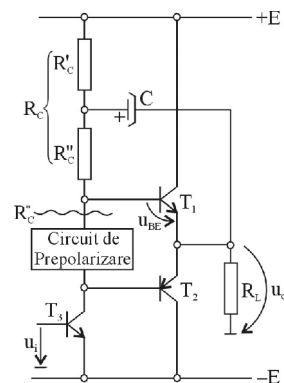
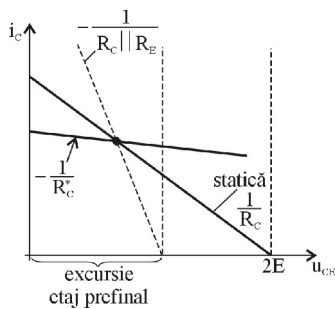
Bootstraparea este o metodă de a obține excursia maximă posibilă la ieșire în condițiile în care se utilizează aceleași tensiuni de alimentare.

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

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

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

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



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

Reacție serie – paralel

Sch,sch,sch,sch,sch

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

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

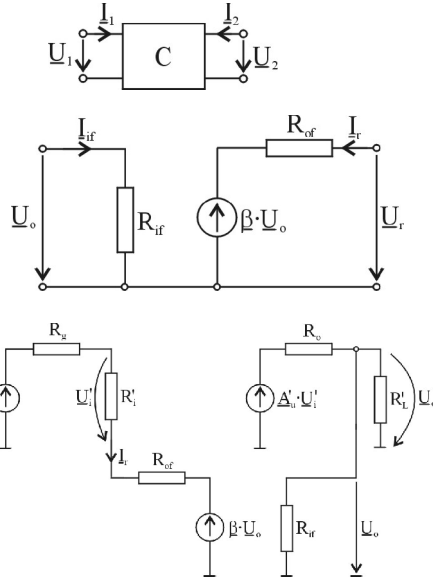
$$\underline{U}_1 = \underline{H}_{11} \underline{I}_1 + \underline{H}_{12} \underline{U}_2$$

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

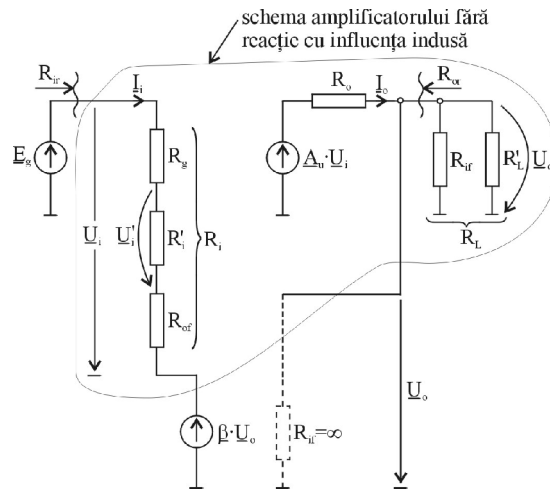
$$R_{if} = \left. \frac{U_{if}}{I_{if}} \right|_{U_r=0}$$

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

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



Se rearanjează schema.



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

Efectul reacției negative asupra caracteristicii de frecvență

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

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

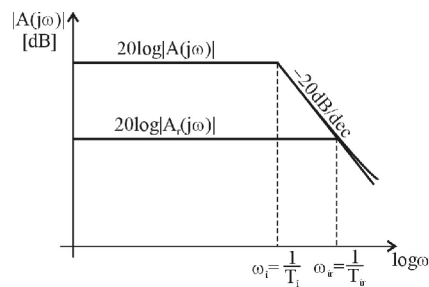
$$\beta(j\omega) = \beta$$

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

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

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

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

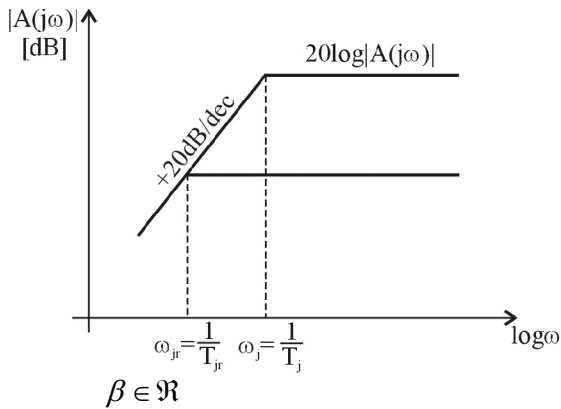


Obs

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

Analiza la joase frecvențe

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



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

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

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

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

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

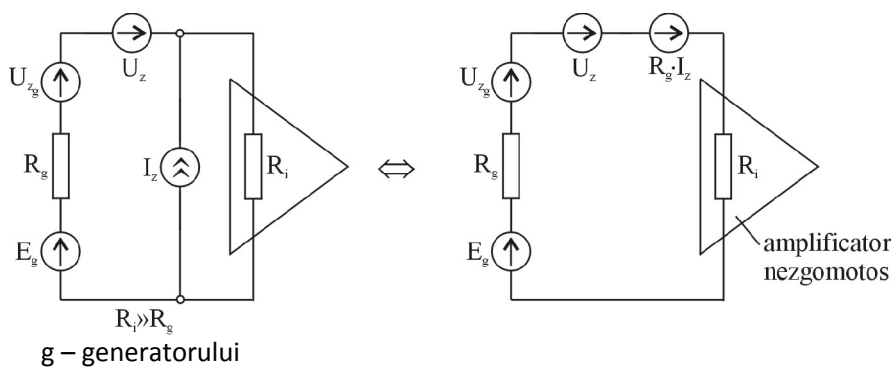
$$F = \frac{P_{zto}}{P_{zgo}} > 1$$

$$F \rightarrow 1$$

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

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

t - total



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

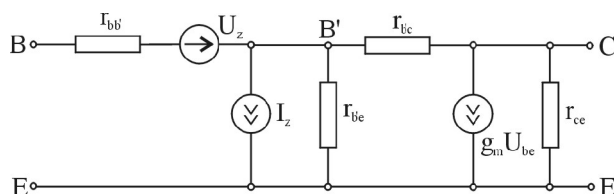
$$U_{zg}^2 = 4 \cdot K \cdot T \cdot \Delta f \cdot R_g$$

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

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

Zgomotul tranzistorului bipolar

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



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

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

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

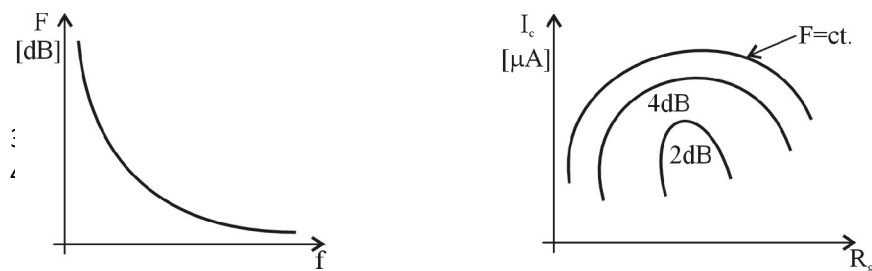
În cazul tranzistorului bipolar se pot defini mărimile $R_{zs} = R_{bb'} + \frac{1}{2g_m}$

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

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

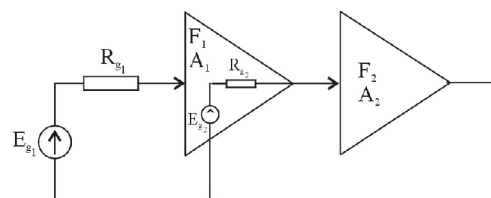
Obs.

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



3. Într-un amplificator principalele surse de zgomot sunt rezistențele.
4. Pentru a obține un amplificator nezmotos se minimizează efectul surselor de zgomot și se caută să se facă adaptarea cu rezistența generatorului de semnal pentru a se obține F_{\min} .

Se demonstrează că în cazul unui amplificator cu mai multe etaje zgomotele primului etaj influențează în cea mai mare măsură performanțele de zgomot ale amplificatorului.



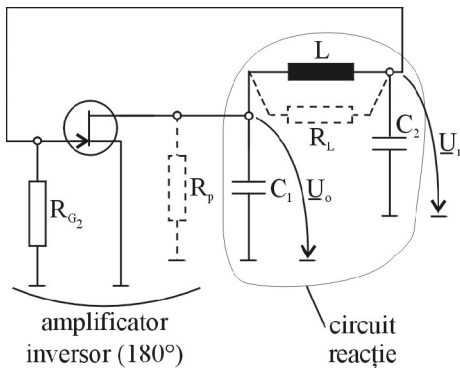
$$F = F_1 + \frac{R_{g2}}{R_{g1}} \cdot \frac{F_2}{A_1^2}$$

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

Oscilatorul COLLPITS

Utilizează transformatorul capacitiv.

Analizăm varianta cu tranzistor cu efectul de câmp.

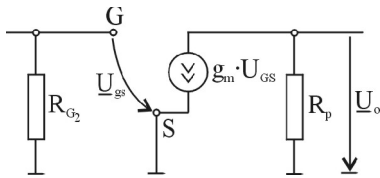


Tensiunile \underline{U}_r și \underline{U}_o sunt la rezonanță defazate cu 180° deoarece amplificatorul introduce și el un defazaj de 180° înseamnă că există reacție pozitivă și prin urmare, pot apărea oscilații.

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

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

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



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

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

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

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

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

Obs

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

CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Anul II

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

1. Parametri referitori la circuitul de intrare:

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

- **deriva termică de tensiune**, $\Delta U_{i0}/\Delta T$, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al tensiunii de decalaj inițial; arată variația cu temperatura a acestei tensiuni și se măsoară în μ 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_{i0} (sau „offset de curent”) reprezentând eroarea cauzată de inegalitatea curenților de intrare ai etajului diferențial; este măsurat ca diferență a curenților de la cele două intrări în situația când $U_e=0$ (de obicei $I_{i0} < 0,1 I_B$);

- **deriva termică de curent**, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al curentului de decalaj inițial; reprezintă raportul $\Delta I_{i0}/\Delta T$ și se măsoară în nA/°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 μ V/V).

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

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

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

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

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

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

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

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

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

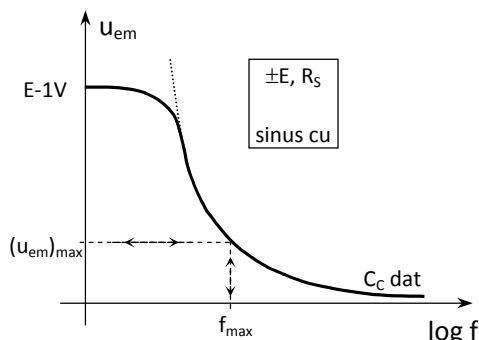


Fig. 2.9. Amplitudinea maximă a semnalului sinusoidal de la ieșirea AO în funcție de frecvență, în condițiile în care

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

3. Oglinda de curent cu tranzistor tampon

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

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

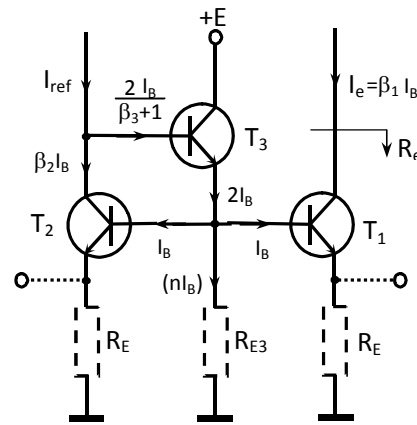


Fig. 1.6. Oglindă cu tranzistor tampon

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

caz în care:

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

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

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

și raportul devine:

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

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

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

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

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

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

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

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

deci:

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

Căderea de tensiune pe rezistența R_1 este:

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

Cu aceasta rezultă:

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

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

Căderea de tensiune pe rezistența R_2 este:

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

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

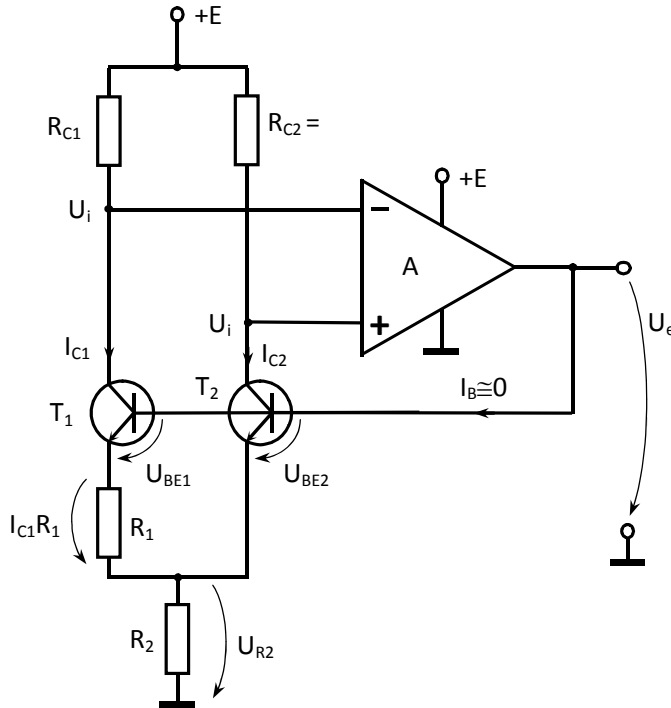


Fig. 1.19. Sursă de tensiune de referință de tip "band-gap"

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

5.6. Proprietățile amplificatorului operațional ideal

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

Amplificatoarele operaționale ideale au următoarele proprietăți:

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

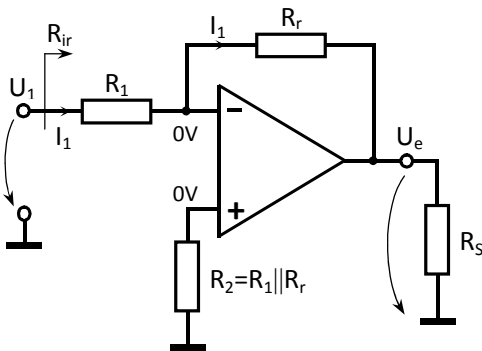
Pe baza acestor proprietăți se poate lucra cu AO folosind conceptele:

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

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

a) Amplificatorul inversor (fig.3.1).

Amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:



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

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

Fig. 3.1. Amplificator inversor cu AO

b) Amplificator neinversor (fig.3.2).

Amplificarea de tensiune cu reacție este:

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

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

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

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

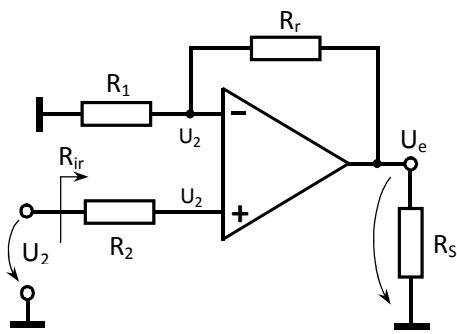


Fig. 3.2. Amplificator neinvertor cu AO și acum amplificarea lui U_2 poate fi făcută subunitară.

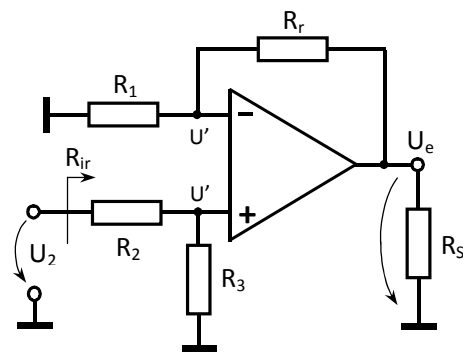


Fig. 3.3. Amplificator neinvertor cu divizor

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

Pentru dimensionarea divizorului se vor utiliza condițiile:

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

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

7. Amplificatorul logaritmă.

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

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

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

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

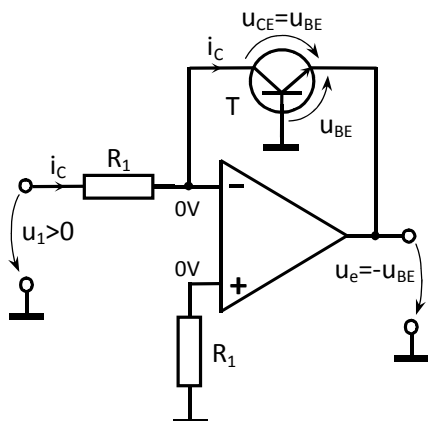


Fig. 3.11. Schema de principiu a unui

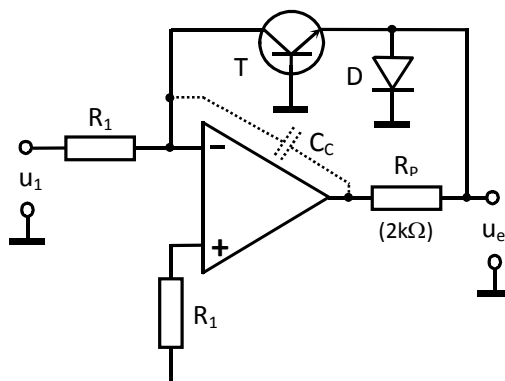


Fig. 3.12. Schemă practică pentru un amplificator

practică așa cum se arată în fig.3.12.

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

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

și se constată că u_e este proporțională cu $\ln u_1$, adică se realizează o caracteristică de transfer logaritmnică. 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 prezintă însă câteva **dezavantaje** importante:

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

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

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

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

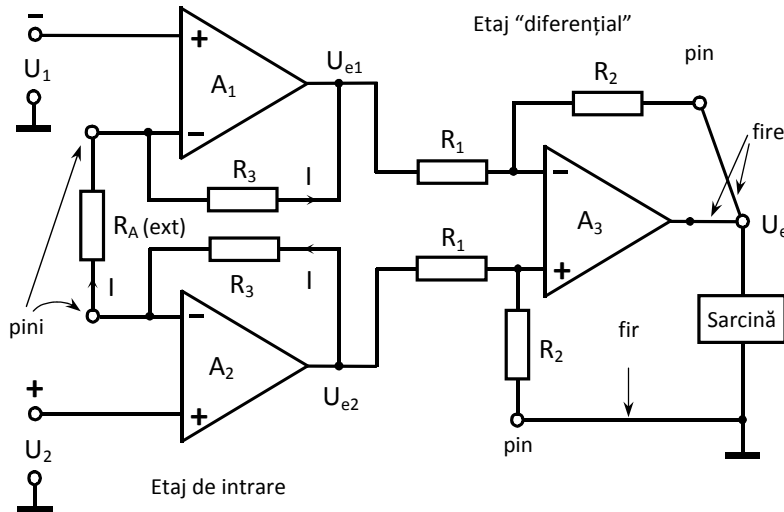


Fig. 3.23. Amplificator de măsură clasic

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

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

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

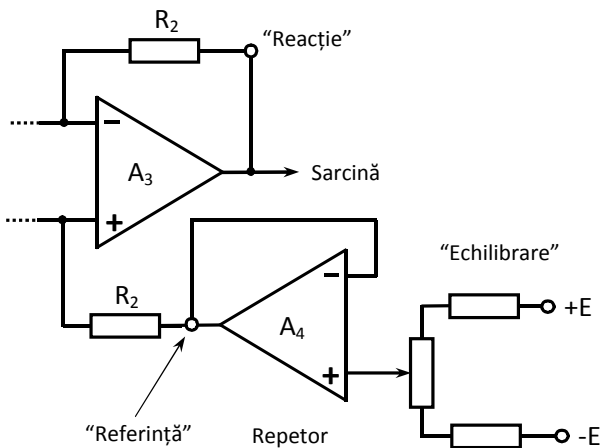


Fig. 3.24. Realizarea echilibrării la amplificatorul de măsură

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

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

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

9. Redresor de precizie monoalternantă inversor.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

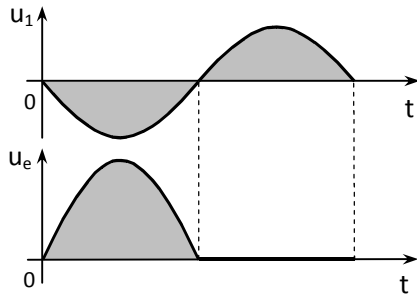


Fig. 3.29a. Formele de undă la intrarea și ieșirea redresorului

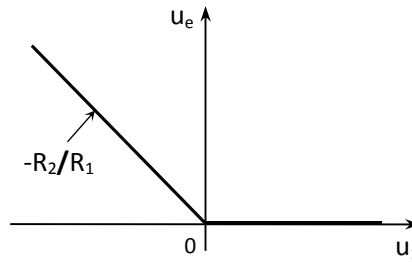


Fig. 3.29b. Caracteristica de transfer a

fig.3.29a și 3.29b.

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

Rezistența de intrare a redresorului de precizie inversor este modestă.

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

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

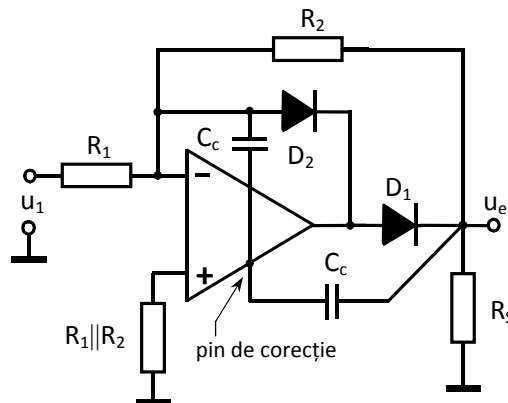


Fig. 3.30. Redresor cu frecvența de lucru mărită

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

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

10. Comparatoare.

Comparatoare simple (fără reacție)

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

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

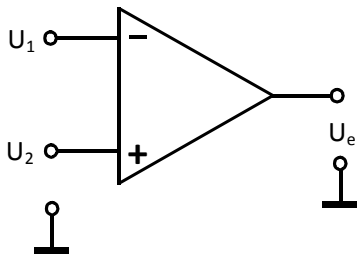


Fig. 3.74. Comparator simplu cu AO

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

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

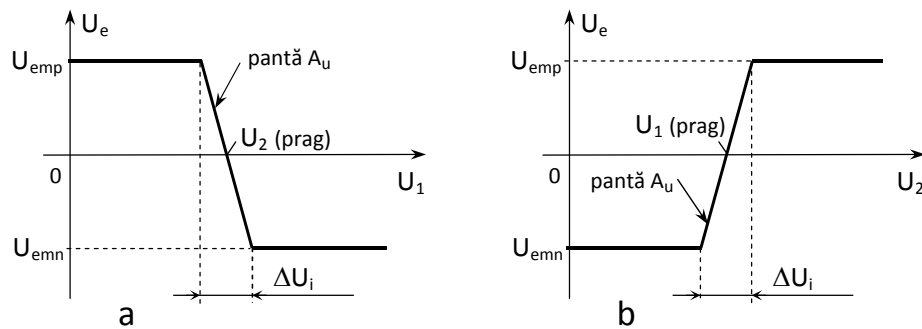
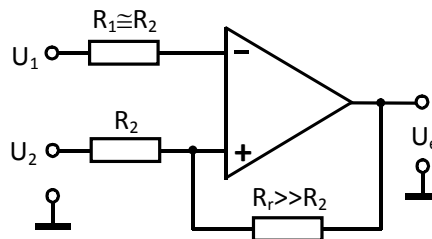


Fig. 3.75. Caracteristicile de transfer pentru comparatorul simplu inversor (a) și neinversor (b)

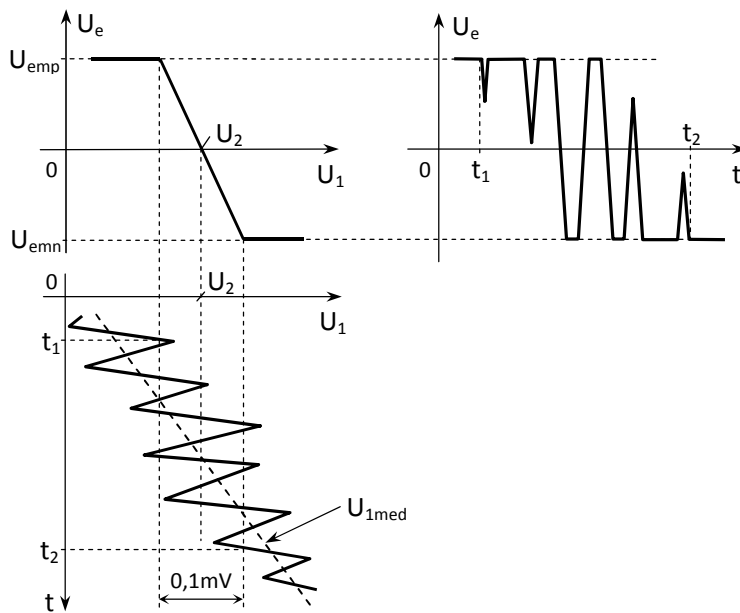
„curate” pentru evitarea „vibrațiilor”.

Comparatoare cu reacție pozitivă („cu histerezis”)

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



44
Fig. 3.79. Comparator cu reacție pozitivă



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

a) Comparatorul inversor

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

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

tensiunea U_1 crește

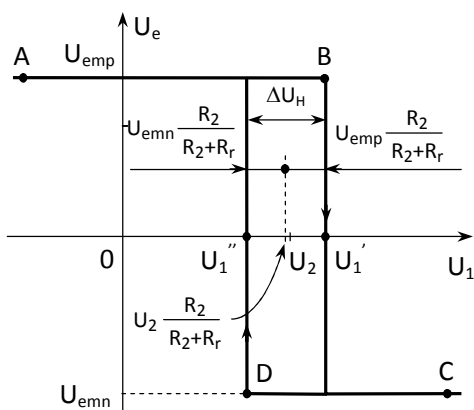


Fig. 3.80. Caracteristica de transfer a

comparatorului inversor

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

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

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

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

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

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

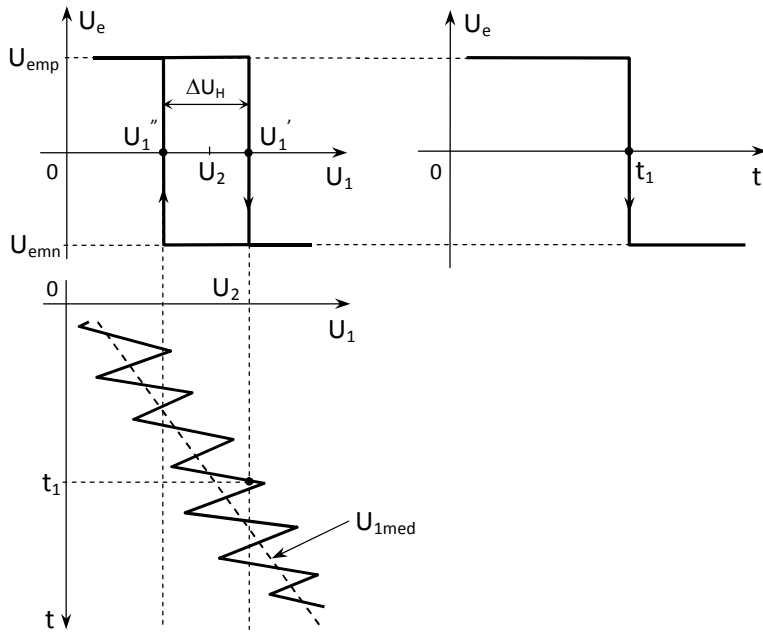


Fig. 3.82. Comportarea comparatorului cu histerezis de tip inversor

CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE

Anul II

1. Prezentarea funcționării unui decodificator pe post de demultiplexor

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

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

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

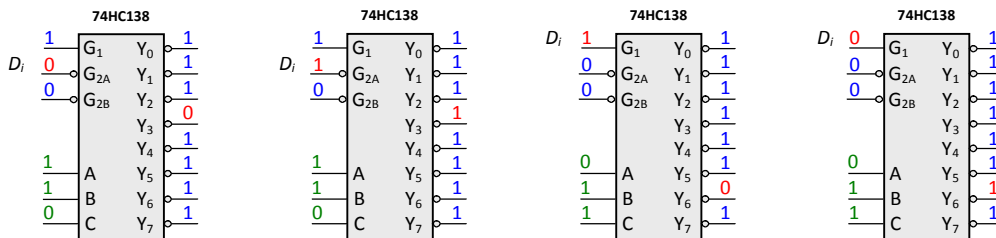


Figura 1;

Figura 2;

Figura 3;

Figura 4.

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

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

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

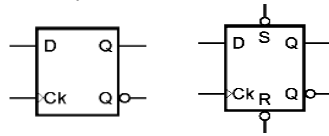


Figura 5. Bistabilul D care comută pe frontul crescător al tactului.

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

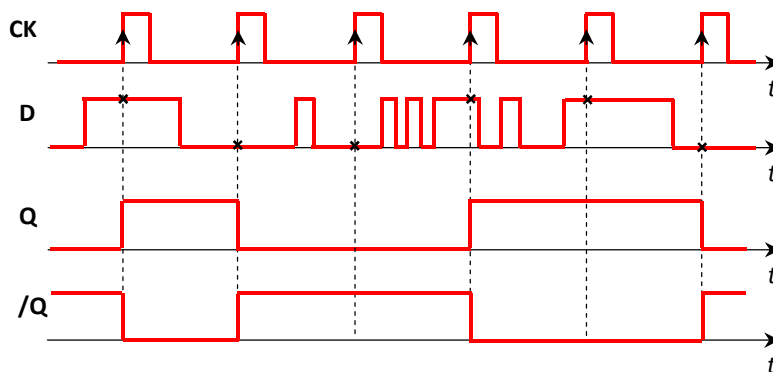
Tabelul 1

D	Q
0	0
1	1

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

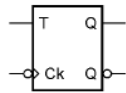
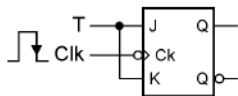
Tabelul 2

/S	/R	Q	/Q	
0	1	1	0	
1	0	0	1	
1	1			Funcționare sincronă conform tabelului 1
0	0	1	1	Stare interzisă



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

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



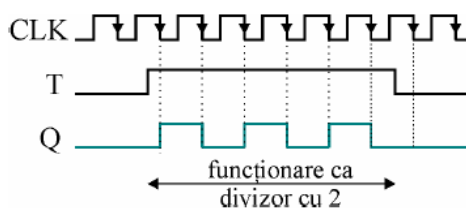
T_n	Q_{n+1}
0	Q_n
1	$\overline{Q_n}$

Tabelul de funcționare:

Obs:

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

bistabilul basculează la fiecare impuls de tact.

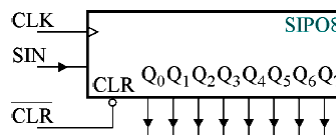


4. Descrieți modalitățile de realizare a conversiei serie-paralel,

respectiv paralel-serie a datelor

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

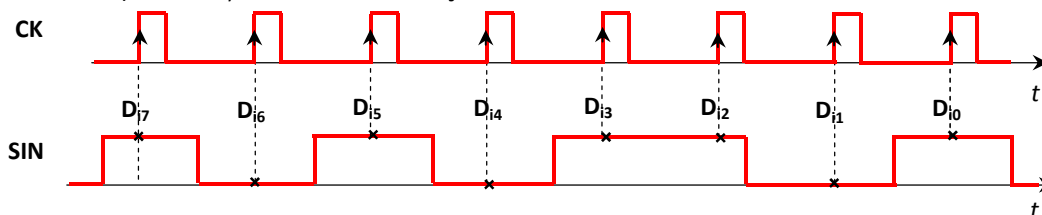
Funcționare:



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

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

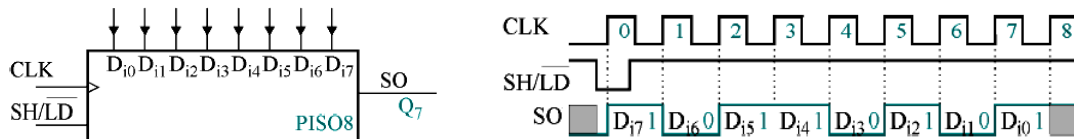
Ritmul în care sunt aduși biții la intrarea serială SIN trebuie să fie corelat cu secvența de aplicare a impulsurilor de tact. Registrul comută pe frontul crescător al tactului (chiar dacă bistabilele comută pe frontul descrescător). Secvența care se convertește este 10101101.



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

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

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



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

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

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

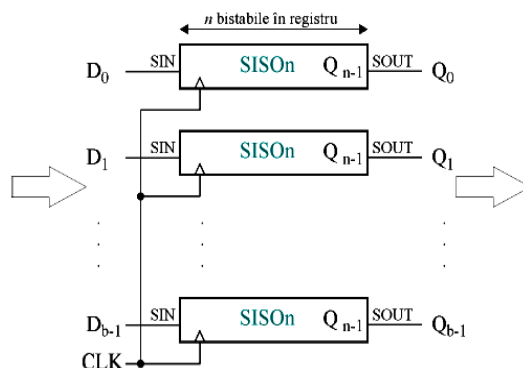
Memoria FIFO (First In First Out) se realizează cu ajutorul unor registre SISO care permit deplasarea într-un singur sens (spre dreapta).

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).

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

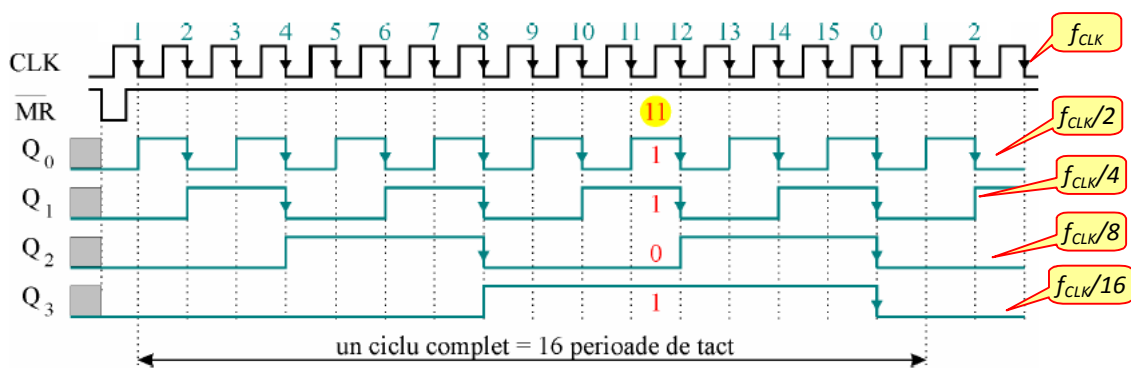
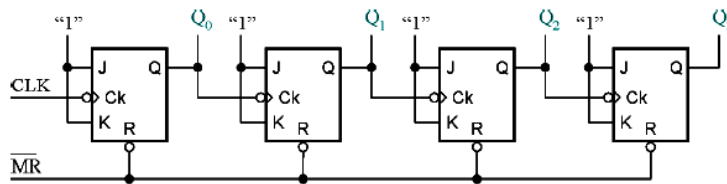
Astfel ultimul cuvânt înscris va fi primul citit.

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

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

și trasați formele de undă aferente

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



Obs:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Din tabel se deduc următoarele:

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

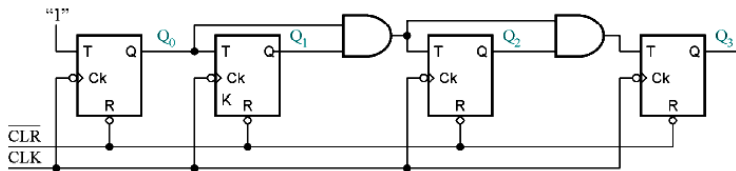
- bistabilul Q_3 basculează numai dacă înaintea aplicării impulsului de tact Q_0, Q_1 și Q_2 sunt pe „1”
deci $T_3 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 = Q_2 \cdot T_2$.
- în general se poate scrie: $T_{n-1} = Q_0 \cdot Q_1 \cdot \dots \cdot Q_{n-2} = T_{n-2} \cdot Q_{n-2}$.

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

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

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

Schema numărătorului sincron obținut prin metoda serială:



Durata minimă a impulsului de tact este:

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

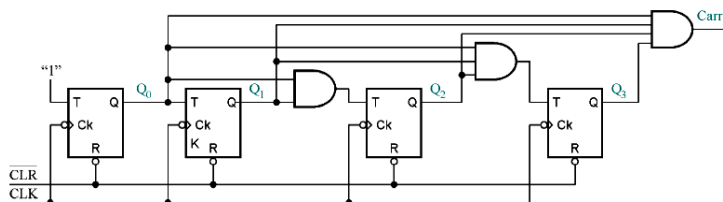
Dezavantaj: - t_p mai mare decât în cazul generării paralele a valorilor T .

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

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

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

Schema numărătorului sincron obținut prin metoda paralelă:



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

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

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

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

8. Prezențați, sumar, principalele metode de obținere

a divizoarelor de frecvență programabile

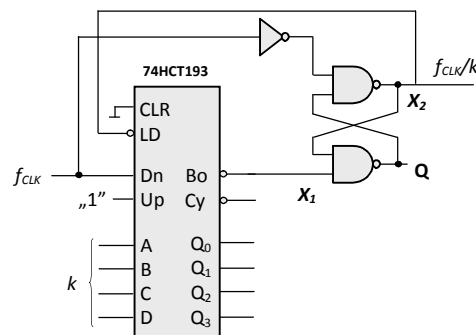
Divizoarele de frecvență programabile sunt divizoare de frecvență la care raportul de divizare se poate modifica de la un ciclu de divizare la următorul.

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

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

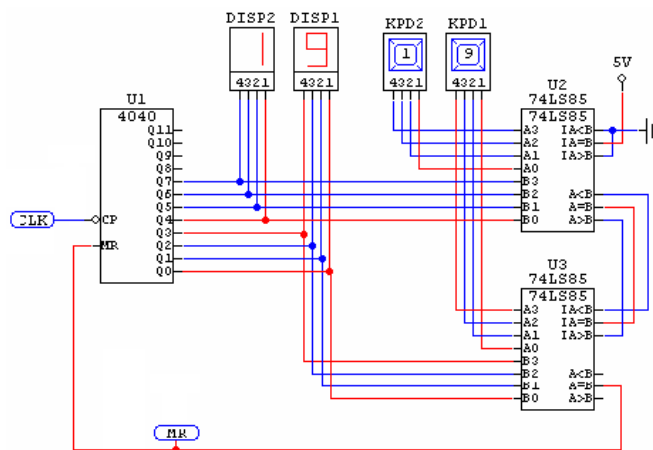
Deoarece bistabilele din componența numărătorului nu au același timp de încărcare și, astfel apare riscul unei încărcări incomplete, este necesar intercalarea unui bistabil SR de memorare a impulsului de încărcare (la fel ca la numărătoarele modulo p).

Astfel, la ieșirea $/Q$ 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.

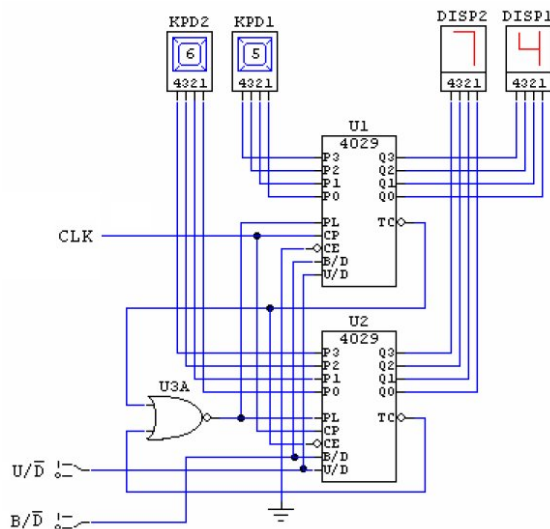
Schema prezentată este una care funcționează foarte bine în regim de simulare digitală, dar nu în realitate deoarece folosește circuite CMOS și TTL LS în același montaj. Pentru a rezolva acest neajuns, cel mai bine este să se folosească variantele HC sau HCT ale circuitelor prezentate: 74HCT4040 și 74HCT85,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

Memoriile RAM se clasifică în:

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

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

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

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

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

10. Explicați, pe scurt, funcționarea unei memorii DRAM

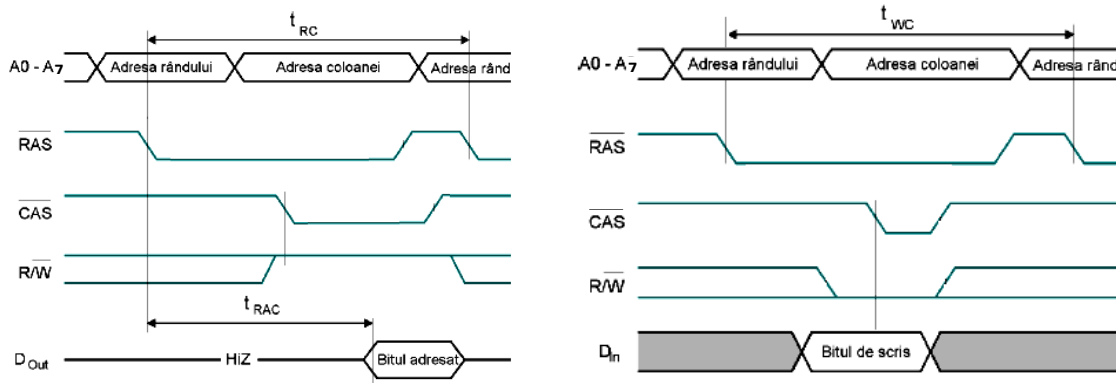
(citire, scriere, reîmprospătare)

Citirea informației memorate într-o memorie DRAM

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

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

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



Citirea informației

Scrierea informației

Scrierea informației în memorie

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

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

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

Reîmprospătarea informației memorate

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

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

Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare

Anul II

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

[1], pag. 11

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

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

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

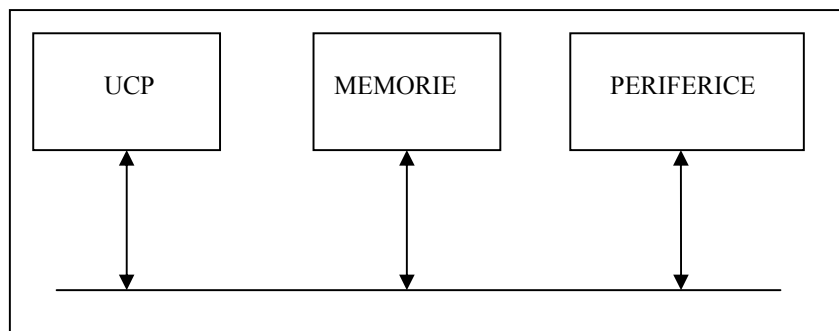


Fig. 1.1 Structura generală a unui SPN.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

[1], pag. 14, 15.

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

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

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

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

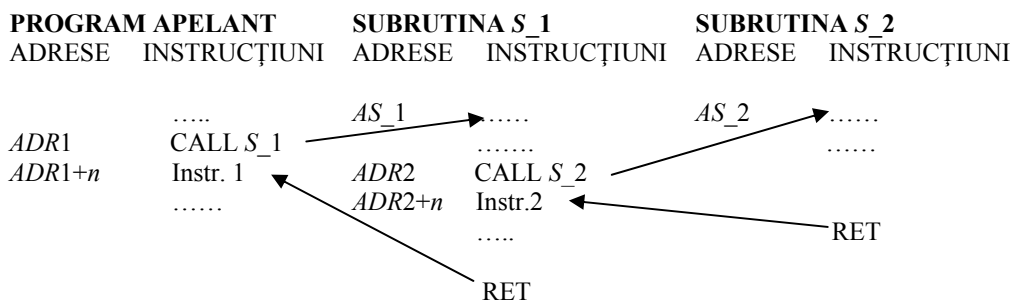


Fig. 1.3 Apelul unei subrutine.

4. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere

[1], pag. 27.

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

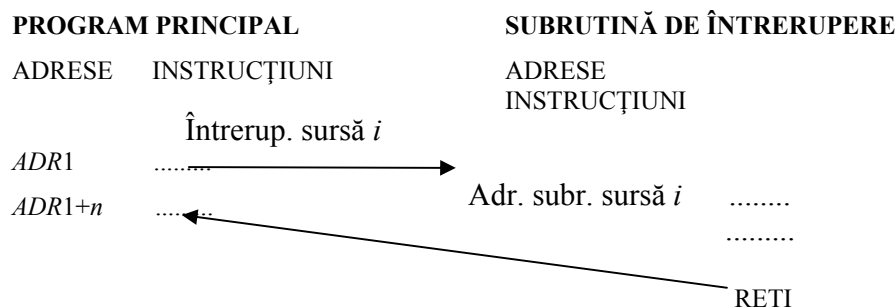


Fig. 1.13. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere.

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

[1] pag. 16,17.

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

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

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

Rezumând, cele două operații pot fi prezentate sintetic astfel:

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

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

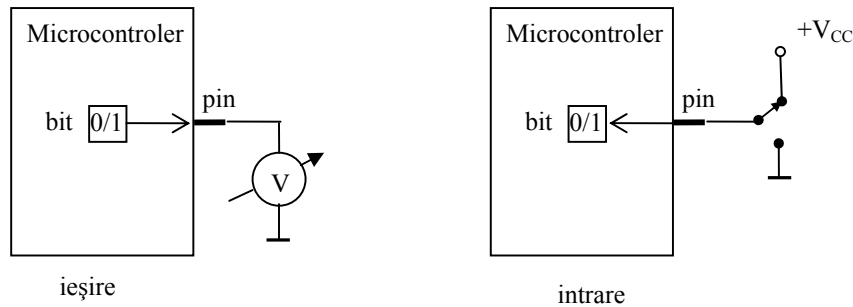


Fig. 1.6 Funcțiile de ieșire și, respectiv, de intrare ale unui pin.

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

[2], slide nr. 7, 8.

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

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

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

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

[1], pag. 18.

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

Expresia temporizării este

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

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

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

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

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

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

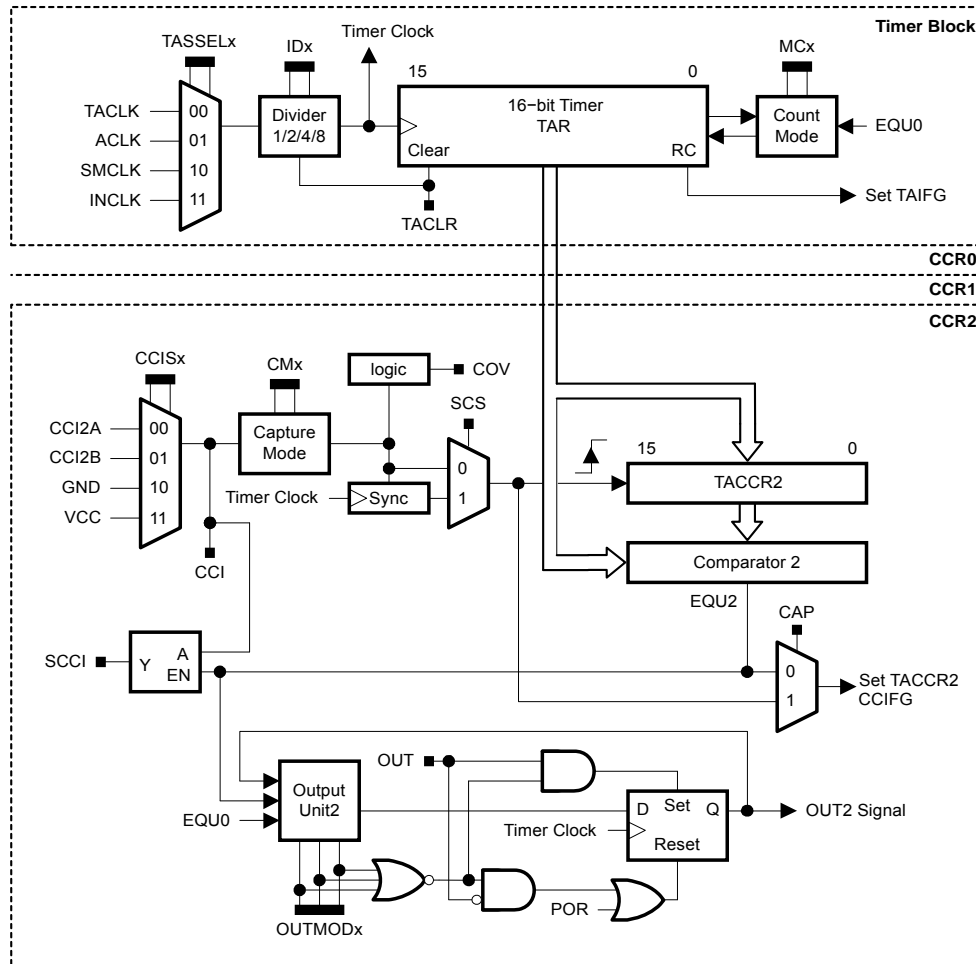


Fig. 3.7 Structura modului Timer_A [2].

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

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

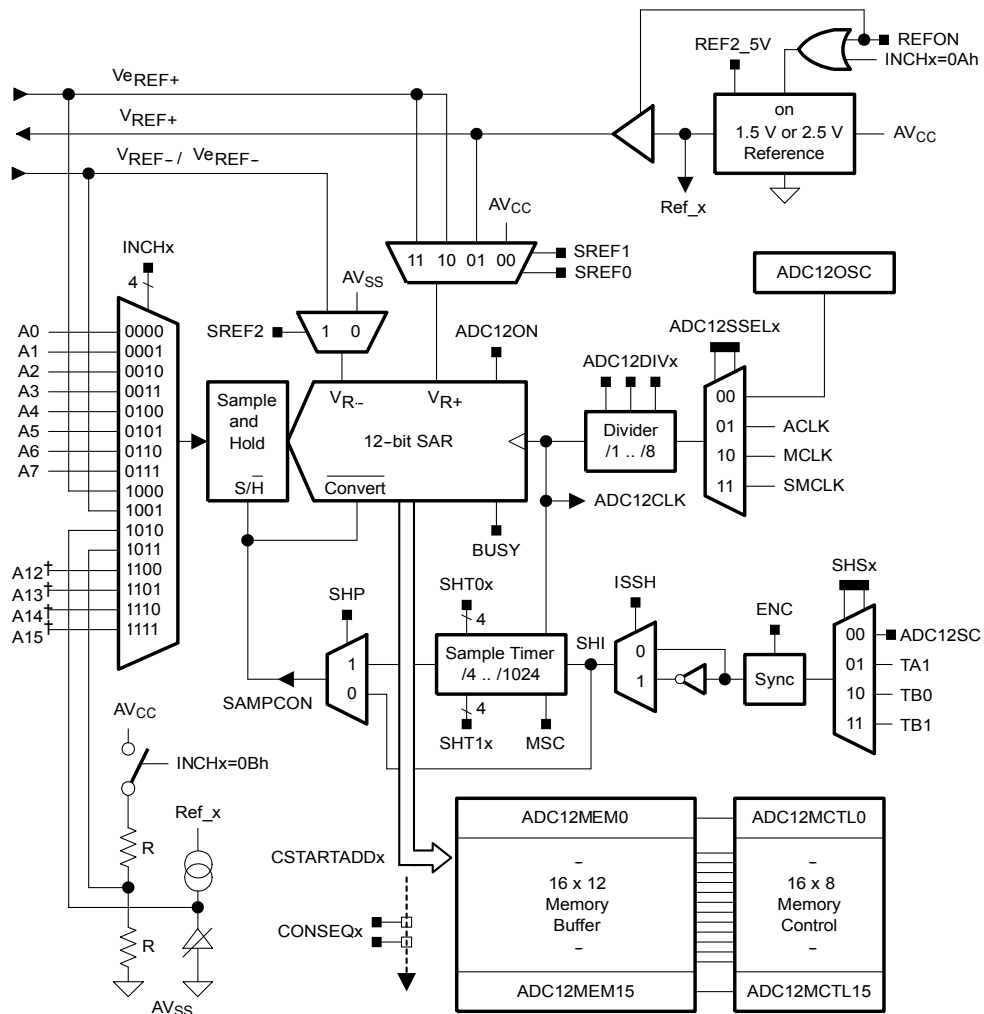
Unitățile CCR0, CCR1 și CCR2 permit implementarea *funcției de captură*, când bitul CAP este pe 1 logic. Prin intermediul biților CCISx se selectează unul din cele 4 semnale posibile (CCIxA și CCIxB provin de la pini). Frontul (fronturile) acestui semnal vor declanșa captura. Dacă biții CCISx au succesiv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

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

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

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

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



† MSP430FG43x and MSP430FG461x devices only

Fig. 3.11 Structura ADC12 [2].

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

[1] pag. 24, 25.

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

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

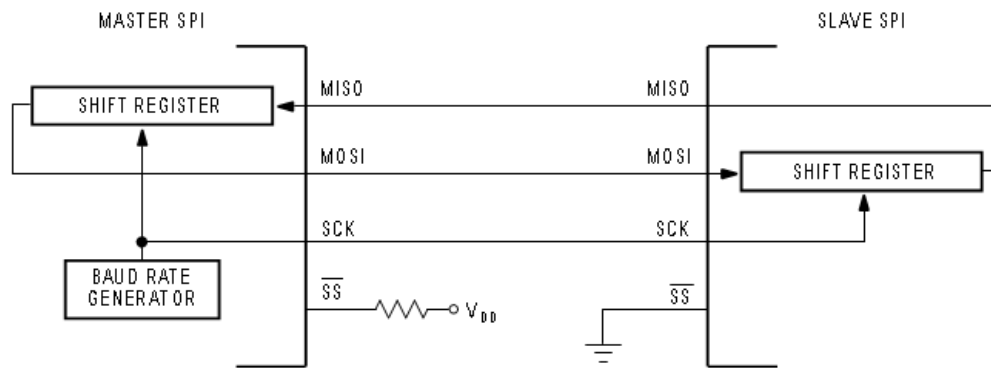


Fig. 1.11 Comunicația serială sincronă.

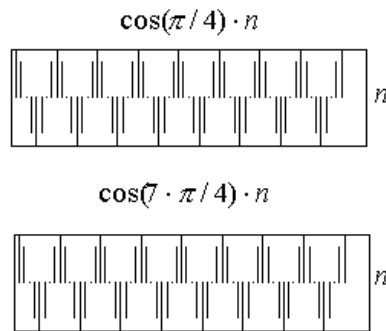
Comanda interfeței SPI pentru funcția *master/slave* se realizează prin linia de selecție /SS (*Slave Select*). Interfața SPI a componentei *master* conține circuite (*baud rate generator*) pentru generarea semnalului de tact (*Serial Clock*) SCK. Cele două dispozitive SPI conțin câte un registru de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

CIRCUITE ȘI SISTEME

ANUL II

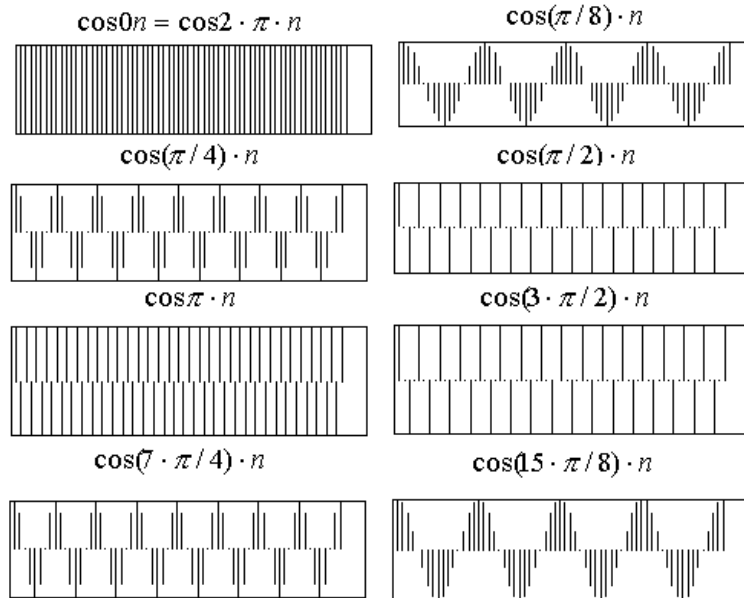
1. Confuzii datorate eșantionării. Exemple

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



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

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

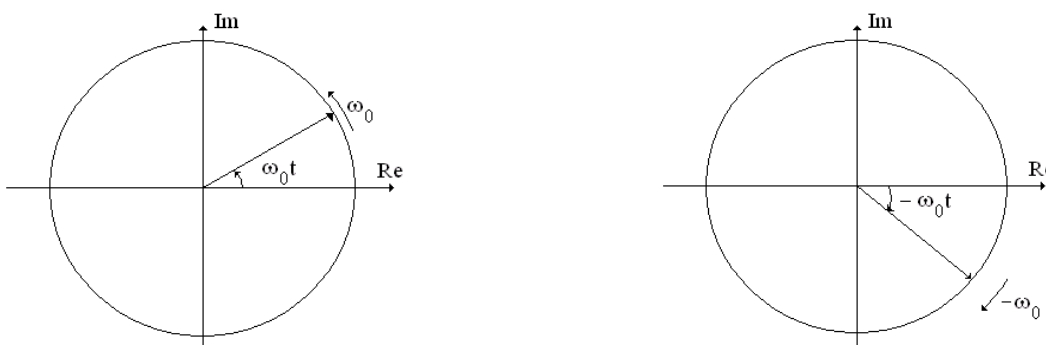


2. Semnale complexe. Fazori. Conceptul de frecvență negativă

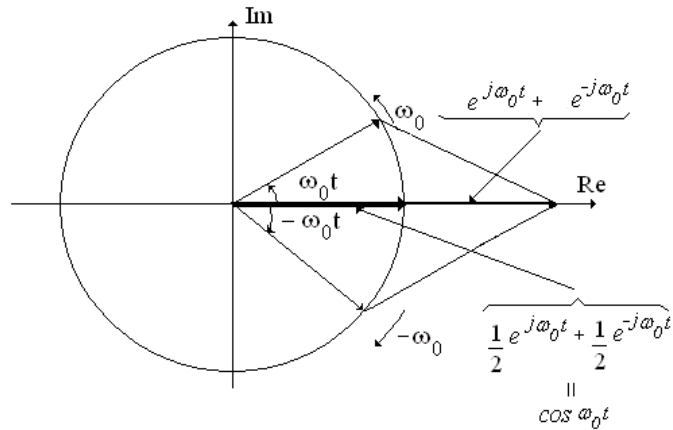
Este bine cunoscută prima formulă a lui Euler:

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

Cele două exponențiale complexe din membrul drept sunt semnale complexe care se mai numesc și fazori. Ele pot fi reprezentate ca și vectori rotitori în planul complex. Acești vectori au module unitare și se rotesc cu viteze unghiulare ω_0 și respectiv $-\omega_0$. Ei sunt reprezentați în figura de mai jos.



Dar ω_0 reprezintă și pulsația (sau frecvența) semnalului $\cos \omega_0 t$. De aceea se mai spune că frecvența fazorului $e^{-j\omega_0 t}$ este negativă. Acest concept nu are un suport fizic, dar este util pentru simplificarea calculului. Construcția semnalului $\cos \omega_0 t$ cu ajutorul celor doi fazori este prezentată în figura următoare.



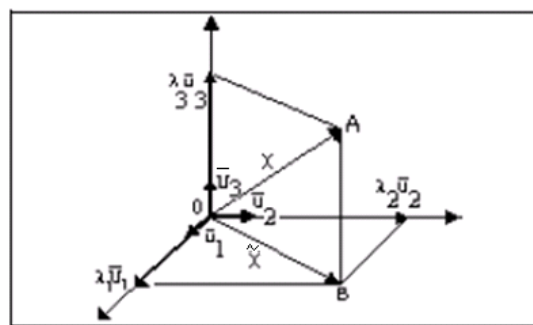
3. Teorema proiecției. Exemplu de aplicare în teoria aproximării

Enunțul teoremei proiecției este următorul.

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

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

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



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

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

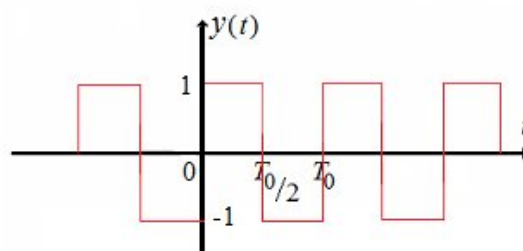
Dacă se consideră că spațiul Hilbert H are dimensiunea n fiind generat de baza $\{u_1, u_2, \dots, u_n\}$ și că spațiul Hilbert H_s este generat de baza $\{u_1, u_2, \dots, u_m\}$ cu $m < n$ atunci cea mai bună aproximare a lui

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

trunchierea descompunerii lui x la un număr de m elemente.

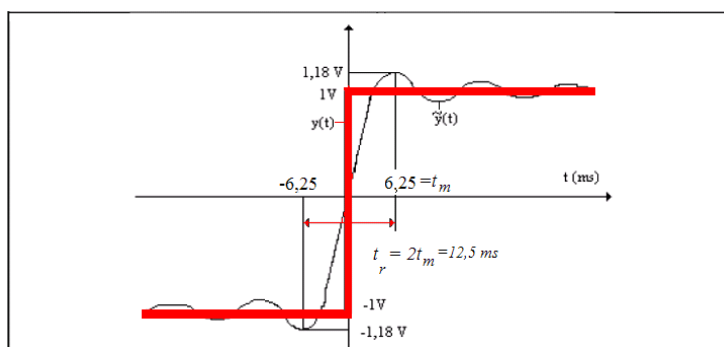
4. Fenomenul Gibbs

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



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

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



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

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

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

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

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

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

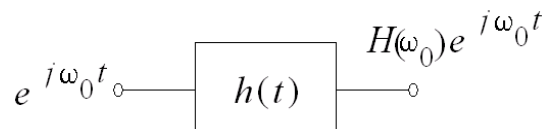
sau, exprimând în formă compactă suma de cosinusuri și aproximând cu ajutorul funcției sinus integral Si :

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

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

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

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



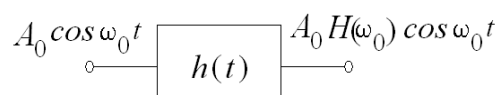
Valoarea proprie corespunzătoare este răspunsul în frecvență al sistemului calculat la frecvența exponențialei complexe (ω_0).

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

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

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

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



Răspunsul poate fi exprimat și în forma echivalentă:

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

care permite măsurarea caracteristicilor de modul și de fază ale răspunsului în frecvență al sistemului. Pentru valori succesive ale lui ω_0 se măsoară amplitudinea răspunsului, valorile obținute servind la trasarea caracteristicii de modul și faza inițială a răspunsului, valorile obținute servind la trasarea caracteristicii de fază a răspunsului în frecvență al sistemului.

6. Teorema simetriei. Aplicații

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

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

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

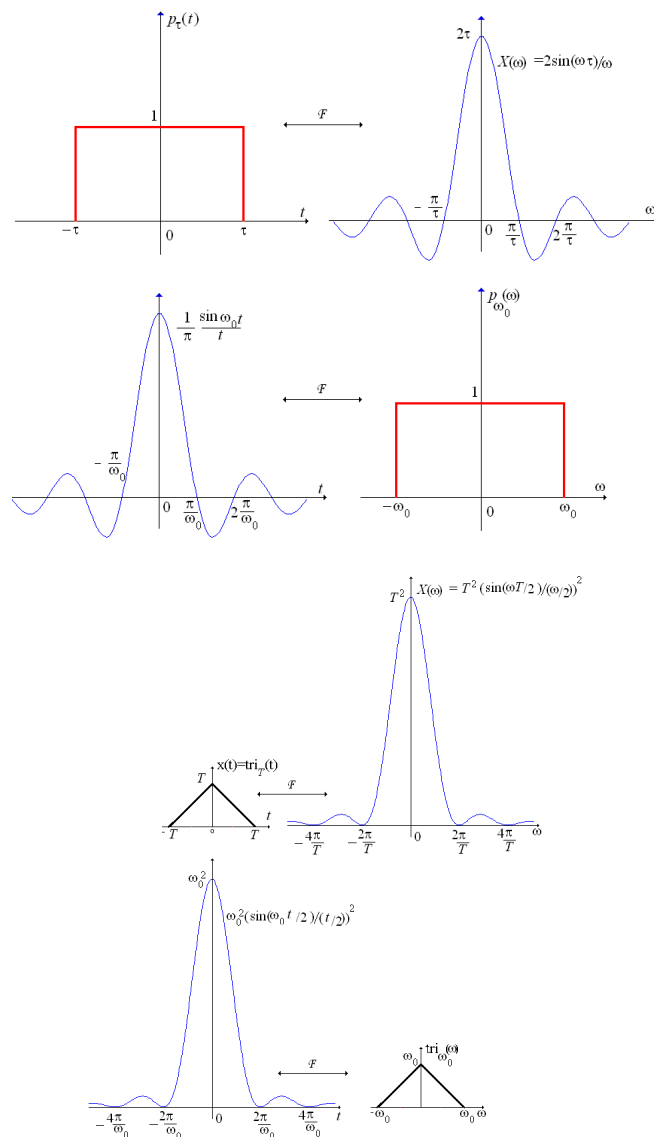
Această teoremă permite calculul transformatei Fourier ale unor noi semnale pe baza unor transformate Fourier deja cunoscute.

Făcând schimbările de variabile și de constante de forma

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

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

În continuare se prezintă două aplicații ale acestei teoreme.



7. Relația de incertitudine Heisenberg-Gabor

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

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

La fel și în domeniul frecvență, pentru localizare se folosește

frecvența centrală, ω_c și dispersia spectrului semnalului în jurul frecvenței centrale, σ_ω^2 , definite în ecuațiile următoare:

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

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

Dacă σ_t și σ_ω pot fi calculate pentru un anumit semnal, atunci este valabilă relația:

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

oricare ar fi semnalul considerat.

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

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

8. Diagrame spectrale pentru semnale periodice în timp discret

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

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

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

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

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

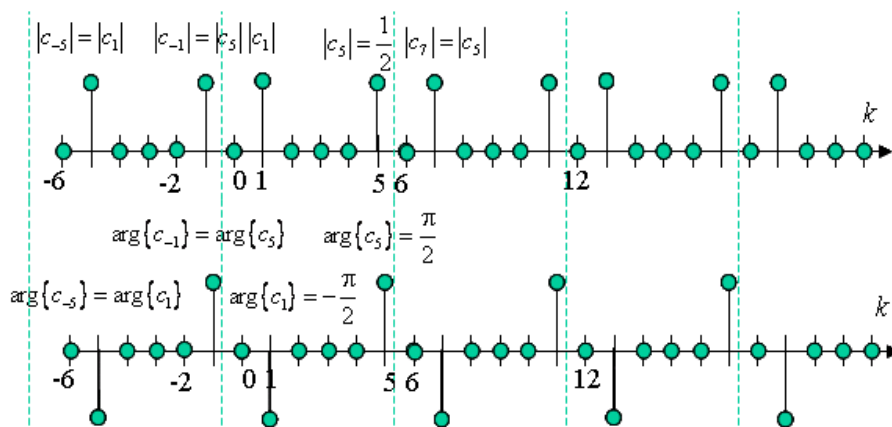
sau, pe baza periodicității exponențialei complexe:

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

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

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

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



9. Funcția de corelație pentru semnale discrete de energie finită

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

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

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

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

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

Proprietatea 1. Teorema Wiener-Hincin

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

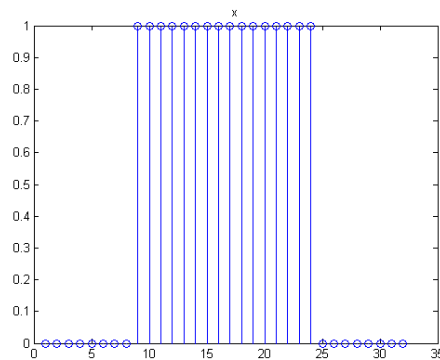
$$R_x[k] \leftrightarrow |X(\Omega)|^2 = S_x(\Omega).$$

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

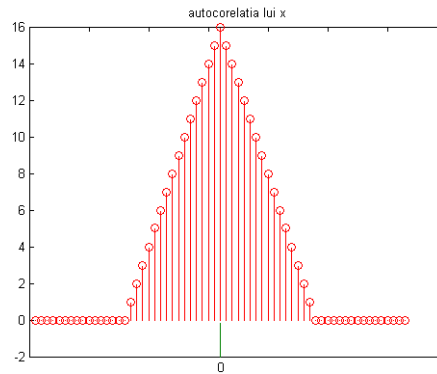
$$W_x = R_x[0] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(\Omega)|^2 d\Omega.$$

Proprietatea 3. Funcția de corelație este pară.

Se consideră semnalul din figura de mai jos.



Autocorelația sa este reprezentată grafic în figura următoare.



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

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

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

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

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

Zona Tematica 5

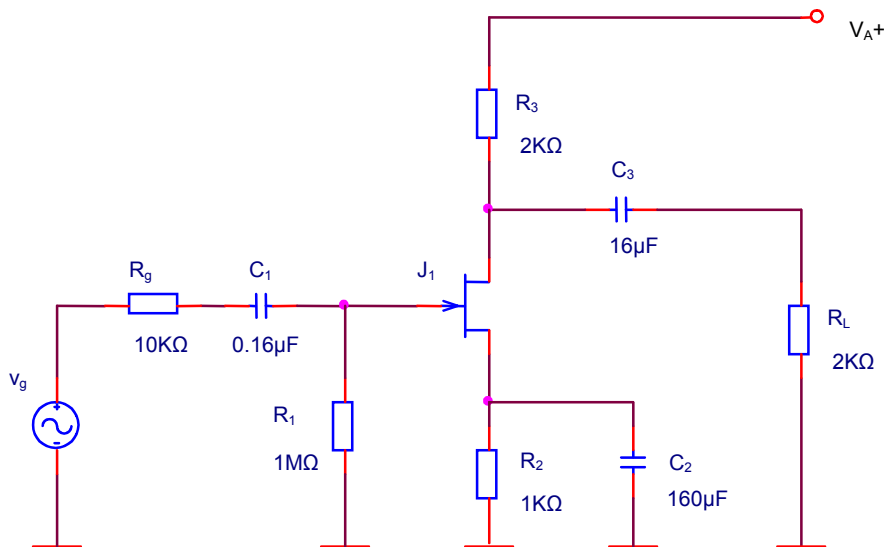
CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

- Probleme zona tematică 5 -

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

Să se determine frecvența de trecere la înalte:

- a) Folosind teorema lui Miller;
- b) Folosind metoda constantelor de gol.



Bibliografie: Seminar 2, pag. 6

https://intranet.etc.upt.ro/~CEF_A/

Rezolvare:

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

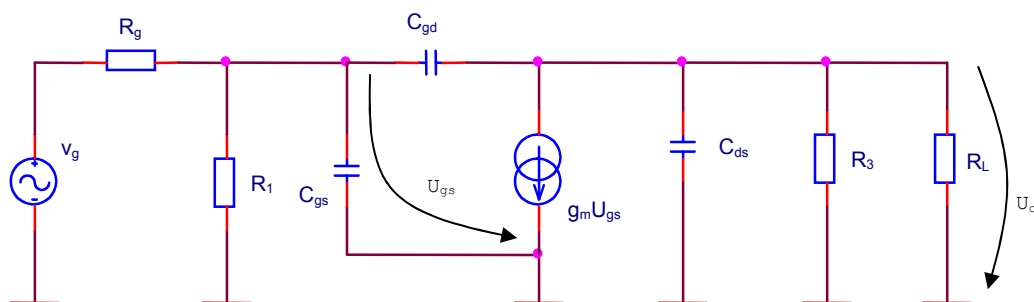


Fig. 9. Schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic pentru circuitul din fig. 8.

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

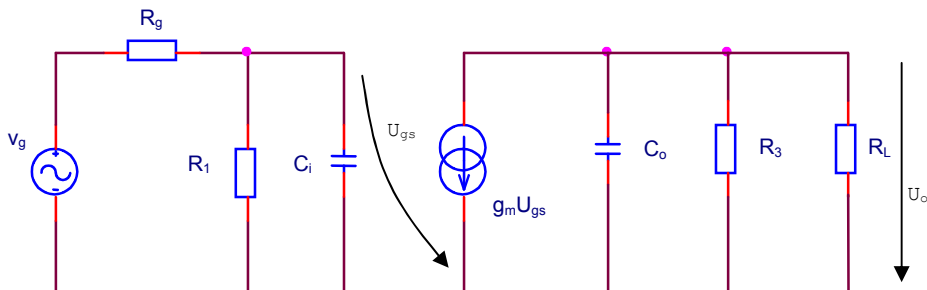


Fig. 10. Schema echivalentă după aplicarea teoremei lui Miller.

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

(21)

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

(22)

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

(23)

Frecvențele introduse de aceste capacități sunt:

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

(24)

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

(25)

Funcția de transfer la înaltă frecvență va fi atunci:

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

(26)

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

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

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

(27)

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

b1) Analiza efectului capacității C_{gs} .

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

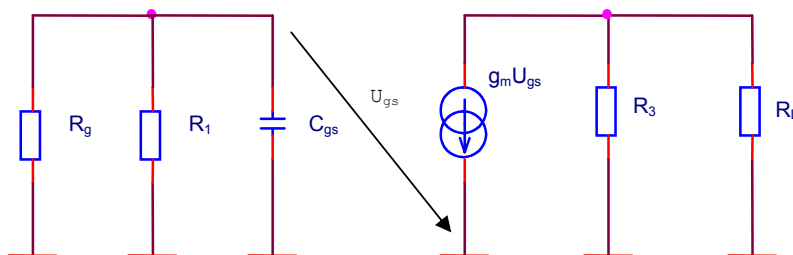


Fig. 11. Schema echivalentă, cazul C_{gs} .

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

(28)

b2) Analiza efectului capacității C_{gd} .

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

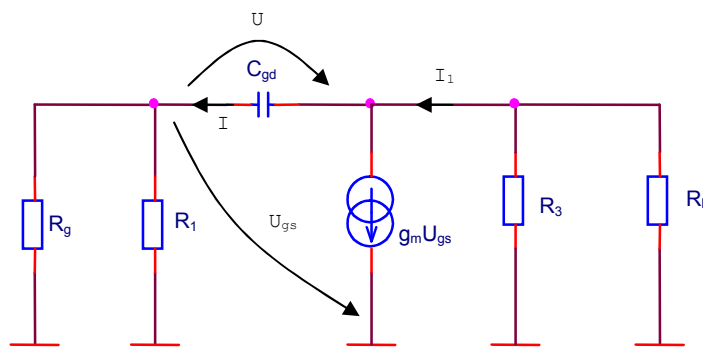


Fig. 12. Schema echivalentă, cazul C_{gd} .

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

(29)

Aplicând teoremele lui Kirchoff se pot scrie următoarele relații:

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

(30)

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

(31)

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

(32)

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

(33)

b3) Analiza efectului capacității C_{ds}

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

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

(34)

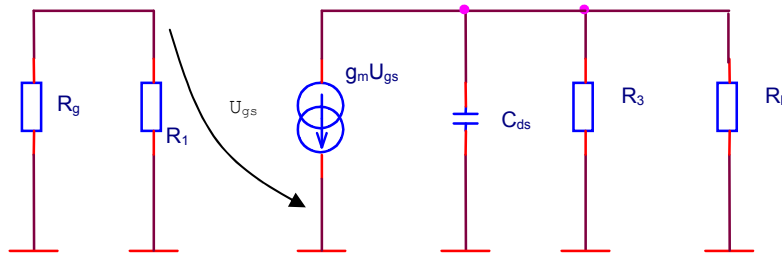


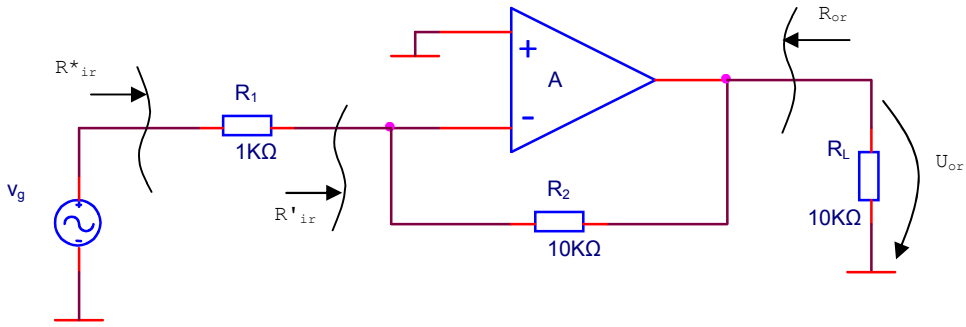
Fig. 13. Schema echivalentă, cazul C_{ds} .

Efectul cumulativ al celor trei capacități se determină astfel:

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

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

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



Bibliografie: Seminar 4, pag. 2
https://intranet.etc.upt.ro/~CEF_A/

Rezolvare:

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

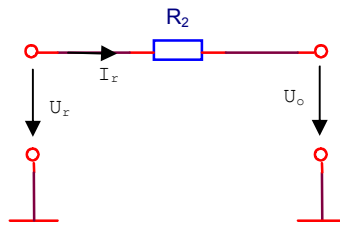


Fig. 2. Cuadripolul de reacție.

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

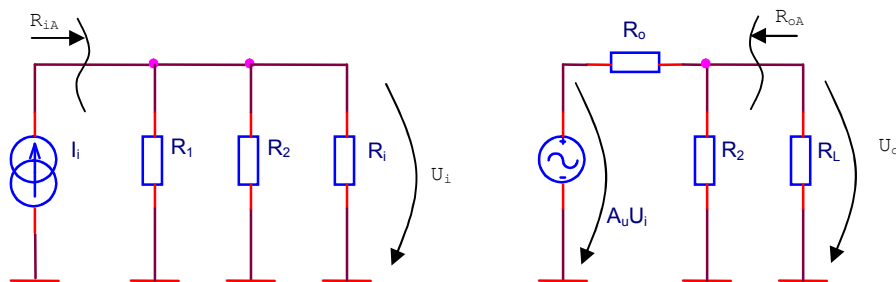


Fig. 3. Schema echivalentă, cu influența cuadripolului de reacție inclusă, pentru circuitul din fig. 1.

Pentru această schemă fără reacție se calculează mărimile de interes:

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

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

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

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

- Se obțin parametrii amplificatorului cu reacție:

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

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

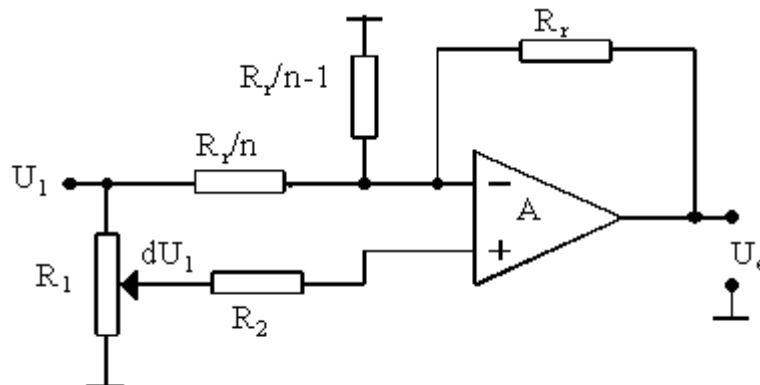
$$R_{i_r} = R_1 \parallel R_{i_r}' \cong R_{i_r}' \Rightarrow R_{i_r}^* = R_1 + R_{i_r}' \cong R_1$$

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

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

CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Problema 1. Pentru circuitul din figură se cer: a) Amplificarea de tensiune $A_{ur} = \frac{U_e}{U_1}$. b) Valorile lui A_{ur} pentru pozițiile extreme și la mijloc ale cursorului, apoi valoarea minimă a lui "n". c) Condiția de erori minime pentru rezistențe.



Soluție

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

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

Cu aceasta:

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

b) Pentru pozițiile impuse cursorului avem:

-sus, $d=1$ și $A_{ur} = +n$

-la mijloc, $d=0,5$ și $A_{ur} = 0$

-jos, $d=0$ și $A_{ur} = -n$

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

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

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

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

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

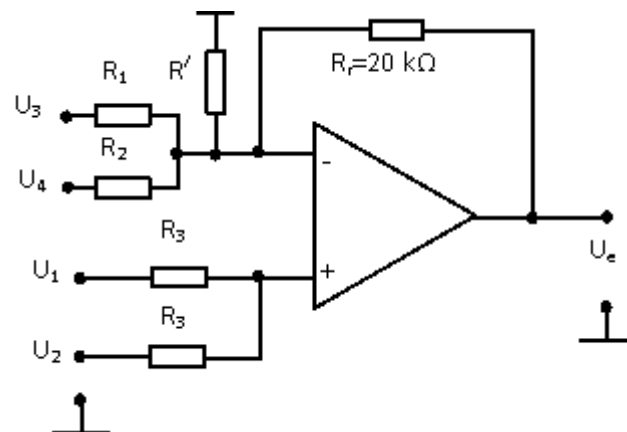
$$U_e = 1,5U_1 + 1,5U_2 - 0,25U_3 - 0,75U_4$$

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

Soluție

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

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



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

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

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

Prin identificarea coeficientului tensiunilor cu semn plus rezultă:

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

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

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

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

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

CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE

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

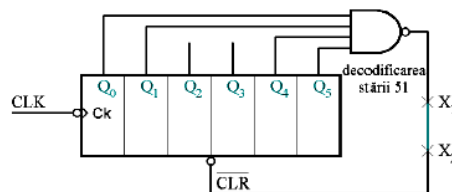
Numărul de bistabile necesare n este: $2^{n-1} < 51 < 2^n$. Relația este îndeplinită pentru $n=6$ ($32 < 51 < 64$).

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

Tabelul de funcționare al numărătorului este:

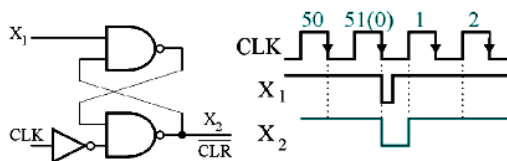
Nr. impuls tact	Q_5	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
...						
50	1	1	0	0	1	0
51 (0)	$1 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 0$	0	0	$1 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 0$

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



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

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



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

a). Numărul necesar de circuite 6264 este:

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

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

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

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

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

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

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

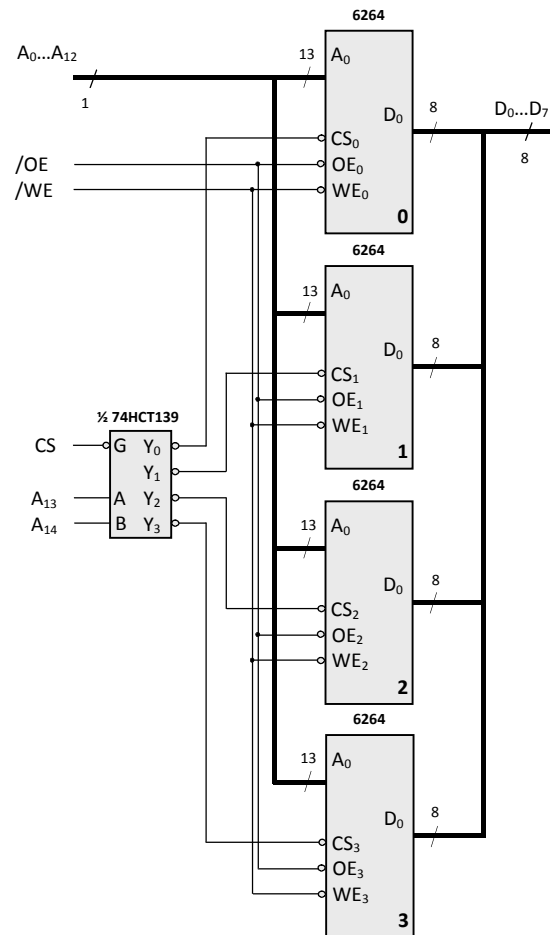


Figura 6. Memorie SRAM de capacitate 32k x 8 biți.

SEMNALE SI SISTEME

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

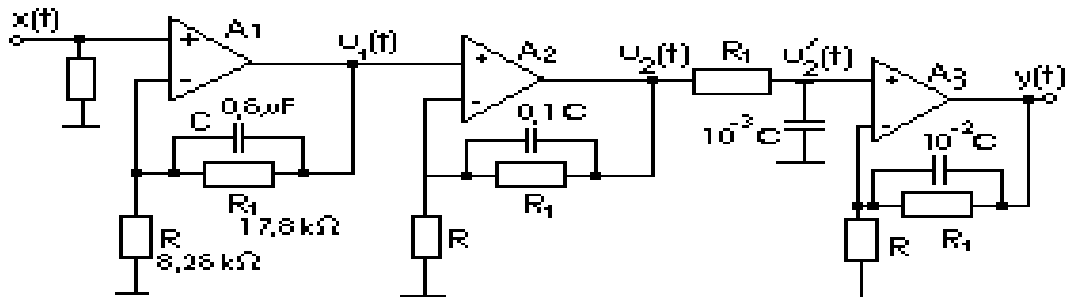
Da.

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

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

Da.

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



Referindu-ne numai la primul etaj se știe că:

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

Prin urmare:

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

Răspunsul în frecvență al primului etaj este deci:

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

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

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

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

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

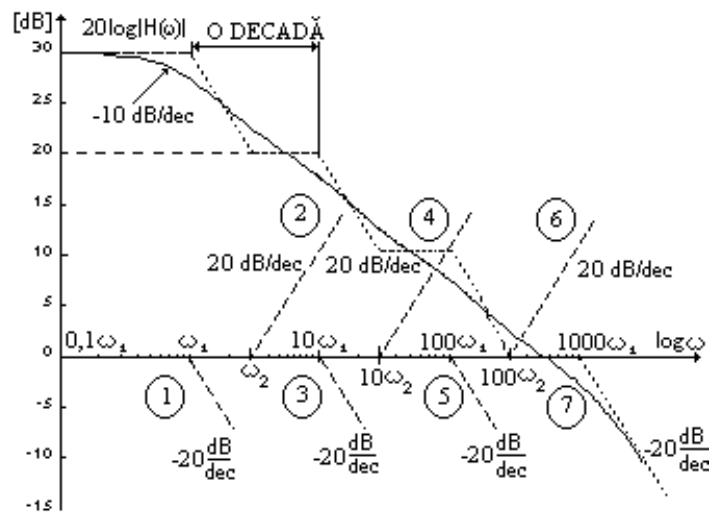
Elementele schemei se aleg astfel încât: $\omega_2 = 3,162 \omega_1$. Rezultă $A = 3,162$.

Deoarece $\lg 3,162 = 0,5$, rezultă că ω_2 se plasează, în scară logaritmică la jumătatea distanței între ω_1 și $10\omega_1$. Se calculează $20 \lg A^3 = 60 \lg 3,162 = 60 \times 0,5 = 30 \text{ dB}$ și se obține pentru modulul răspunsului în frecvență, în scări logaritmice, expresia:

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

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

Caracteristica de modul corespunzătoare este prezentată în figura următoare. Cu excepția valorii inițiale de +30dB, nemarcată în figură, toți ceilalți 7 termeni sunt marcați, în ordinea în care apar în ultima relație. Termenii **1, 3, 5 și 7** corespund unor linii frânte ce cad cu 20dB/decadă începând cu frecvențele de tăiere (frângere) ω_1 , $10\omega_1$, $100\omega_1$ și, respectiv $1000\omega_1$. Însușind toate cele 7 caracteristici, și adunând valoarea inițială de 30 dB, se obține o caracteristică ce poate fi aproximată cu caracteristica desenată cu linie plină. Deoarece frecvențele ω_2 , $10\omega_2$ și $100\omega_2$ sunt logaritmic plasate la jumătate între ω_1 și $10\omega_1$, $10\omega_1$ și $100\omega_1$ respectiv $100\omega_1$ și $1000\omega_1$, caracteristica cade, în medie, cu 10 dB/decadă.



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

SISTEME DE PRELUCRARE NUMERICA CU PROCESOARE

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

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

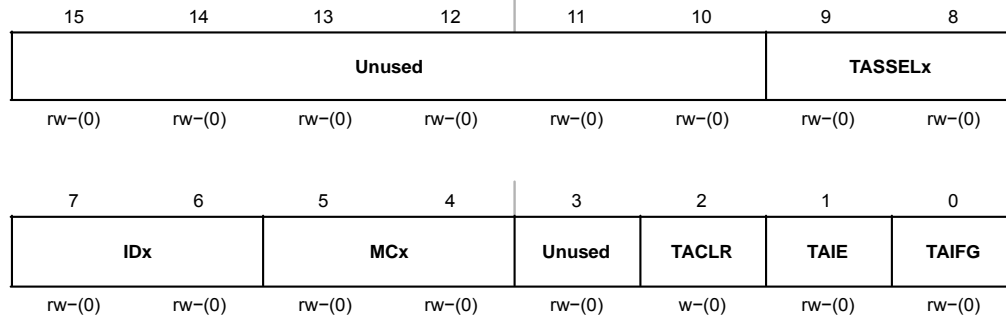


Fig. 3.9 Biți registrului TACTL [2].

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Rezolvare:

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

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

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

Conținutul registrului TACTL:

10 0101 0000 = 250h

SMCLK;

Divizare cu 2;

modul *up*

Programul este prezentat în continuare

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

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

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

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

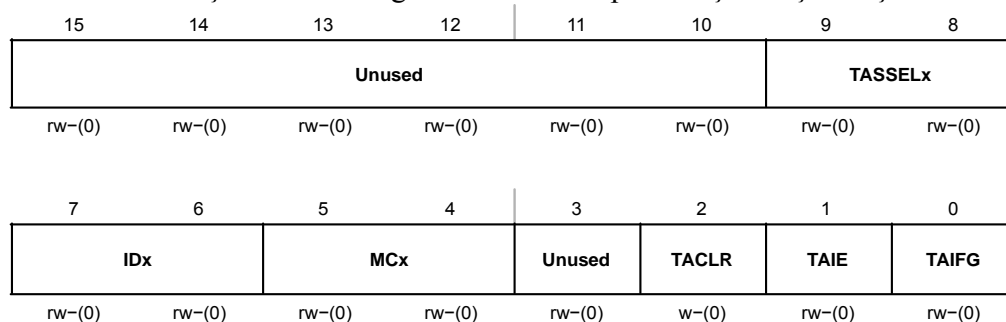


Fig. 3.9 Biți registrului TACTL [2].

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

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

0 1, ACLK

1 0, SMCLK

1 1, INCLK (TACLK inversat)

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

0 0, divizare cu 1

0 1, divizare cu 2

1 0, divizare cu 4

1 1, divizare cu 8

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

0 0 stop, numărătorul nu funcționează

0 1 modul *up*

1 0 modul *continuous*

1 1 modul *up-down*

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

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

Toate instrucțiunile necesare în program sunt de forma MOV.W (.B) src, dst

[1], pag. 101-102.

Rezolvare:

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

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

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

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

Conținutul registrului TACTL:

10 0001 0000 = 210h

SMCLK;

Divizare cu 1;

modul *up*

Conținutul registrului TACCTL1:

1110 0000 = E0h

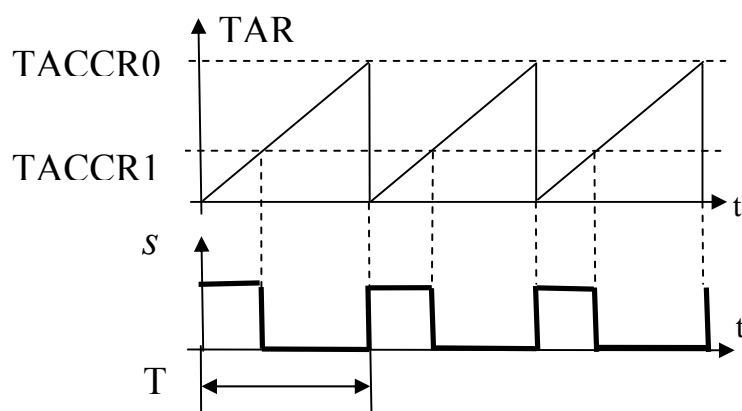
reset-set;

Programul este prezentat în continuare

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

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

Semnalul generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR:



Bibliografie:

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

Discipline de specialitate

Radiocomunicații

1. Enumerați care sunt influențele suprafeței terestre în propagarea undelor radio. Cum intervine reflexia la suprafața pământului în propagarea undelor radio? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.23,31).

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 undei 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 undei 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.

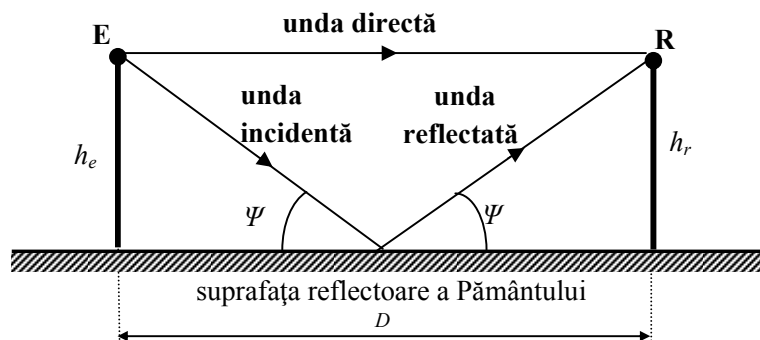


Fig.1.17. Legătură radio cu reflexie la sol.

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 undei la sol, având în vedere că acesta este un mediu mai “dens” decât aerul ($n > 1$), unda reflectată este deplasată cu π față de unda incidentă, defazaj echivalent cu o diferență de drum $\lambda/2$. Diferența de drum geometrică, Δd , 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**).

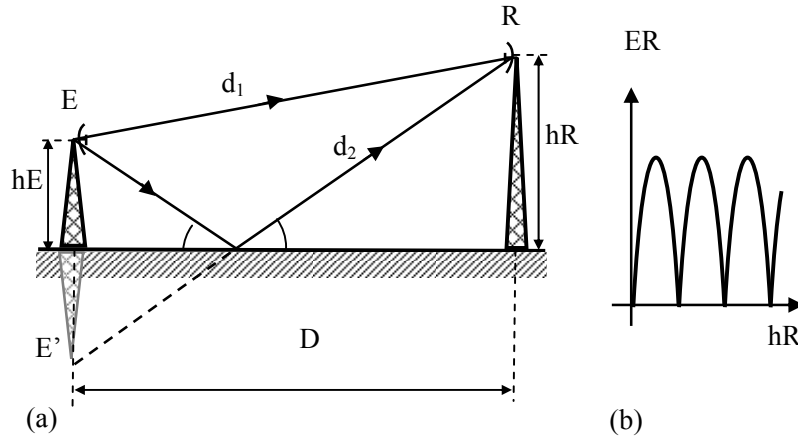


Fig.1.20. Interferența cu reflexie la sol:

traseele unei directe și unei 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. (Radiocomunicații. Fundamente – pag.45-46).

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**.

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 radiologături pe distanțe mari (4000 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.

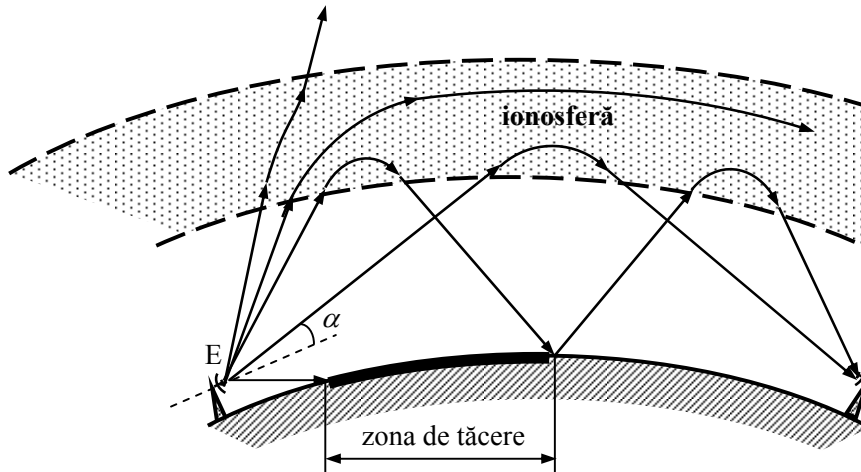


Fig.1.35. Trasee de propagare a US scurte funcție de elevație.

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. (Radiocomunicații. Fundamente – pag.82-83, 104)**

1.1.1. 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 (φ, θ) . Antena reală, anizotropă, prezintă, de obicei, o axă pe direcția căreia puterea radiată este maximă. Această axă poartă denumirea de axă 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 φ și θ și intensitatea câmpului electric într-un punct P'' situat la aceeași distanță față de antenă pe axa principală de radiație:

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

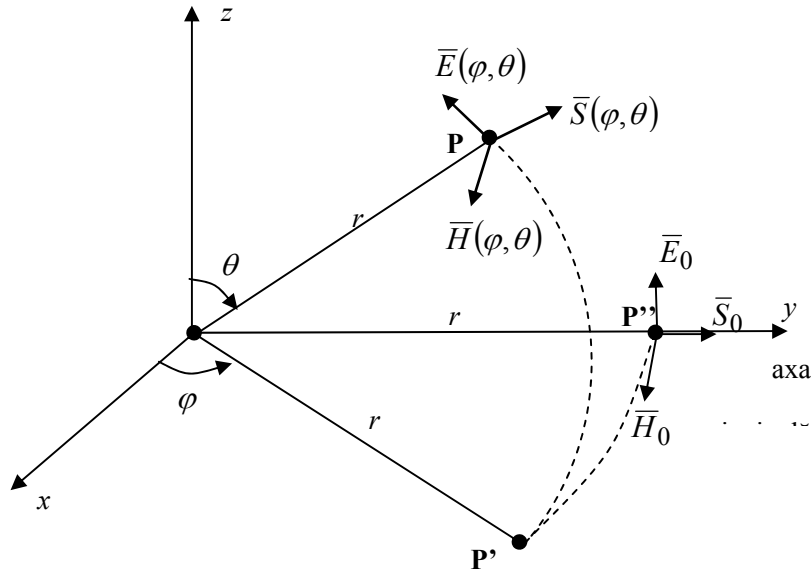


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

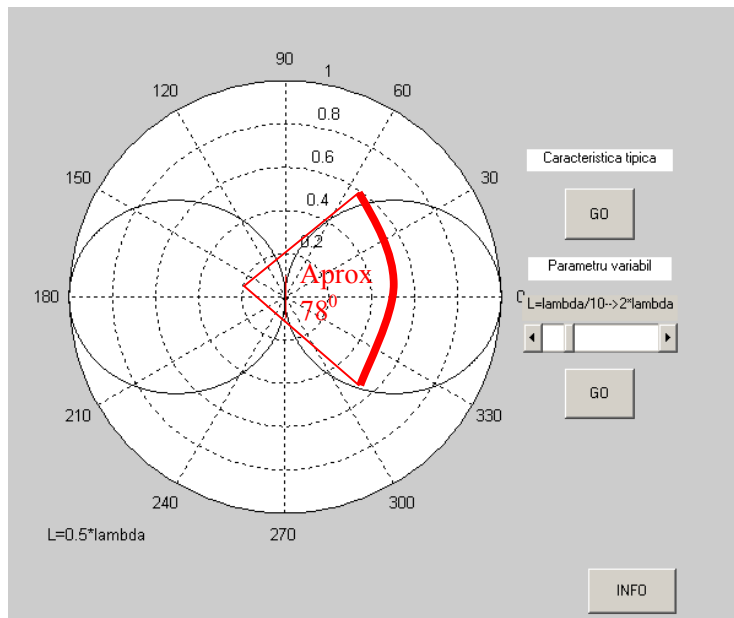


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

1.1.2. 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”.

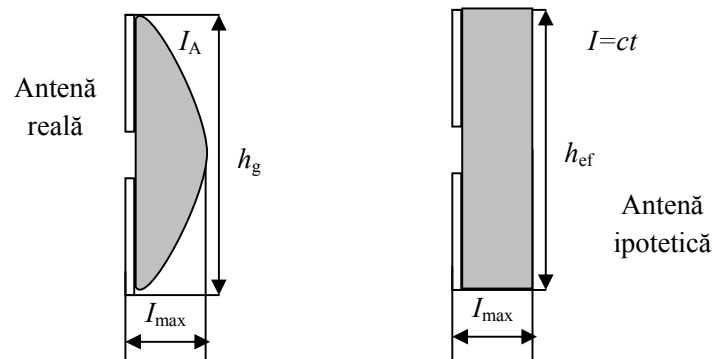


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

1.1.3. 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 apertura unei antene reprezintă “raportul dintre puterea disponibilă la bornele antenei de recepție și densitatea de putere a undei 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 undei 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 λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței undei 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, η , astfel:

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

unde η are valori cuprinse în domeniul (0,5 ÷ 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? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.102-108)

1.1.4. 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.

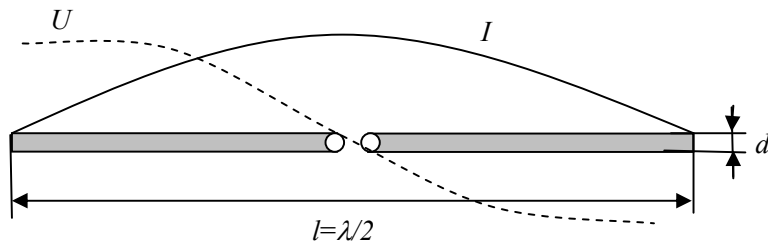


Fig. 2.12. Dipolul în $\lambda/2$.

Conform relației 2.56 câmpul electric în regiunea de radiație este:

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

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 φ . 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.

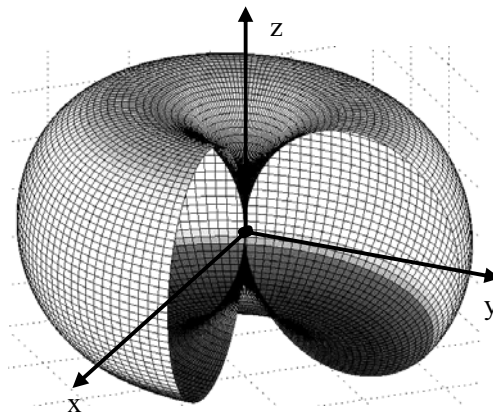


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în $\lambda/2$.

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

Rezistența de radiație, R_Σ , și impedanța de intrare, Z_{inA} , depind de construcția dipolului prin parametrii l/d și l/λ . În figura 2.15 sunt reprezentate variațiile rezistenței de radiație și a impedanței de intrare funcție de raportul l/λ 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 $0,4 l/\lambda$ și $0,496 l/\lambda$. În aceste condiții banda de trecere obținută are valoarea de aproximativ $0,216 \cdot f_0$.

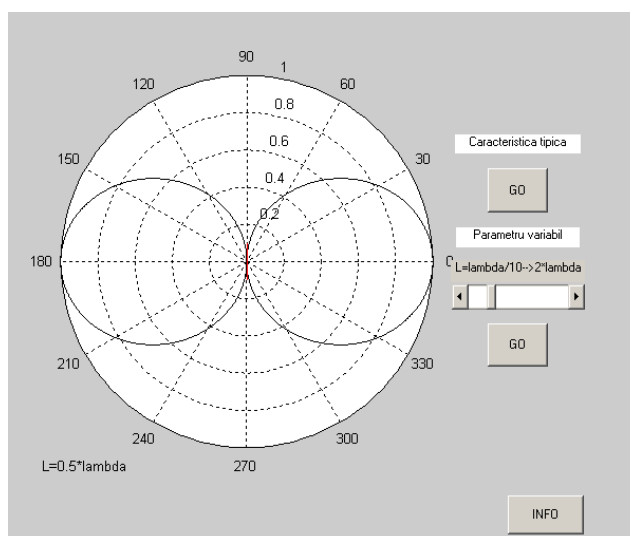


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

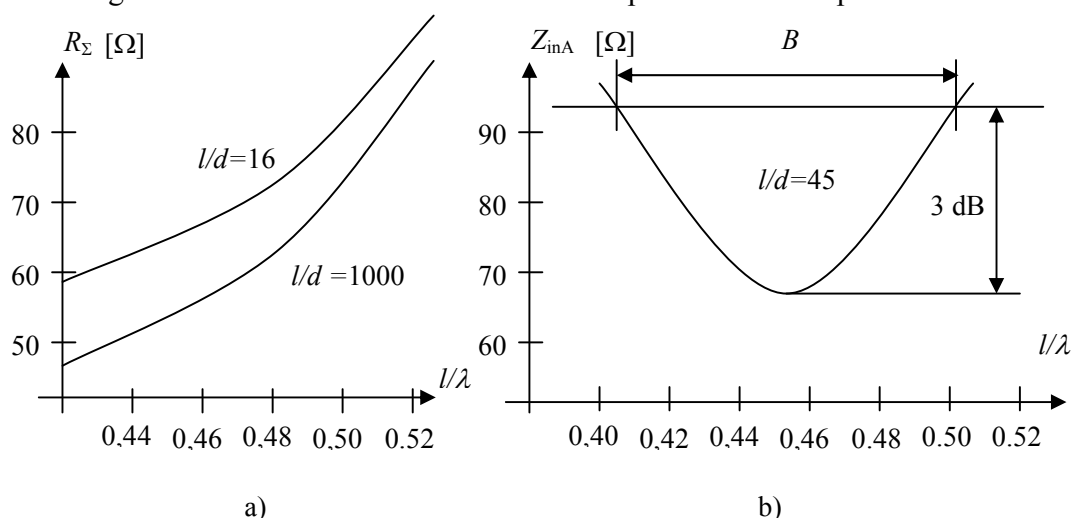


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în $\lambda/2$.

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 75Ω , iar înălțimea efectivă λ/π .

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° și 60° , pentru care această variație este mai lentă. Astfel prin alegerea corespunzătoare a unghiului de deschidere θ_0 se poate obține valoarea dorită a impedanței de intrare.

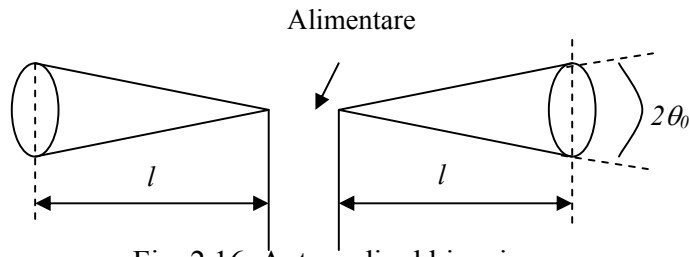


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

Forma caracteristicii de directivitate depinde în principal de lungimea l a fiecăruia din cele două conuri. Unghiul θ_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° . 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 acesteia, 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 λ 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 300Ω (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 îndoiți 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.

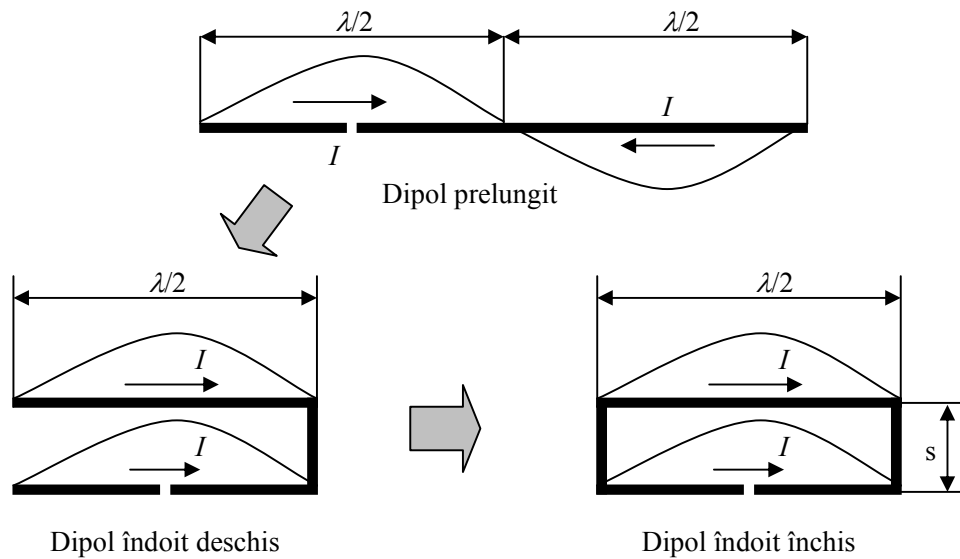


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

Transformările de impedanță se realizează conform relației:

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

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.

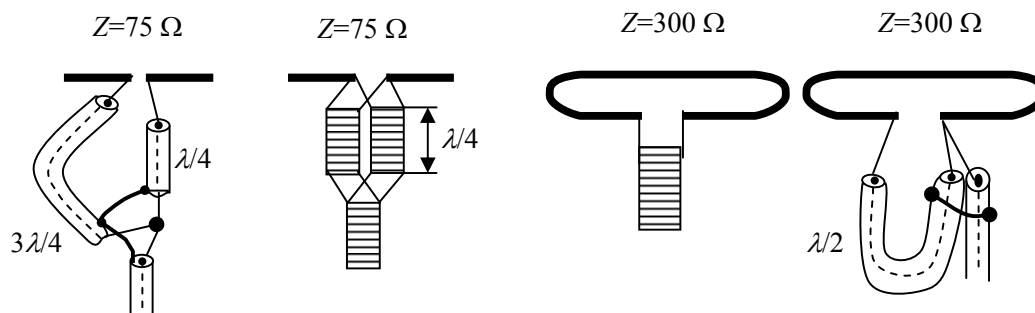


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

6. Antena LOG – Periodică. Caracteristici, forma, utilizare (Bibliografie 1 – pag.128)

1.1.5. 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 α , precum și de raportul:

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

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.

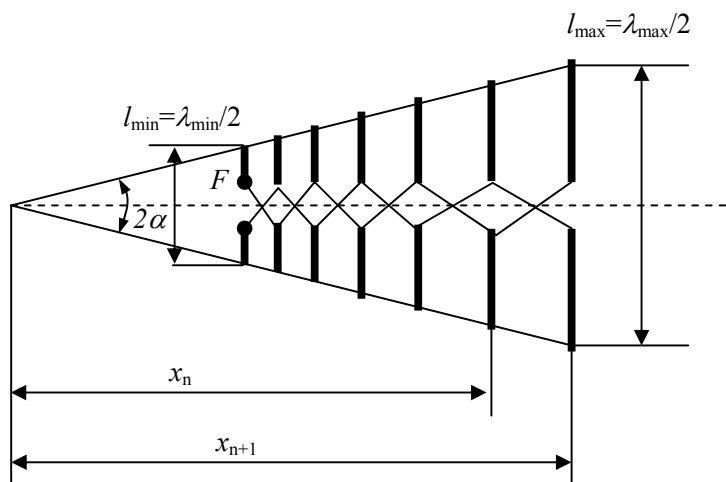


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

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? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.115-118)*

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 α format de axa dipolului cu o direcție oarecare din spațiu (figura 2.29). Din aceste considerente relația (2.65) devine:

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

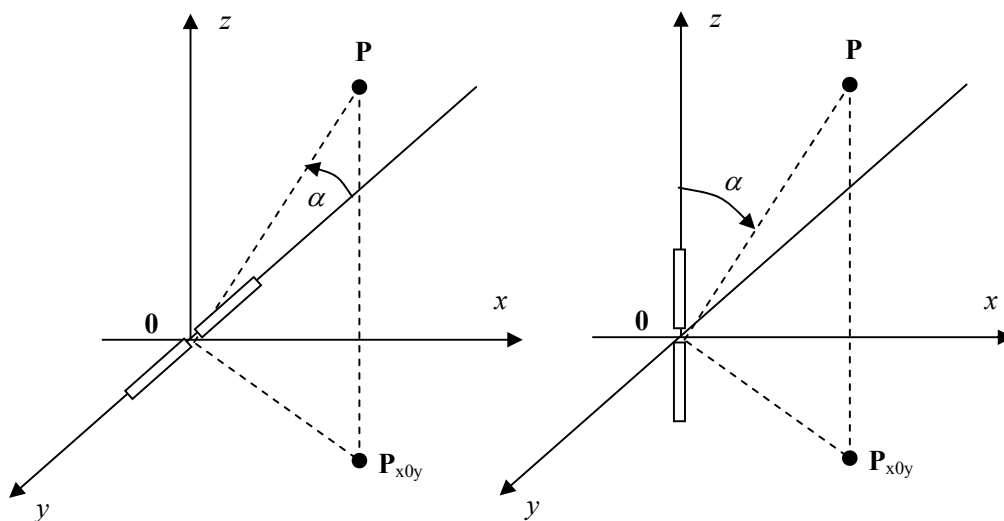


Fig. 2.29. Definierea unghiului α pentru dipolul orizontal și respectiv vertical.

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 $x0y$.

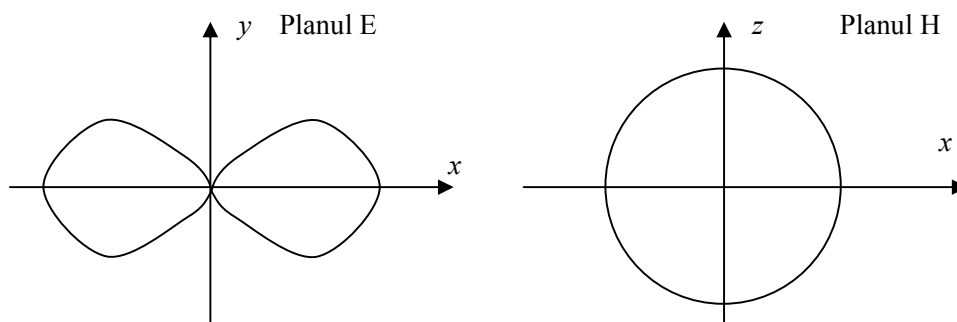


Fig. 2.30. Caracteristica de directivitate a dipolului elementar în $\lambda/2$ cu poziția coliniară cu axa y .

1.1.6. 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 θ 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 θ (antene izotrope). Astfel, radiatorul echivalent obținut va avea o caracteristică dependentă de relația:

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

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/λ 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 $G = 10 \cdot \lg n$.

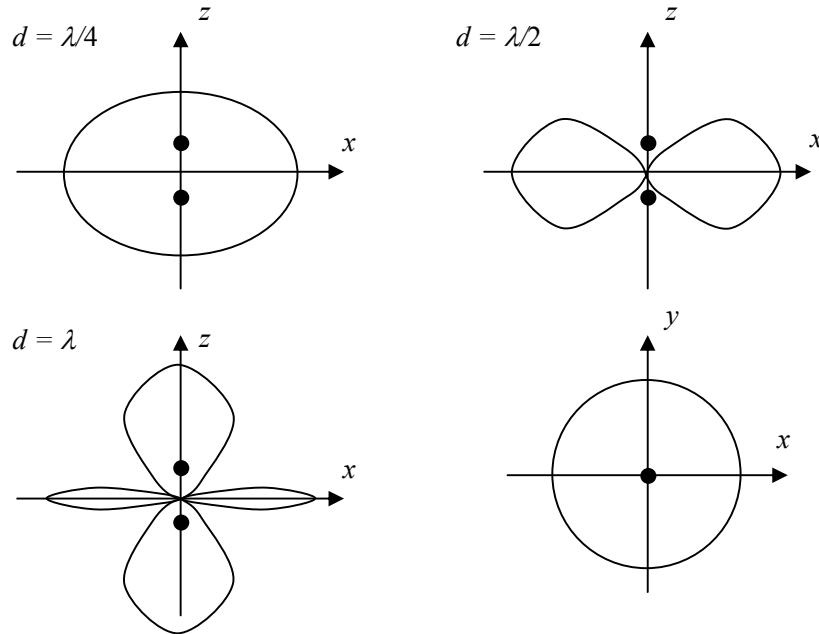


Fig. 2.31. Comportarea sistemului format din două antene izotrope funcție de distanța d dintre elementele sistemului.

1.1.7. 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° .

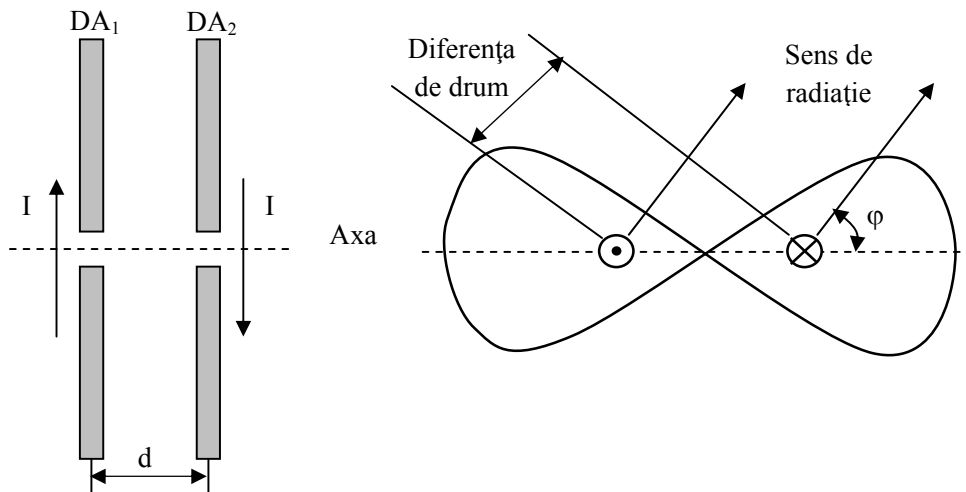


Fig. 2.32. Sistem format din doi dipoli comandați în antifază.

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.

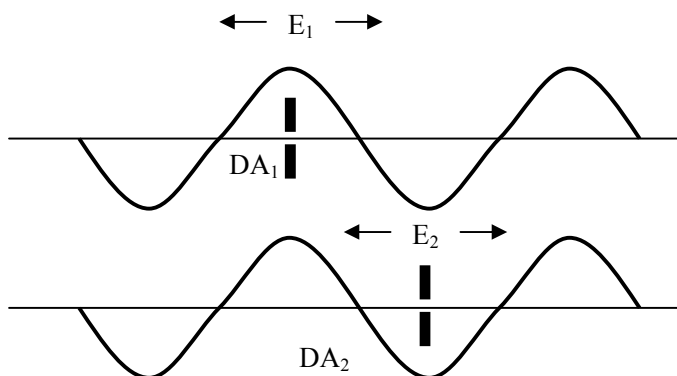


Fig. 2.33. Câmpul produs de doi dipoli comandați în antifază pe axa principală de radiație.

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 75Ω , 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? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.201-211, Curs intranet. Cap. 4 – paginile 6-12)**

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:

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

Tehnica se numește **superheterodinare**.

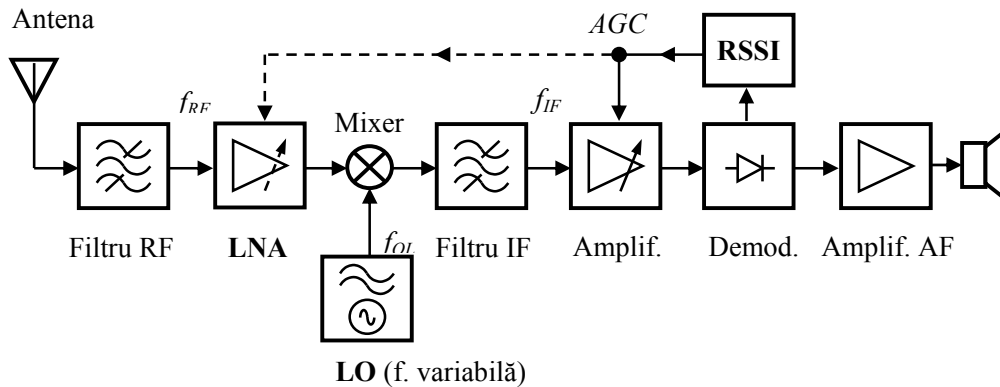


Fig.4.3. Schema bloc a receptorului heterodină.

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 reaccordat), 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.

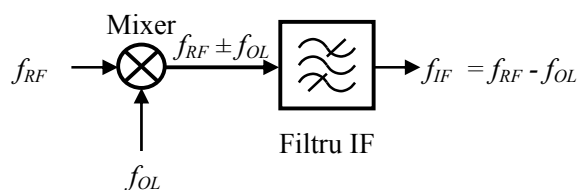


Fig.4.7. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul $f_{RF} > f_{OL}$.

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

$$f_{imag} = f_{OL} - f_{IF} = f_{RF} - 2f_{IF}. \quad (4.3.a)$$

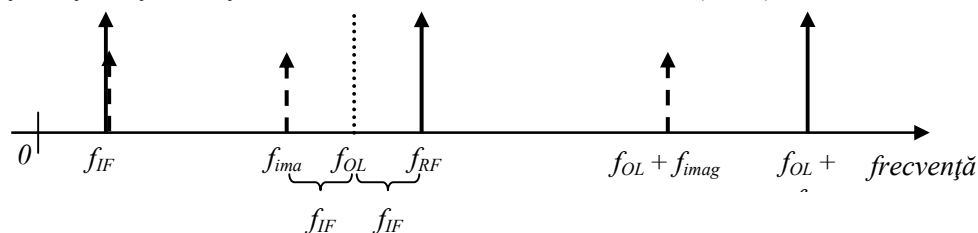


Fig.4.8. Frecvența imagine în cazul $f_{RF} > f_{OL}$.

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

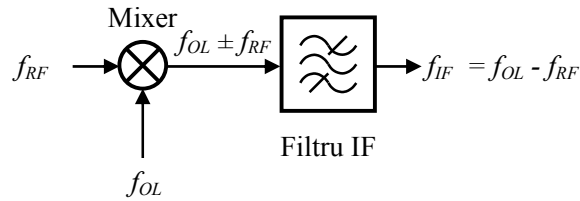


Fig.4.9. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul $f_{OL} > f_{RF}$.

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

$$f_{imag} = f_{OL} + f_{IF} = f_{RF} + 2f_{IF}. \quad (4.3.b)$$

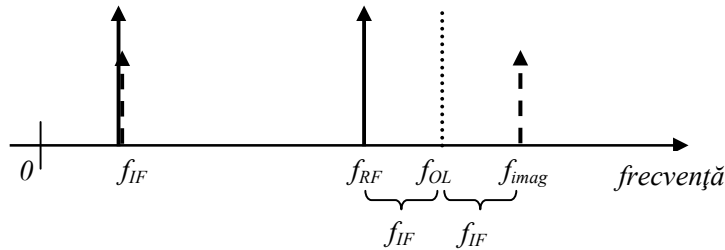


Fig.4.10. Frecvența imagine în cazul $f_{OL} > f_{RF}$.

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.

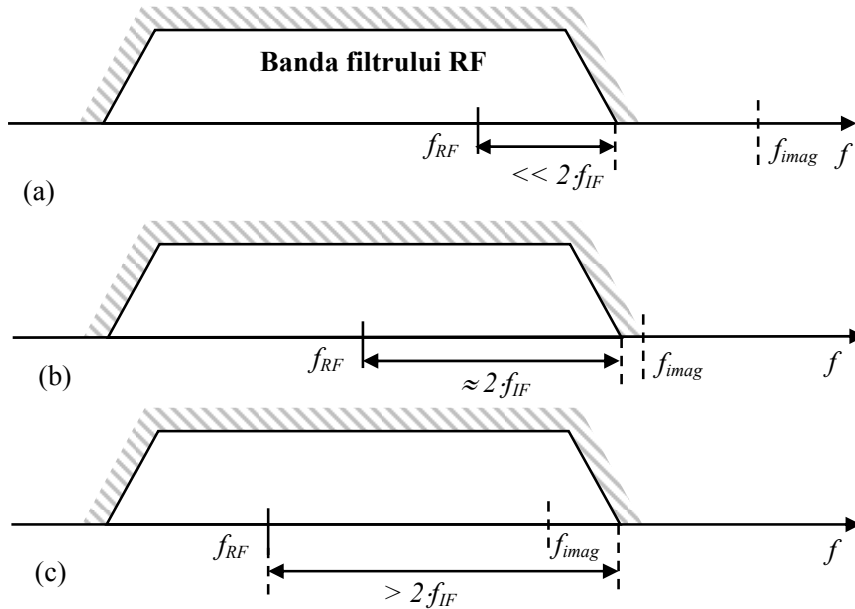


Fig.4.11. Diverse poziții ale frecvenței imagine relativ la banda filtrului RF: caz favorabil (a), caz limită (b) și caz defavorabil (c).

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

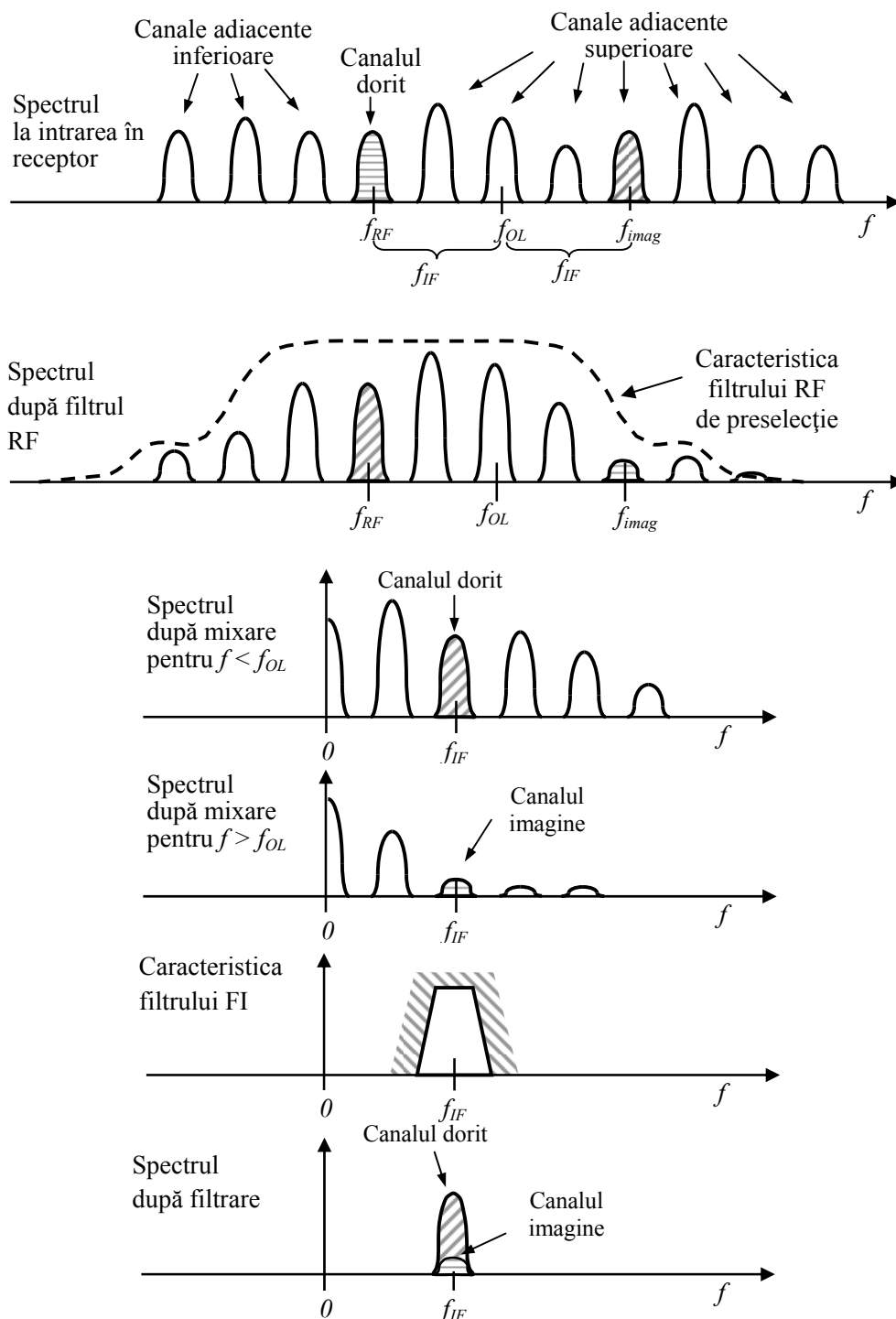


Fig.4.12. Influența frecvenței imagine asupra recepției frecvenței semnalului util.

Dacă filtrul RF de preselecție nu atenuează 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.

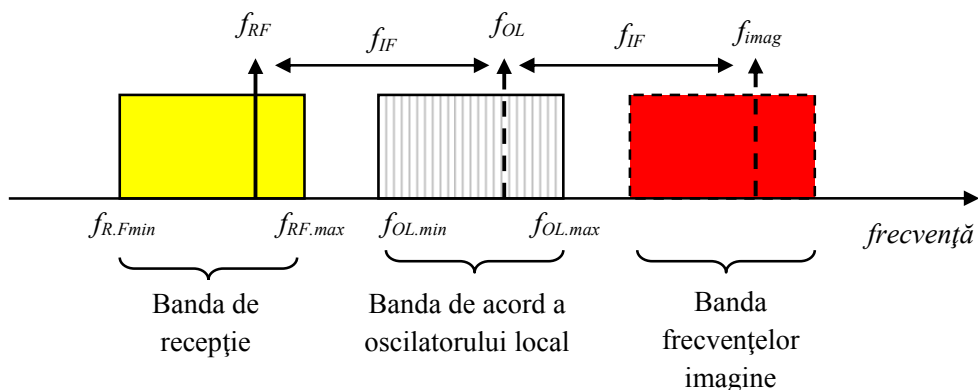


Fig.4.13. Banda frecvențelor imagine.

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.

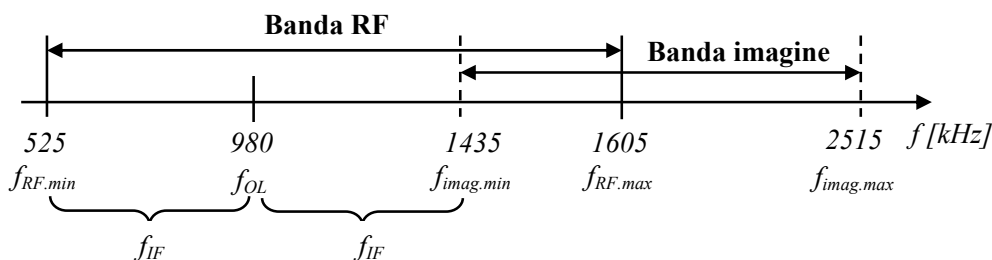


Fig.4.14. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio AM.

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.

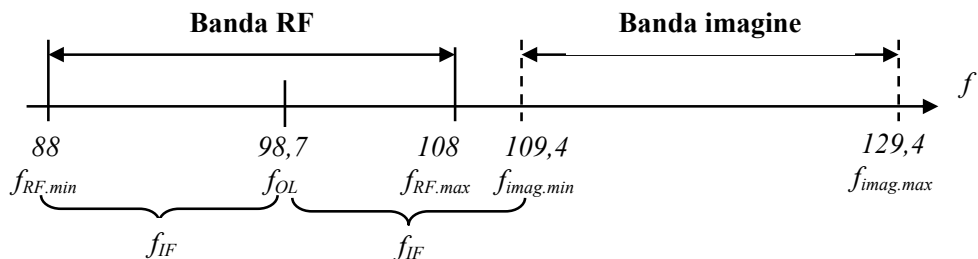


Fig.4.15. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio FM.

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.

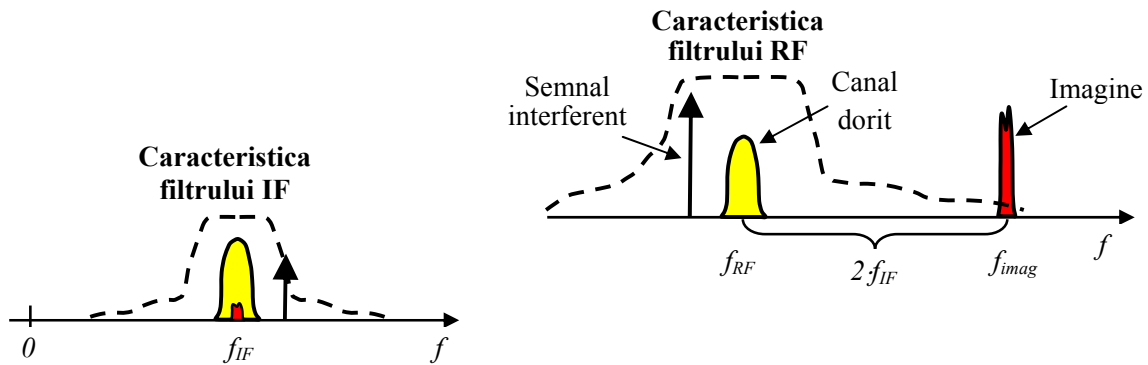


Fig.4.16. Cazul frecvență intermediară mare.

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).

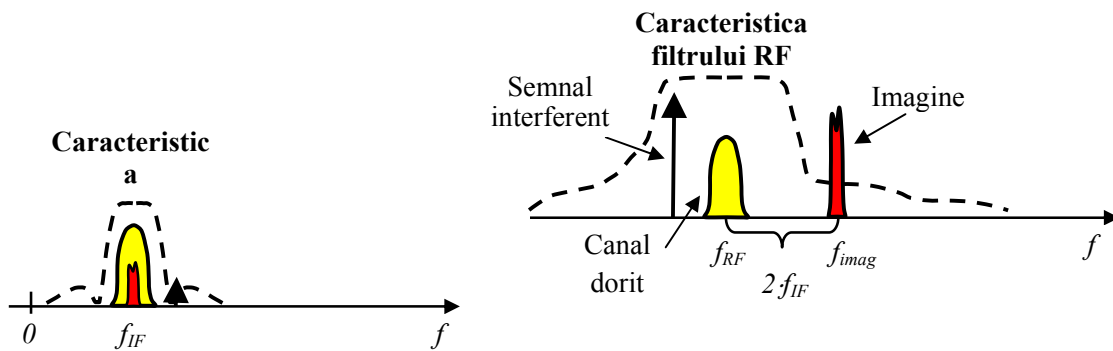


Fig.4.17. Cazul frecvență intermediară mică.

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? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.231-235)

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:

$$S_{in} = P_{in}^{min}, \tag{4.34}$$

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 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:

$$P_{zg} [dBm] = 10 \cdot \lg \left[k \cdot T_{0[1Hz]} \left(\frac{B}{1\text{Hz}} \right) \right] = 10 \cdot \lg(k \cdot T_0) + 10 \cdot \lg B, \quad (4.39)$$

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

Prin urmare, zgomotul de la intrare are expresia:

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

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 $SNR_{out}^{min} = 0 \text{ dB}$.

Nivelul de prag al zgomotului se calculează în aceste condiții cu relația:

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

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):

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

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:

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

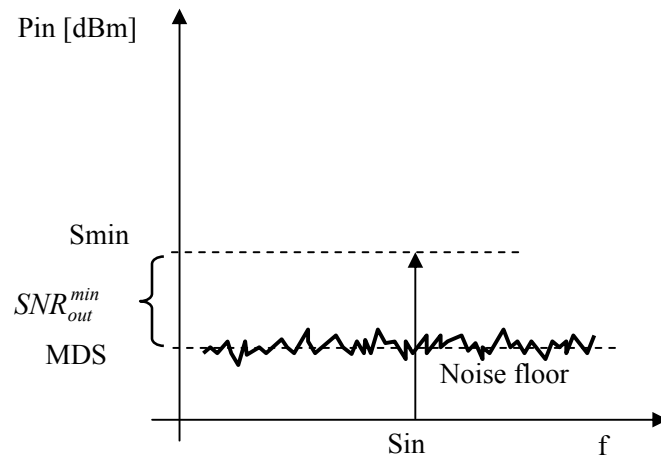


Fig.4.35. Definirea P_{nf} și MDS_{in} .

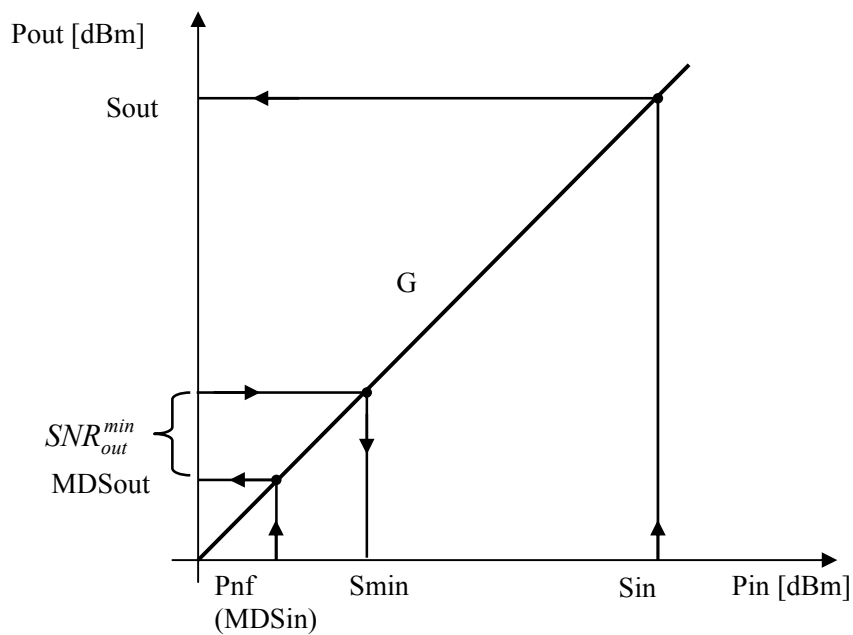


Fig.4.36. Definirea MDS_{out} .

O altă formă de prezentare pentru aceeași relație este următoarea:

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

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. (Radiocomunicații. Fundamente – pag.242-243)

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):

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

Astfel, dacă nivelul de intrare al semnalului interferent este egal cu $CP_{1dB in}$, 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.

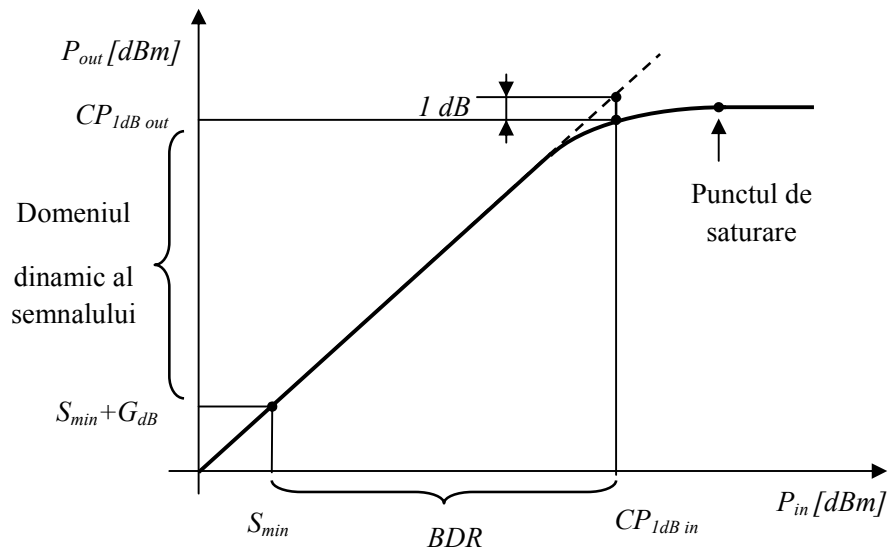


Fig.4.43. Definierea *BDR*.

Comunicații de Date

Bibliografie : <http://shannon.etc.upt.ro/teaching/cd/>

1. Cum afectează canalele reale datele transmise?

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

2. La ce servește scramblerul ?

R: 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 ?

R: 64 kbps

4. La ce servește bucla Costas ?

R: Bucla Costas servește sincronizării de purtătoare, în sistemele de transmisiuni de date ce folosesc modulatia de amplitudine cu banda laterală dublă, respectiv în sistemele de transmisiuni de date ce folosesc modulatia de fază.

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

R: Sincronizarea de purtătoare este necesară la sistemele care folosesc modulatia de amplitudine și cea de fază, cu detecție coerentă

6. Ce este sincronizarea de bit ?

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

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

R: Modulatia de amplitudine se folosește la transmisiile de date de viteză mare, pe canale de bandă limitată. Dacă se transmit ambele benzi laterale (modulatia 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 ?

R: Modulatia de frecvență permite detecția necoerentă, deci echipamentul este simplu și ieftin. Semnalul este rezistent la perturbatii, independent de atenuarea canalului, iar puterea transmisă este

constanta, independenta de puterea semnalului modulator. Necesarul de banda de frecvente este mare. Se foloseste la modemuri pentru tramsmisia de viteze mici, pe linii telefonice.

9. Care sunt caracteristicile modulatiei de faza pentru transmisiile de date ?

R: Semnalele cu modulatia de faza ocupa o banda mai ingusta decat cele cu modulatie de frecventa si necesita o putere de varf mai mica decat cele cu modulatie de amplitudine multinivel. Se poate folosi detectia coerenta, ceea ce duce la transmisiuni de cea mai buna calitate, dar si detectia diferentiaa, fara scaderi importante de calitate. Imbina avantajele modulatiei de amplitudine si de frecventa. Se foloseste cand se doreste a mai mult de un simbol binar intr-un interval elementar Nyquist.

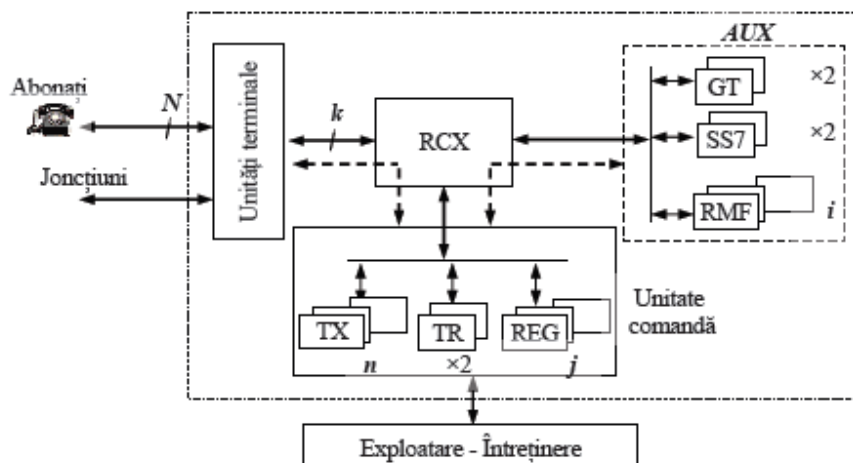
10. Ce este USB ?

R: USB (Universal Serial Bus) este un standard de magistrala seriala, pentru interfatarea cu dispozitivele atasate extern unui calculator. Vitezele de transfer sunt de 1,5 Mbps (mica), 12 Mbps (medie) si 480 Mbps (mare), codarea se face NRZI cu dopare cu biti, 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 figura 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.

Folosirea rețelei de conexiune pentru transmiterea informațiilor de comandă între unitatea de comandă și celelalte blocuri ale centralei este o soluție ce oferă o mare flexibilitate, permițând modificarea legăturilor interne de comandă în funcție de sarcinile de trafic sau de starea de disponibilitate a echipamentelor.

Unitățile terminale – realizează două funcții importante:

- *interfață* între mediile de transmisie pe de o parte și rețeaua de conexiune și unitatea de comandă pe de altă parte. Mediul de transmisie al centralei cuprinde liniile prin care se conectează abonații locali și joncțiunile prin care se conectează alte centrale. Ca urmare, și unitățile terminale sunt diferențiate, existând unități terminale pentru linii de abonat analogice sau digitale (ISDN), respectiv unități terminale pentru joncțiunile de legătură cu alte centrale.
- 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 și astfel este posibil ca RCX să aibă dimensiunea (exprimată prin număr de intrări și ieșiri) semnificativ mai mică decât N . Dacă dimensiunea RCX este k , atunci se poate defini un coeficient de concentrare a traficului prin raportul N/k . Unitățile terminale pentru liniile de abonat se pot amplasa distant față de CTA, în zonele de concentrare a abonaților, conectarea lor cu RCX făcându-se cu echipamente de transmisiuni, rezultând în acest caz o reducere semnificativă a lungimii liniilor de abonat și implicit a costului rețelei de abonat.

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)

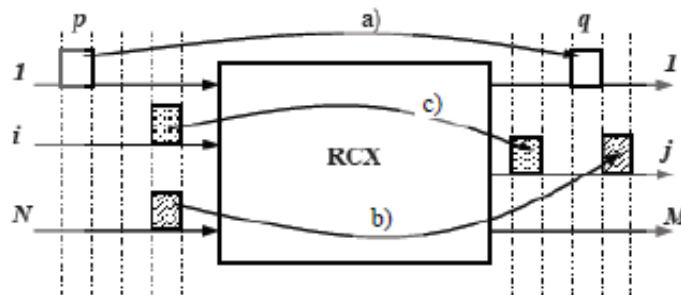
Unitatea de comandă – realizează *supervizarea* întregului sistem. Funcția principală a unității de comandă este aceea de a realiza, pe baza informațiilor primite de la unitățile terminale și de la auxiliare, precum și pe baza unei logici proprii, comanda RCX pentru asigurarea conexiunilor solicitate de abonați. CTA realizate după vechile tehnologii electromagnetice dispun de o unitate de comandă care funcționează după un *program cablat*. CTA moderne, digitale, dispun de o unitate de *comandă prin program înregistrat*, specifică unităților de comandă de tip sistem de calcul, care permite evoluția funcțiilor și serviciilor centralei. O astfel de unitate de comandă este realizată sub forma unui sistem multiprocesor, care rulează în timp real programe specifice pentru prelucrarea apelurilor și pentru alte funcții ale centralei. 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*: crearea de noi abonați, instalări de joncțiuni, obținerea informațiilor de taxare, precum și funcții de *întreținere*, prin care se asigură atât prevenirea cât și remedierea deranjamentelor. Aceste funcții se pot realiza centralizat, la nivelul întregii rețele telefonice, prin platformele TMN (*Telecommunication Management Network*).

2. Definiți comutația temporală.

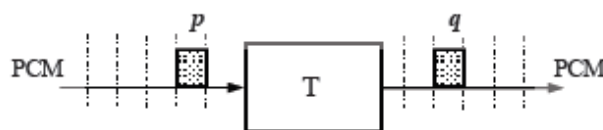
Se pot defini următoarele tipuri de operații de comutație pe care le poate realiza RCX:

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



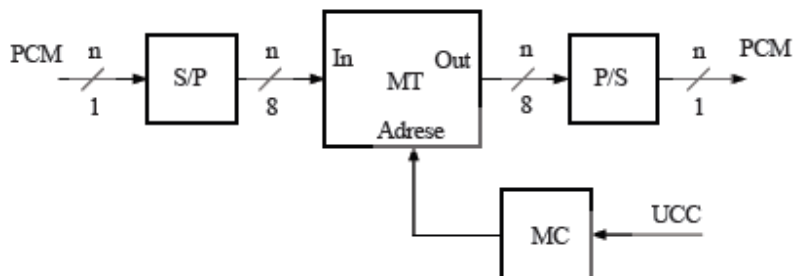
Comutația digitală temporală

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).

Se presupune că MT are intrări și ieșiri de date separate.



Pentru o gestiune mai simplă a memoriei, eșantioanele se convertesc din formatul serie în formatul paralel înainte de a fi memorate și se convertesc invers după citirea din memorie. Operațiile de conversie sunt executate de convertoarele serie – paralel (S/P), respectiv paralel – serie (P/S).

În figură s-a notat cu n numărul de căi din fluxul PCM (pentru PCM32, $n = 32$).

Relația între poziția fiecărei căi din fluxul de intrare, memorate în MT, și poziția căii respective în fluxul de ieșire este păstrată într-o a doua memorie, denumită *memorie de comandă* (MC).

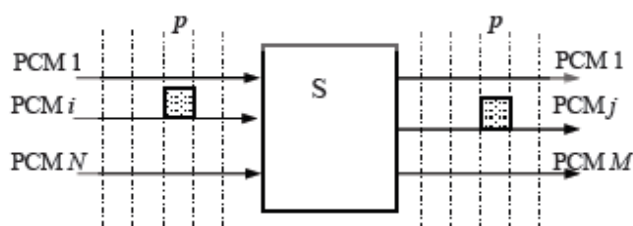
Realizarea sau modificarea unei conexiuni temporale se va face prin schimbarea corespunzătoare a conținutului MC. Acest lucru este realizat în faza de stabilire sau întrerupere a conexiunii de către *unitatea de comandă* (UC) a CTA.

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 .

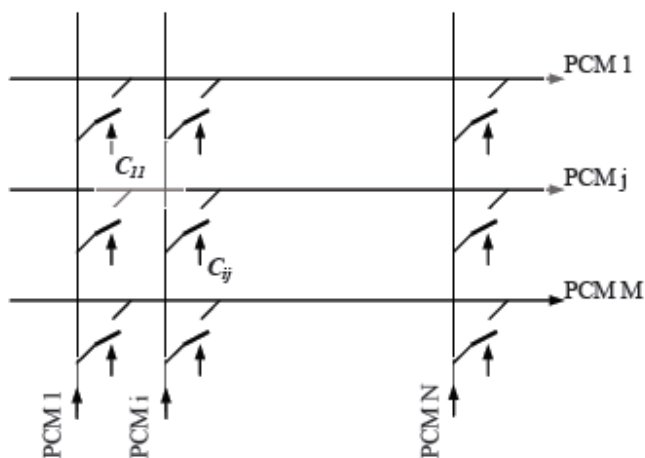


Un comutator spațial, conform definiției, presupune sincronismul între fluxurile PCM de intrare și de ieșire, care trebuie să fie de același tip (cu același număr de căi temporale).

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 conexiunii 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.

Comutatorul spațial comandat la ieșire are structura prezentată în figura. Fiecărei linii de intrare i se asociază un circuit de comandă care constituie un *plan de comandă*. Pentru cele N linii de intrare, vor exista în total N plane de comandă identice. Fiecare plan de comandă este compus dintr-o memorie cu n locații, un circuit de decodificare de tip 1 din M și un numărător de adrese, care are n poziții.

Pentru fiecare intrare, există în structura comutatorului un număr de porți logice egal cu numărul de ieșiri (M în figură). Prin intermediul acestor porți, intrarea se poate conecta cu oricare din cele M ieșiri. Pentru a simplifica desenul, în figură au fost reprezentate doar porțile asociate intrării 1.

Porțile asociate unei intrări, împreună cu planul de comandă aferent, permit echivalarea *comutatorului spațial comandat la ieșire* cu o structură de *demultiplexor*, care conectează intrarea cu una din cele M ieșiri.

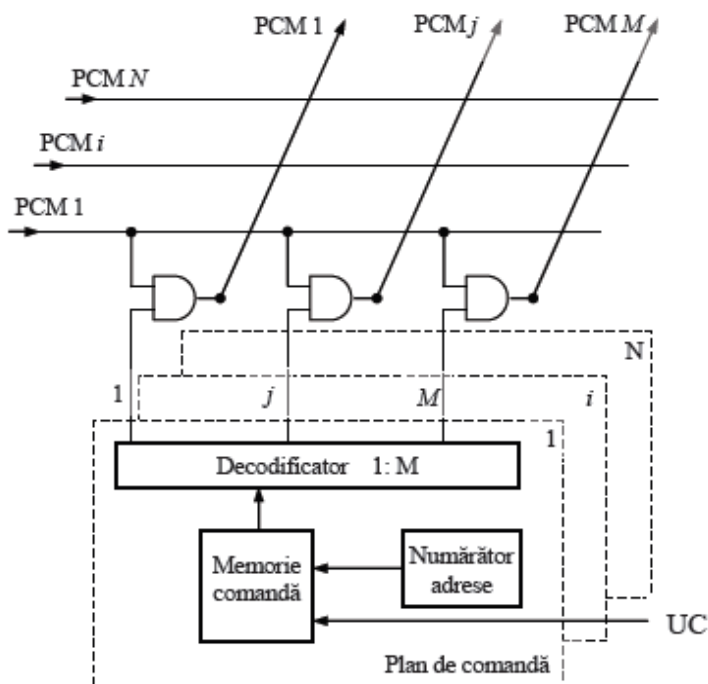
Numărătorul de adrese este sincron cu fluxurile de intrare și de ieșire, având starea 0 pe durata căii 0, starea 1 pe durata căii 1 și așa mai departe până la starea $n-1$ pe durata căii $n-1$ (n căi în total), după care se reia starea 0.

Conținutul unei memorii de comandă, dintr-un plan de comandă, arată, în fiecare locație, adică pentru fiecare cale de pe intrarea asociată planului de comandă respectiv, identitatea liniei de ieșire la care se va conecta calea de pe linia de intrare.

Datele citite din memoria de comandă sunt aplicate decodificatorului, care face ca una din cele M ieșiri să devină activă, validând poarta logică care conectează intrarea cu ieșirea respectivă pe durata unei căi.

Comutatorul spațial comandat la ieșire din figura permite conectarea mai multor intrări simultan la aceeași ieșire, dacă se înscrie aceeași valoare în memoriile planelor de comandă asociate intrărilor respective, în locația asociată unei căi. Această conexiune nu are utilitate practică și din acest motiv

unitatea de comandă trebuie să evite acest tip de conexiune (care corespunde situației de *blocare externă*).



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

Comutatorul temporal comandat la ieșire

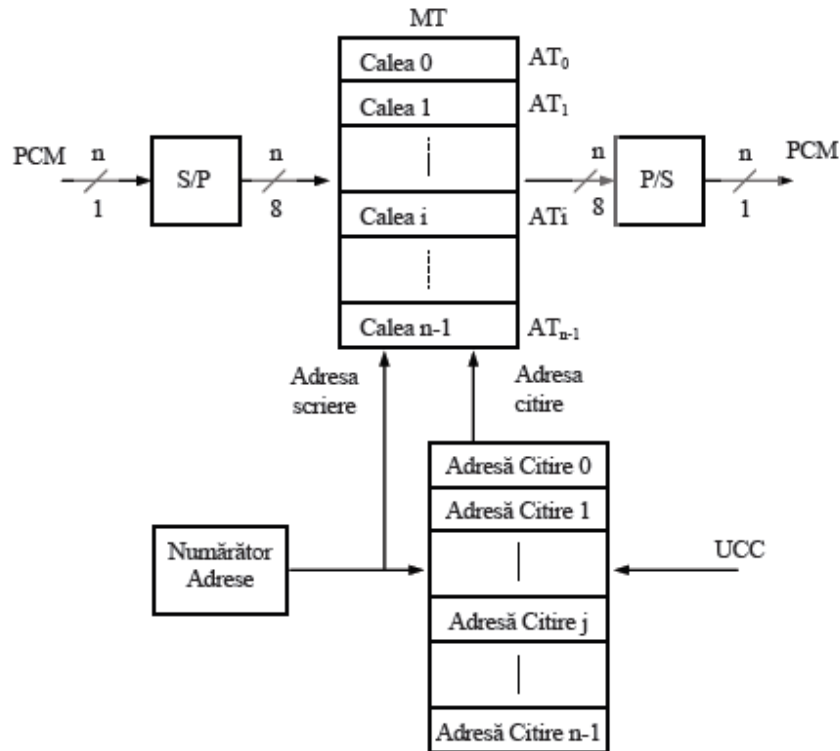
Comutatorul temporal comandat la ieșire se caracterizează prin aceea că înscierea căilor din fluxul de intrare în MT se face în mod ordonat, în ordinea sosirii, la adrese succesiv crescătoare din MT, începând cu adresa 0.

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, sub comanda unor impulsuri, notate cu τ_s pentru scriere și τ_c pentru citire, care împreună trebuie să se încadreze în intervalul de timp corespunzător unei căi.



Comutatorul 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 trebuie 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?

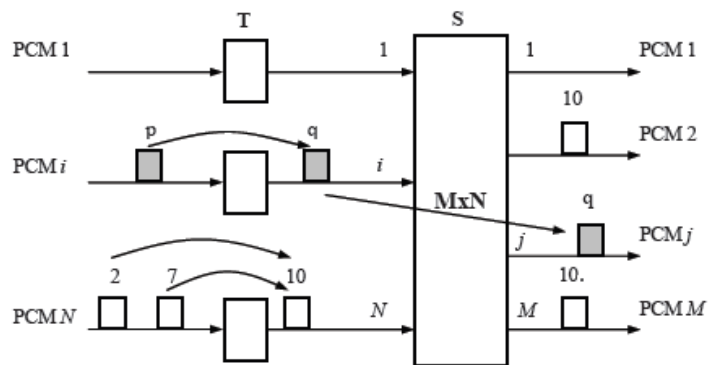
RCX cu două etaje

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 (aceiași număr de ordine), de pe două fluxuri diferite de intrare, pe două poziții diferite de pe aceeași cale de ieșire.

6. Comparați din punct de vedere al probabilității de blocare rețelele de comutație cu trei etaje față de cele cu două etaje. Justificați răspunsul.

În cazul rețelelor cu două etaje, de tip TS sau ST, pentru orice pereche de căi de intrare – ieșire, există o singură cale posibilă pe fluxurile de legătură între cele două etaje (a se vedea întrebarea 5).

Din acest motiv rețelele cu două etaje (TS sau ST) sunt afectate de blocare internă

RCX cu trei etaje aduc avantajul că reduc foarte mult probabilitatea de blocare, datorită existenței traseelor multiple pentru orice conexiune. În anumite condiții RCX cu trei etaje pot fi fără blocare internă.

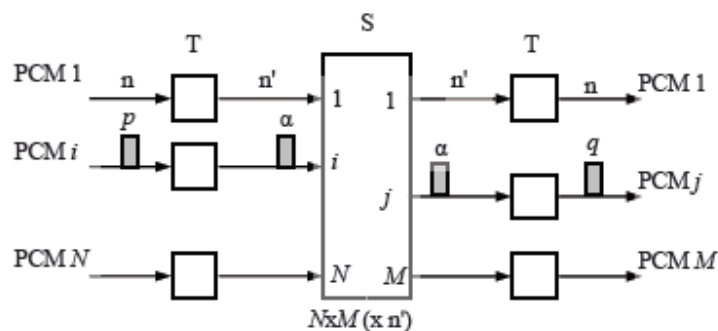
La aceeași capacitate de conexiune, RCX cu trei etaje pot fi mai avantajoase din punct de vedere al complexității decât RCX cu două etaje.

Datorită simetriei ce se impune pot exista RCX cu trei etaje de tip STS, TST sau TTT, cu precizarea că varianta TTT este realizată exclusiv cu comutatoare T extins.

a) RCX de tip TST

În primul etaj, rețeaua TST din figură conține N comutatoare T, câte unul pe fiecare flux de intrare. În etajul doi, există un singur comutator S, cu dimensiunea $N \times M$, capabil să comute n' căi temporale. Etajul trei conține M comutatoare T, câte unul pe fiecare flux de ieșire.

Așa cum rezultă și din figură, rețeaua TST poate folosi pe link-urile interne, care leagă etajele T cu S, respectiv S cu T, un număr de căi temporale n' , care poate să difere de numărul de căi n de pe fluxurile de intrare și ieșire. În mod corespunzător, comutatorul S trebuie să fie dimensionat pentru un flux cu n' căi.



Pentru a stabili o conexiune între calea oarecare p de pe intrarea i și calea oarecare q de pe ieșirea j, se execută următoarele operații:

- Se caută o cale oarecare α (din n' variante posibile), care să fie simultan liberă pe intrarea i și ieșirea j a comutatorului S;
- Se comută în primul etaj T calea p în poziția α aleasă, pe fluxul de intrare i;
- Se comută în etajul S calea α de pe intrarea i în poziția α pe ieșirea j;
- Se comută în ultimul etaj T calea α pe poziția dorită q, pe fluxul de ieșire j.

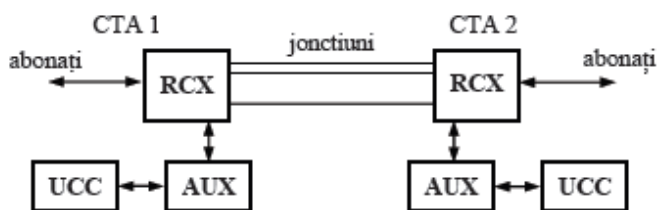
Rețeaua TST asigură, pentru o conexiune între orice pereche de căi de intrare – ieșire, un număr de n' variante posibile. Din acest motiv, probabilitatea de blocare pentru rețeaua TST este evident mai mică decât pentru rețelele cu două etaje. Această probabilitate de blocare va fi cu atât mai mică, cu cât numărul de căi n' pe fluxurile interne ale rețelei este mai mare.

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

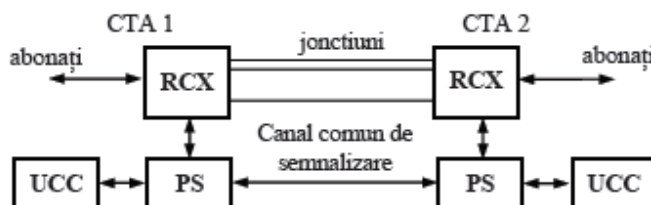
Semnalizarea între centrale

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



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*.

8. Explicați pe scurt funcțiile unui circuit de interfață de abonat (funcțiile BORS(C)HT).

Circuite de linie analogica de abonat (SLIC=Subscriber Line Interface Circuit)

SLIC este o interfață specializata pentru conectarea liniilor analogice de abonați la rețeaua de comutație digitală și pentru conectarea la unitatea de comanda și control, care asigura supravegherea starii liniei și transmiterea comenzilor destinate interfeței de abonat.

Funcțiile realizate de SLIC sunt cunoscute sub numele de funcții BORSCHT și au următoarele semnificații:

- **Battery-feed** = alimentarea în curent continuu a postului telefonic prin intermediul unui circuit de alimentare de la sursa de tensiune de 48 V;

- **Over-voltage protection** = protecția echipamentului la supratensiunile accidentale în linie este realizata cu circuite de protecție specializate, care asigura protecția la perturbatiile care pot apărea în linie (supratensiuni sau supracurenti).

- **Ringig** = apelul spre linia chemata se realizeaza prin conectarea semnalului de apel de 25Hz/(75~90)Vef. Unitatea de comanda și control asociata SLIC comanda un releu de apel, care asigura conexiunea liniei abonatului direct la generatorul de apel.

- **Supervision** = superviziunea starii liniei este asigurata prin interogarea periodica a circuitului de alimentare, care permite sesizarea starilor de bucla inchisa sau deschisa; de asemenea circuitul de supraveghere poate detecta deranjamente ca: scurtcircuit între firele a și b sau între un fir și pamant; lipsa cartelei de SLIC din cadrul de echipament;

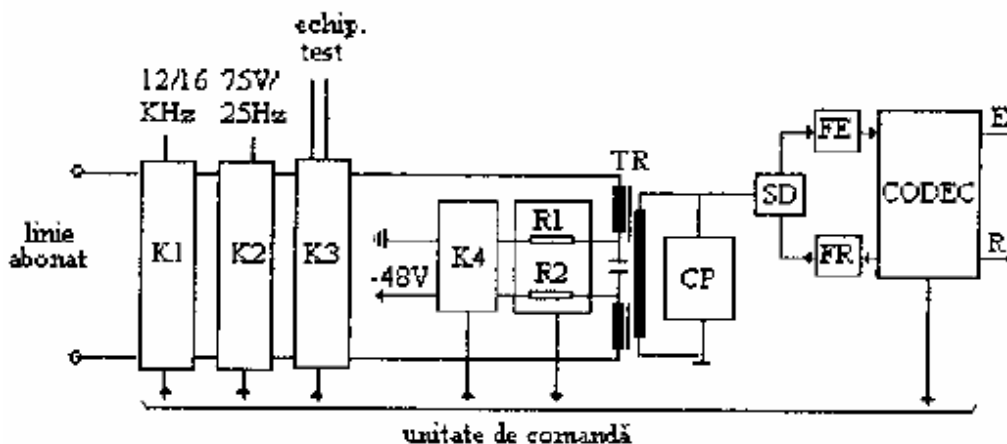
- **CH** = Coding/Hybrid: SLIC asigura interfață între linia analogica și linia digitala de 2 Mbit/s prin: Hybrid - sistem diferential pentru separarea sensurilor de emisie/recepție (2/4 fire),

Coding - conversie A/D și D/A se realizeaza cu ajutorul filtrelor (FE - filtru de emisie și FR - filtru de recepție) și a CODEC-ului (CODare/DECodare semnal),

- **Testing** = funcția de testare este realizată prin conectarea echipamentului de test specializat prin SLIC la linia de abonat pentru testul liniei și a postului telefonic.

Circuitul de linie de abonat prezentat în figură pune în evidența unitățile functionale care asigură realizarea următoarelor funcții:

- conectarea semnalului de apel prin comutatorul K2,
- alimentarea postului de abonat de la sursa de tensiune de - 48 V, prin puntea de alimentare realizata cu TR, R1, R2 și C și prin comutatorul K4,
- transmiterea impulsurilor de taxare prin
 - inversare polaritate prin comutatorul K4 sau
 - conectarea semnalului de teletaxare de 12/16 KHz prin comutatorul K1,
- controlul starii buclei abonatului pentru detectia apelului de la chemator sau a sfarsitului de convorbire, prin controlul tensiunii pe R1.
- separarea sensurilor de emisie/recepție (2/4 fire) în sistemul diferential SD,
- conversia A/D și D/A prin utilizarea filtrelor de emisie/recepție (FE/FR) și a CODEC-ului,
- protecția la perturbatiile care pot apărea în linie, a circuitelor integrate prin circuitul de protecție (CP) și prin separarea galvanica realizata prin transformatorul TR,
- testul liniei abonatului și a postului de abonat sau testul circuitului liniei de abonat, prin conectarea echipamentului de test, prin comutatorul K3 spre linia de abonat



9. 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 stații 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. Stația SMT este conectată la:

- elemente externe, prin maximum 32 de legături PCM;
- matricea de conexiune;
- suportul de comunicație MAS, care asigură schimburile de informație între SMT și stațiile de comandă;
- multiplexul de alarme MAL.

SMX – stația multiprocesor de conexiune, asigură funcția COM și are rolurile:

- de a recepționa, prin intermediul MAS, comenzile venite de stațiile de comandă;
- de a citi sau de a scrie memoriile de comandă ale MCX;
- de a emite răspunsuri către stațiile de comandă;
- de interfațare cu baza de timp generală

SMC – stația multiprocesor de comandă, asigură următoarele funcții:

- MR – tratare apel;
- TR – baza de date;
- TX – taxarea comunicațiilor;
- MQ – distribuirea mesajelor;
- GX – gestiunea conexiunilor;
- PC – gestiunea rețelei semafor.

SMA – stația multiprocesor pentru auxiliare, suportă funcțiile :

- ETA – gestionarea echipamentelor de tonalități și auxiliare;
- PU/PE – tratarea semnalizării ITU-T nr. 7.

SMA este conectată la:

- rețeaua de conexiune, prin 8 LR (Legături de Rețea) pe care se vehiculează semnalizări;
- multiplexul de comunicație MAS, care asigură schimburile de informații între SMA și SMC;
- multiplexul de alarme MAL.

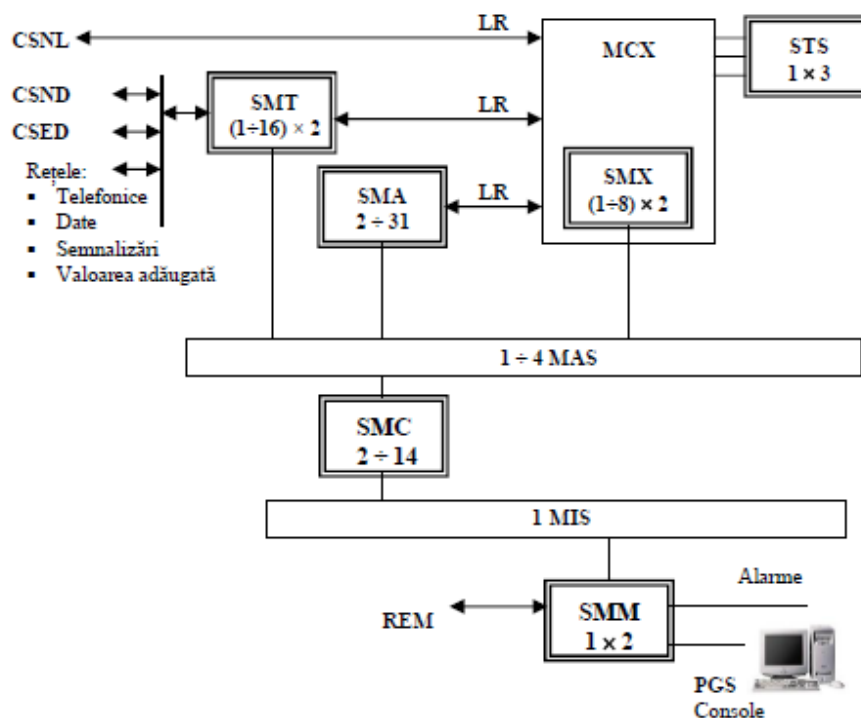
SMM – stația multiprocesor de mentenanță, asigură funcția OM și are rolurile de :

- supervizare și gestiune a sistemului;
- arhivare a datelor sistemului;
- protecție a stațiilor multiprocesor;
- supervizare a multiplexului de comunicație;
- tratare a RHM (Relația Om - Mașină) prin comenzi operator;
- inițiere și reinițiere generală.

SMM este conectată la următoarele suporturi de comunicație:

- multiplexul MIS – pentru schimbul de informații cu stațiile SMC;
- multiplexul de alarme MAL – care asigură colectarea alarmelor.

STS – stația bază de timp și sincronizare, asigură funcția BT. Distribuția semnalelor de sincronizare se fac prin SMX.



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

Stația multiprocesor de conexiune SMX

a) Lanțul central de conexiune

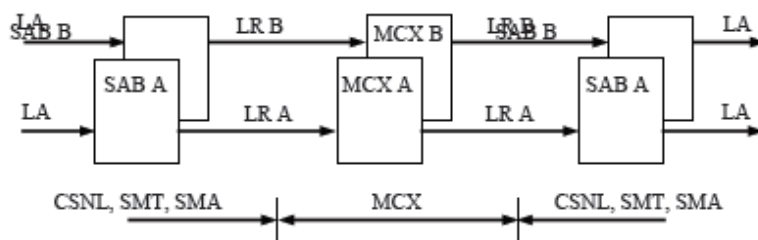
Stația multiprocesor de conexiune SMX este blocul care îndeplinește rolul de comutație și realizează legăturile între:

- *abonații centralei*, care sunt conectați la SMX prin:
 - CSNL – Centrul Satelit Numeric Local, pentru abonați locali;
 - SMT, pentru abonați distanți, conectați prin CSND, sau alte CTA;
- *abonați și SMA* (Stația Multiprocesor de Auxiliare).

Pentru realiza aceste coenxiuni, SMX folosește un *comutator temporal cu un singur etaj*, cu dimensiunea cuprinsă între 256×256 și 2048×2048 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 și
- *blocul de selecție și amplificare de ramură SAB*, inclus în blocurile cu care este conectat SMX, adică: CSNL, SMT și SMA.



Din figură se observă că lanțul central de conexiune este integral dublat, fiind dublate atât blocurile componente SAB și SMX, cât și legăturile dintre ele.

Fluxurile PCM de legătură între lanțul central de conexiune și CSNL, SMT respectiv SMA se numesc *legături de acces LA*, iar conexiunile între blocul SAB și SMX se numesc *legături de rețea LR*. Atât LA cât și LR au 16 biți/cale și tactul 4096 kHz.

Elementele celor două ramuri ale lanțului central de conexiune, precum și legăturile între ele se diferențiază prin sufixul A, respectiv B.

Pentru o conexiune bidirecțională, între doi abonați Ab1 și Ab2, sunt necesare două conexiuni unidirecționale prin lanțul central de conexiune astfel:

- o conexiune de la abonatul Ab1 spre abonatul Ab2,
- o conexiune de la abonatul Ab2 spre abonatul Ab1.

Lanțul central de conexiune asigură următoarele tipuri de legături:

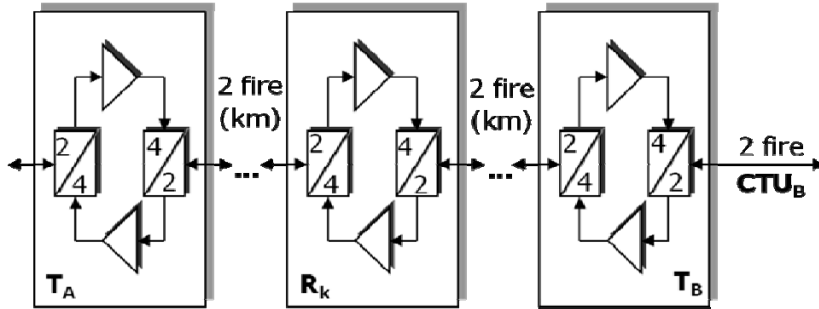
- *conexiuni unidirecționale între orice cale temporală de pe orice intrare și orice cale temporală de pe orice ieșire*, numărul maxim de legături simultane fiind limitat de numărul de intrări și ieșiri existente,
- *conexiuni unidirecționale între orice cale de intrare și mai multe căi de ieșire simultan* (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 N×64 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.

Transmisii Telefonice

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

Bibliografie 1: 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

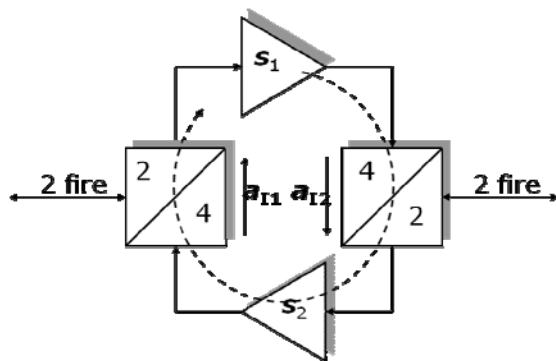
1. consum mic de **linie** ⇒ costul liniei - redus
2. structura **repetoarelor** – complexă ⇒ costul echipamentului de linie – ridicat
3. **stabilitatea** sistemului – multe bucle de reacție posibile

⇒ 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 repeatoare (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.

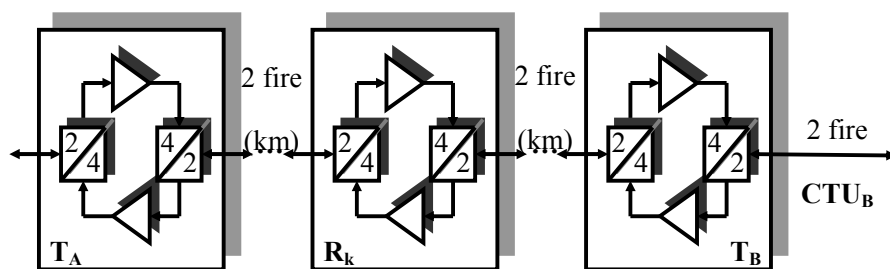


Fig. 1.6. Sistem de transmisie pe 2 fire.

Un sistem de transmisie pe 2 fire se caracterizează prin:

- repezoare (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 criteriul suplimentar.

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

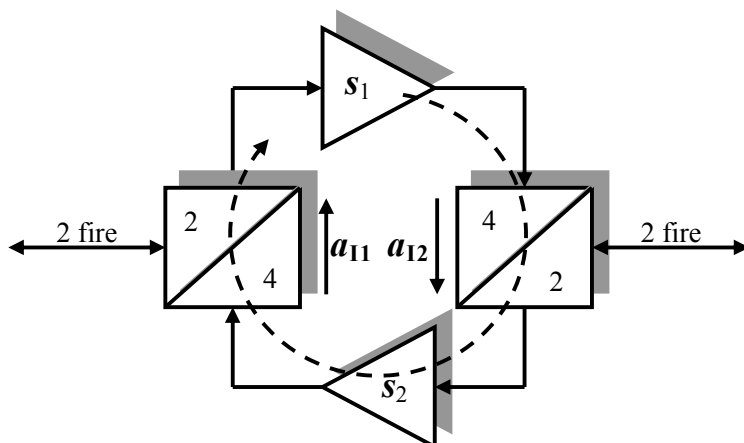


Fig. 1.7. Studiul stabilității unui repetor pe 2 fire.

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 repetor, trebuie îndeplinită condiția:

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

Pentru k repezoare intermediare, conform exemplului din fig. 1.6, rezultă $k + 2$ condiții de îndeplinit. **Fiecare repetor** 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 repetorul, în poziția geografică în care se află.

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

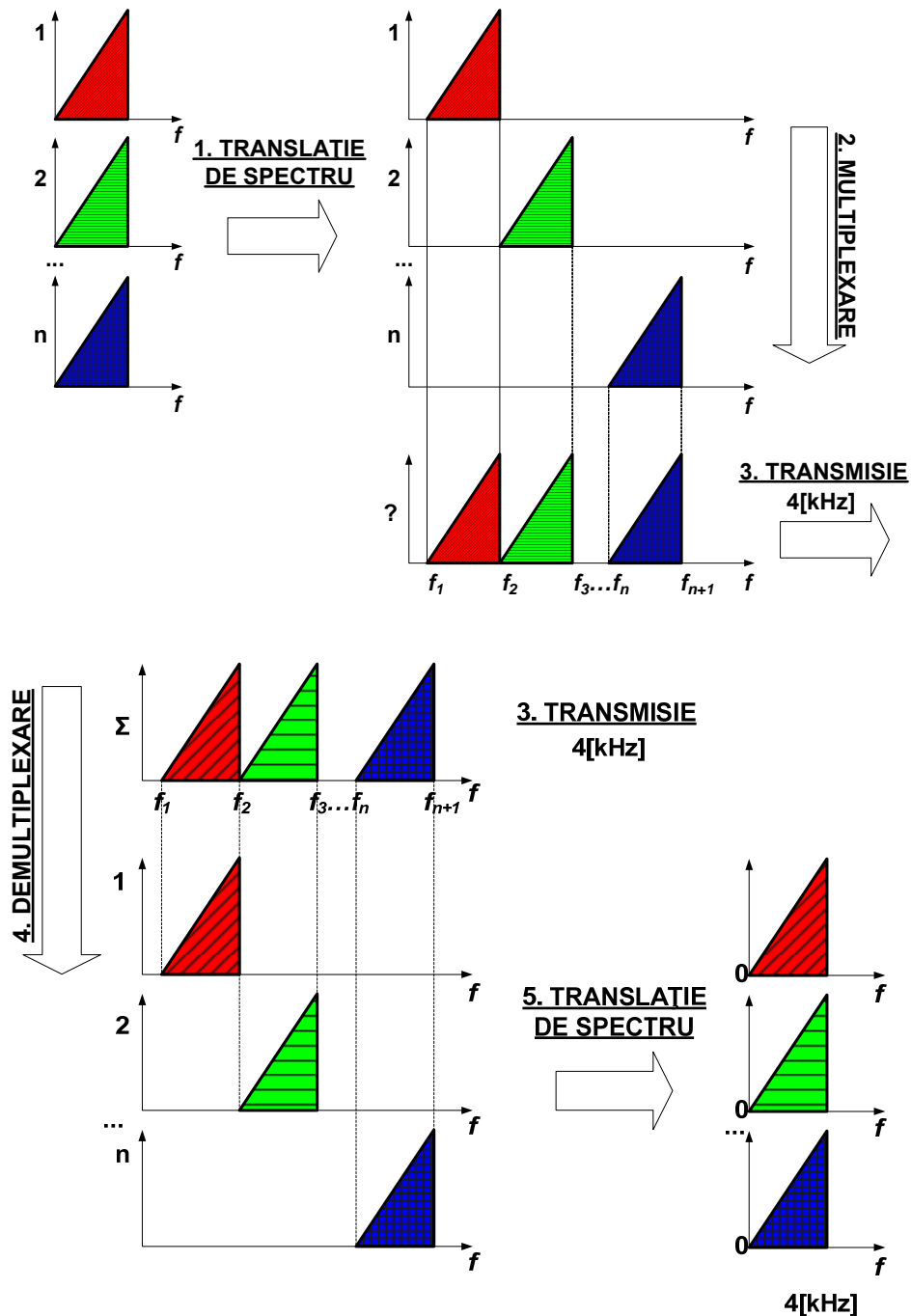
În **concluzie**, asigurarea stabilității sistemelor de transmisie pe 2 fire este mai sensibilă decât a celor pe 4 fire.

2. Multiplexarea în frecvență – principiu și schema bloc

Bibliografie 1:

https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/2_RC_MULTIPLEXAREA%20IN%20FRECVENT.pdf, 1,2,3

Principiul multiplexării în frecvență



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.

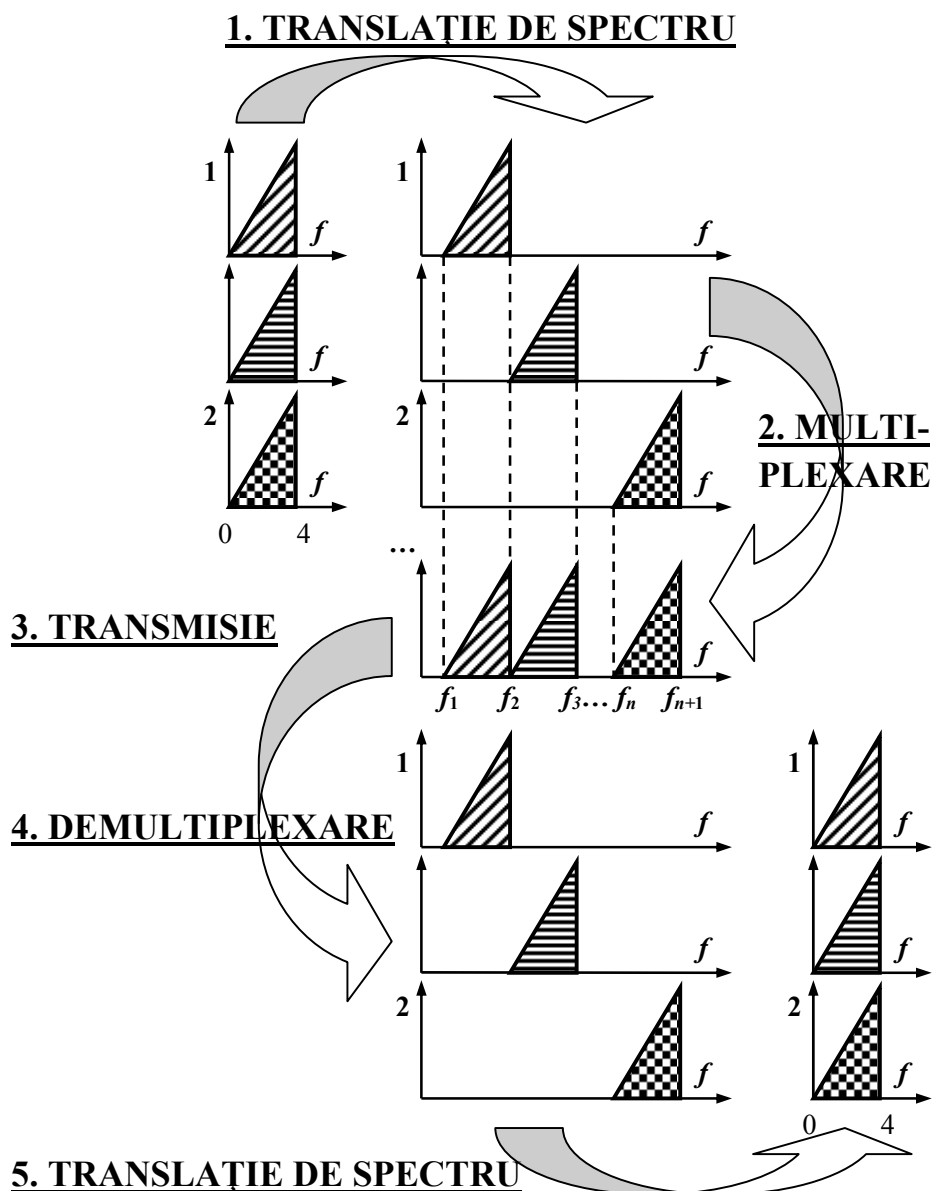


Fig. 2.1. Principiul multiplexării în frecvență.

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.

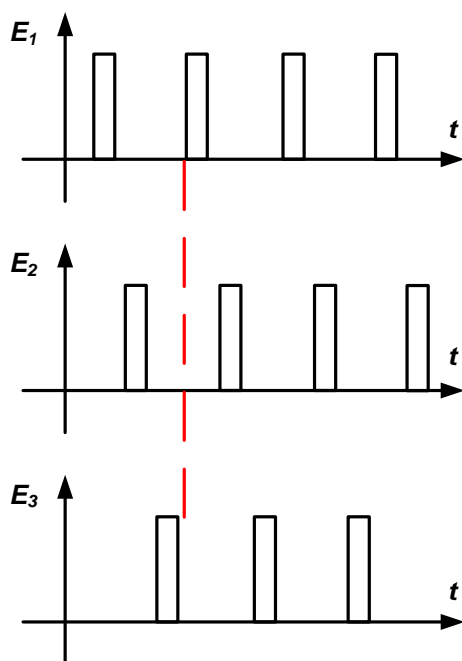
La **recepție**, din semnalul unic, trebuie extrase cele n semnale individuale, fără a fi afectate de procedura de transmisie. Operațiile sunt inverse celor de la emisie:

- **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.

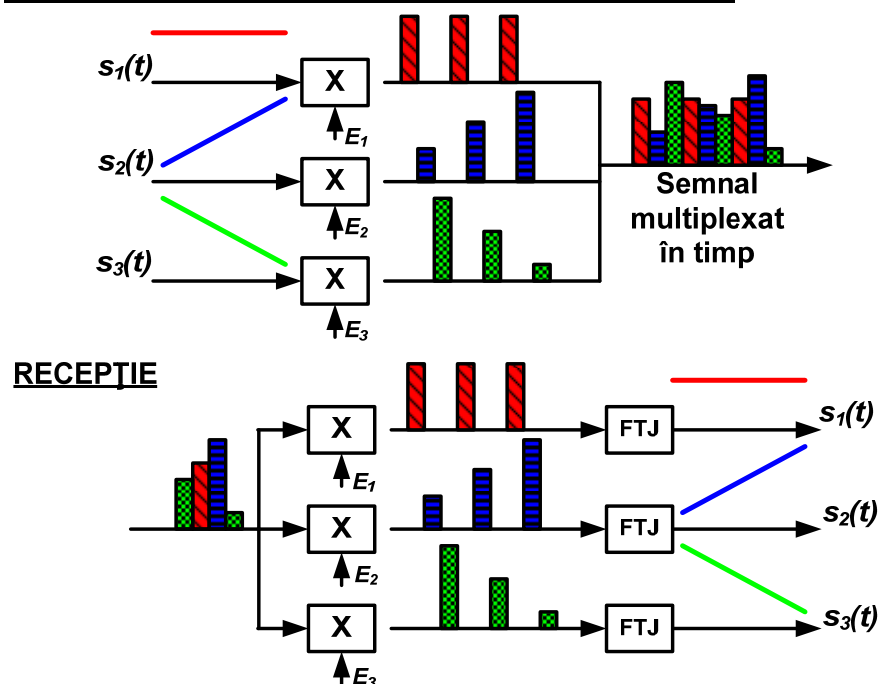
3. Multiplexarea în timp – principiu și schema bloc

Bibliografie 1: https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3_RC_DISCRETIZAREA%20VOCII.pdf, 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.

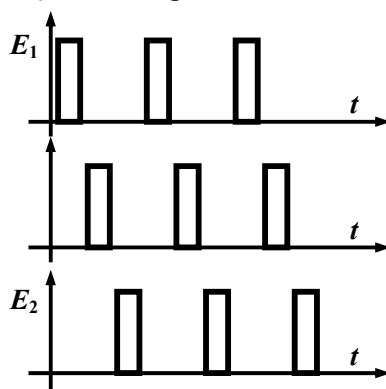


Fig.3.3. Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp

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).

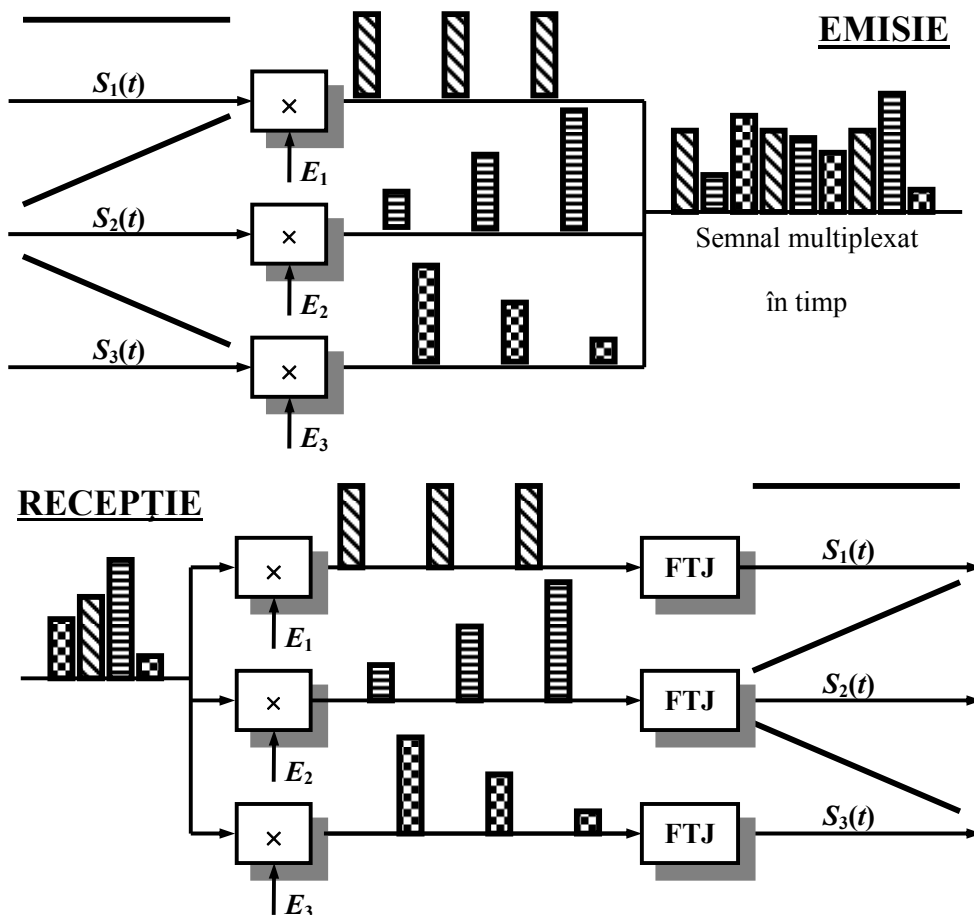


Fig.3.4. Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp.

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 transmiterea 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 ÷ 3400 Hz**.

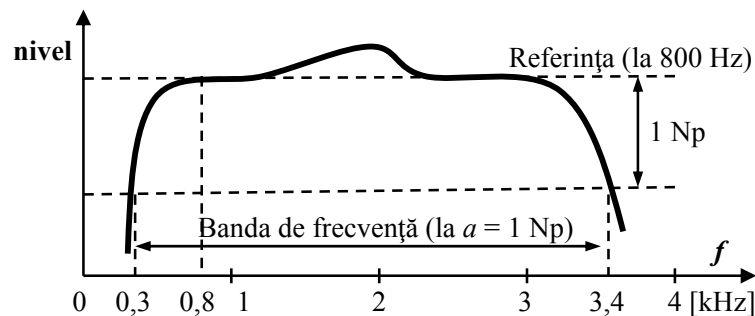


Fig. 1.2. Definierea benzii de frecvență a semnalului telefonic.

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.

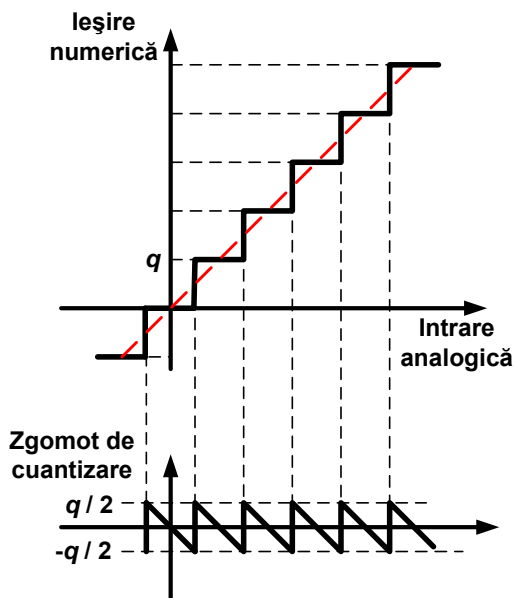
În aceste condiții, **debitul unei căi vocale numerice** rezultă:

$$D = f_E \times n = 8 \cdot 10^3 \times 8 = 64 \text{ kbiți/s.} \quad (3.8)$$

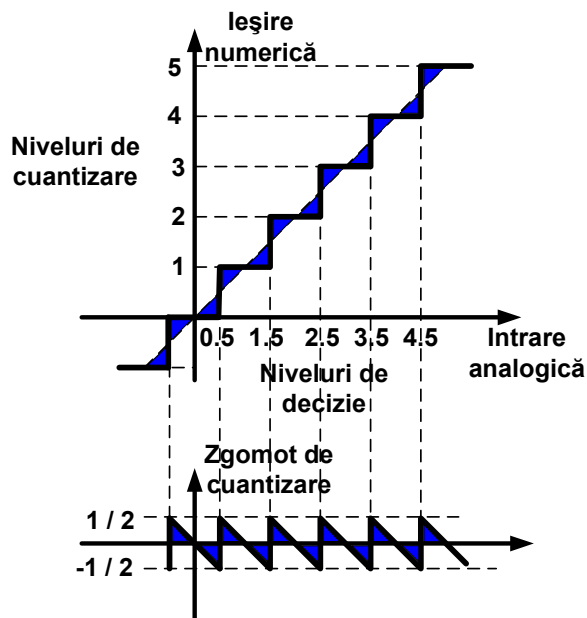
5. Cuantizarea semnalului vocal – cuantizarea uniformă și cuantizarea neuniformă

Bibliografie 1: https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3_RC_DISCRETIZAREA%20VOCIL.pdf, 7-10

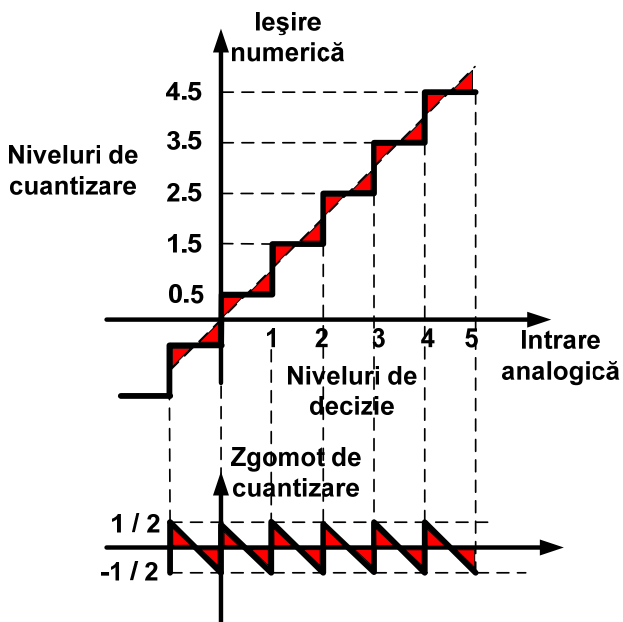
7. Caracteristica de cuantizare uniformă. Zgomotul de cuantizare



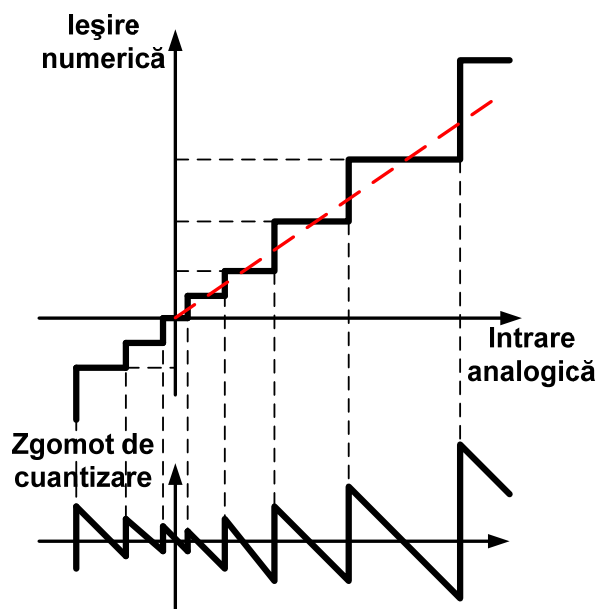
8. Cuantizare uniformă. Zgomot de cuantizare



9. Cuantizare uniformă. Zgomot de cuantizare



10. Caracteristica de cuantizare neuniformă. Zgomotul de cuantizare



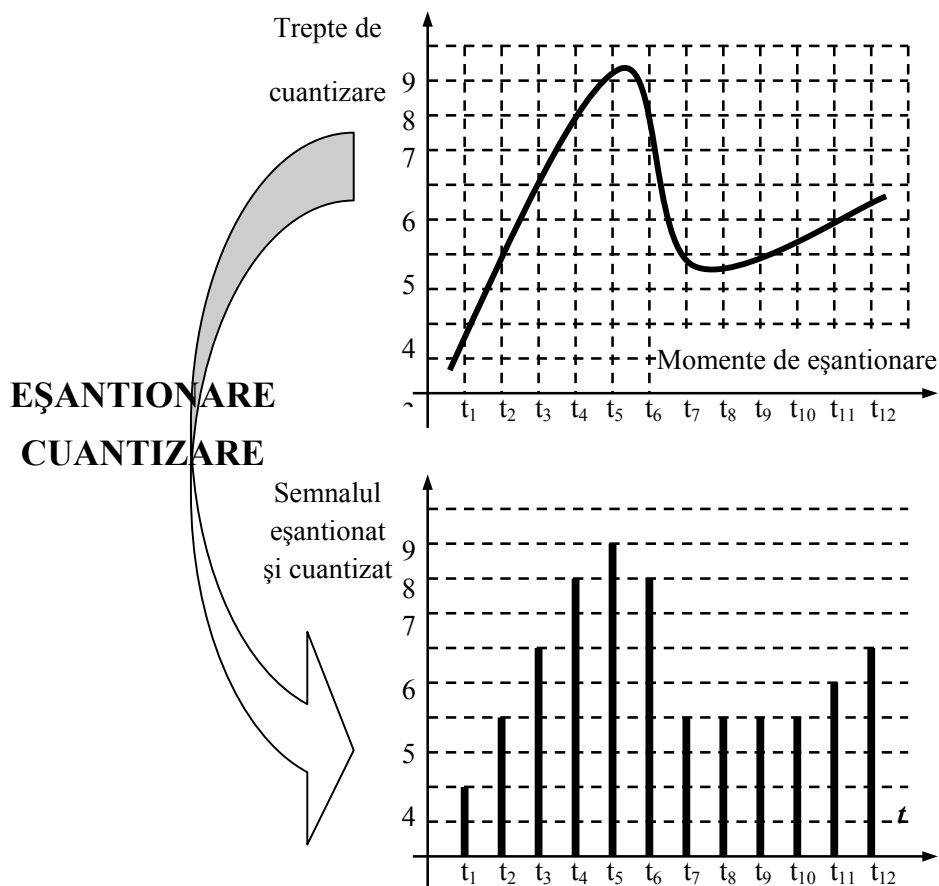


Fig.3.5. Principiul discretizării semnalelor.

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 erorii 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.

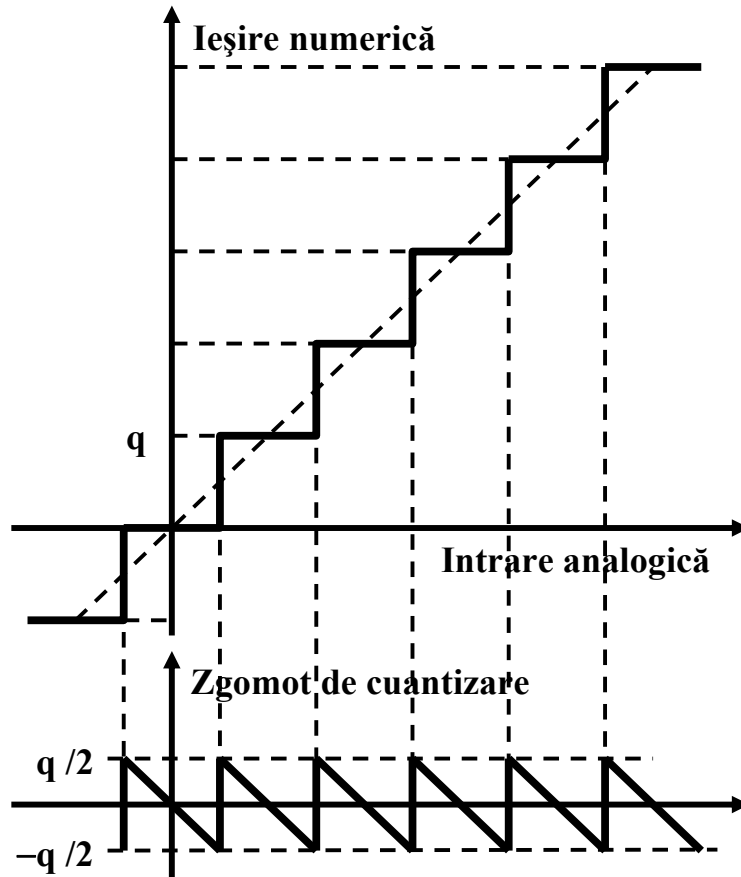


Fig.3.6. Caracteristica de cuantizare uniformă și zgomotul de cuantizare.

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).

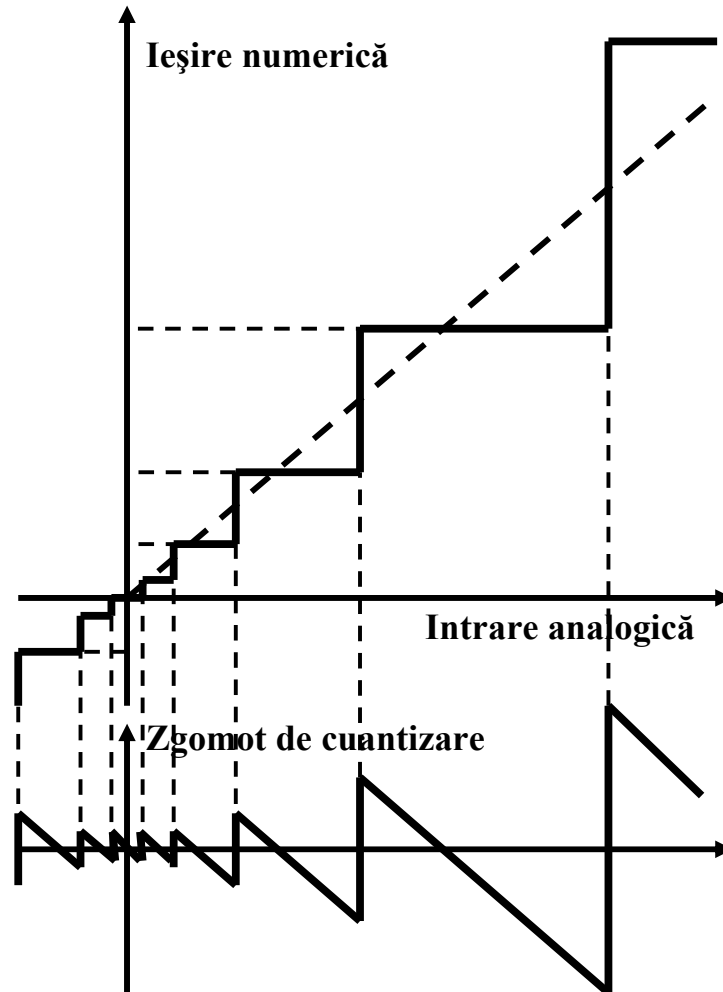
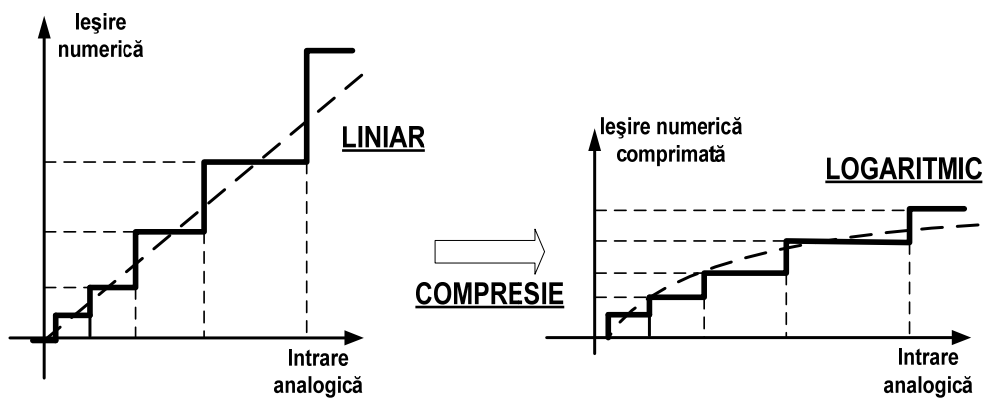


Fig. 3.7. Caracteristica de cuantizare neuniformă și zgomotul de cuantizare.

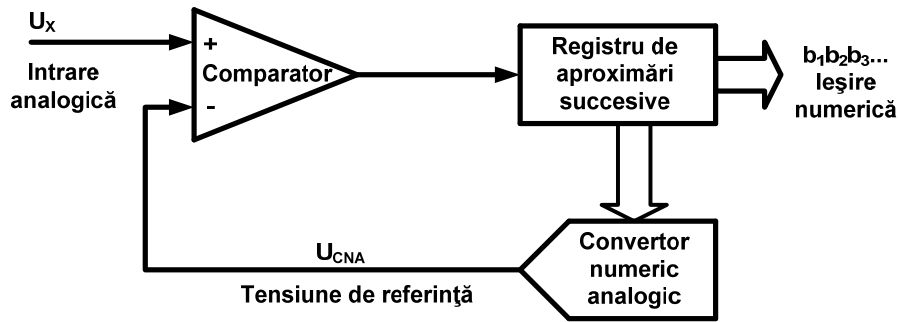
6. *Legea de compresie A – principiul compresiei, aproximarea prin segmente de dreaptă a caracteristicii de compresie, semnificația biților din semnalul comprimat, noțiunea de compandare*

Bibliografie 1: https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3_RC_DISCRETIZAREA%20VOCIL.pdf, 11-15

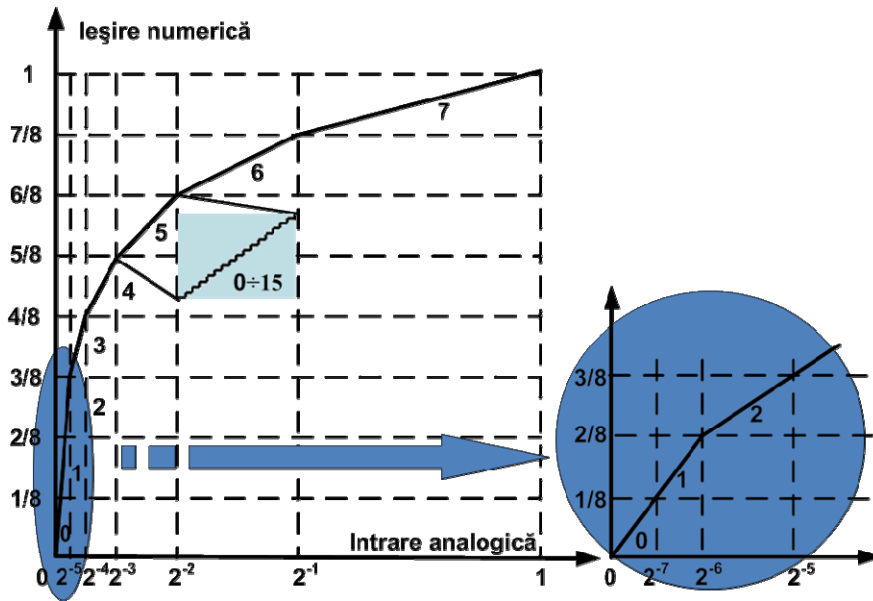
Principiul compresiei



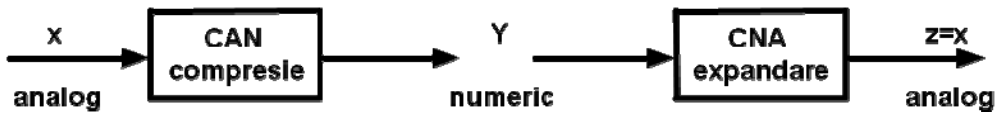
CAN cu compresie



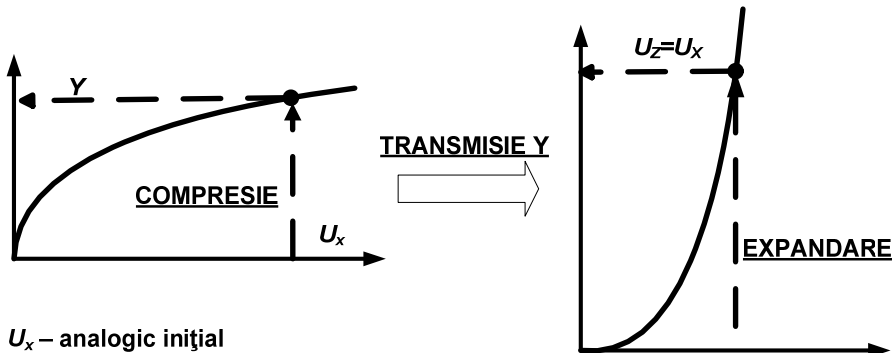
Legea de compresie A



Transmisia cu compandare



Principiul transmisiei cu compandare



U_x – analogic inițial
 Y – numeric comprimat
 U_z – analogic refăcut

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**.

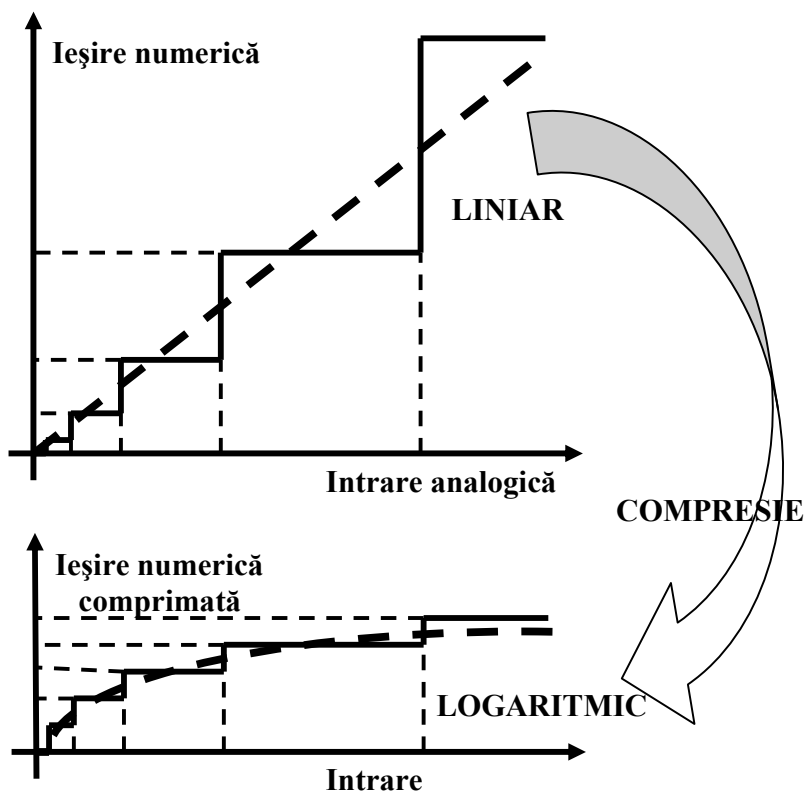


Fig. 3.8. Principiul compresiei.

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 multe 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.

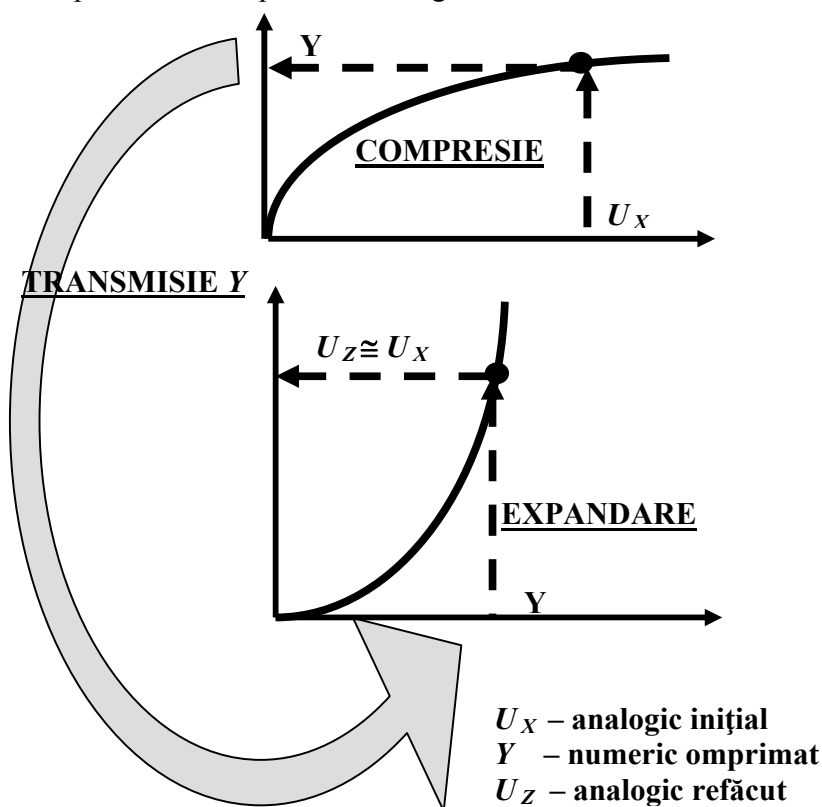


Fig. 3.9. Principiul transmisiei cu compandare.

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 μ , 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, necomprimat.

- Nivelurile de definiție 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:

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

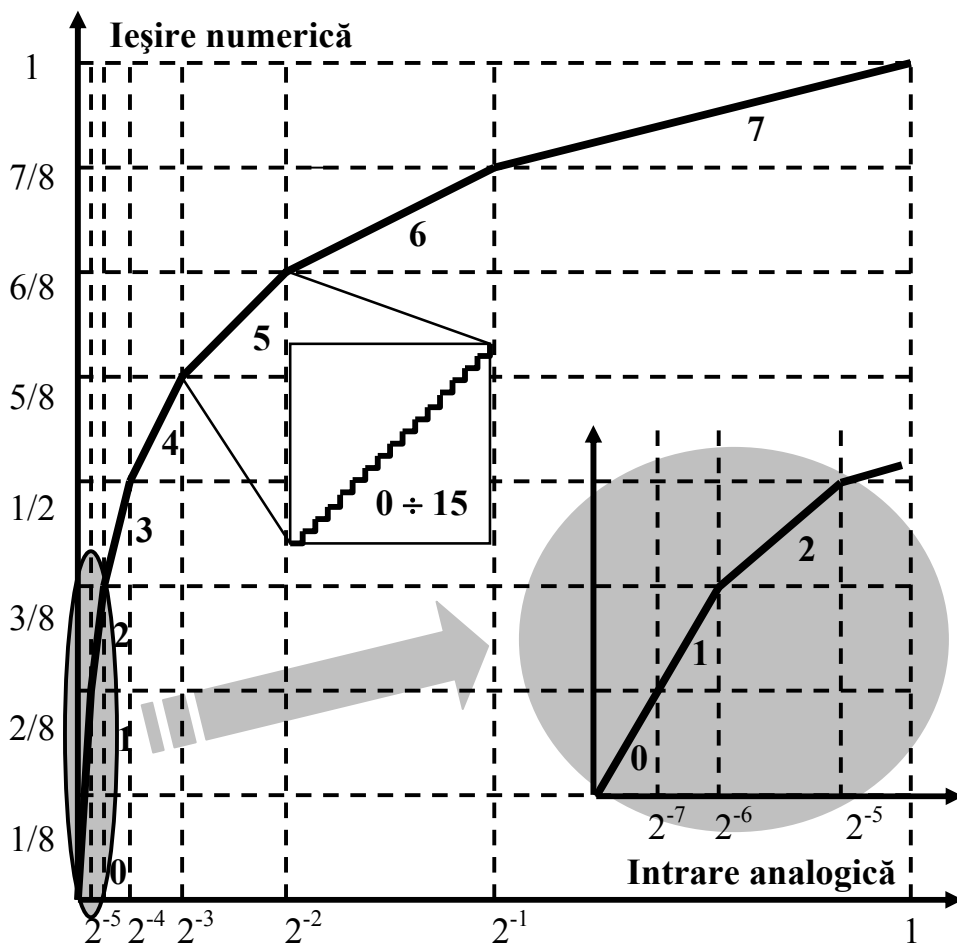


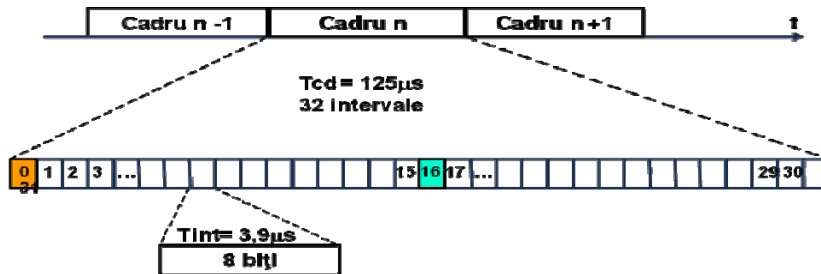
Fig. 3.10. Aproximarea prin segmente de dreaptă a legii de compresie A.

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, 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:

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

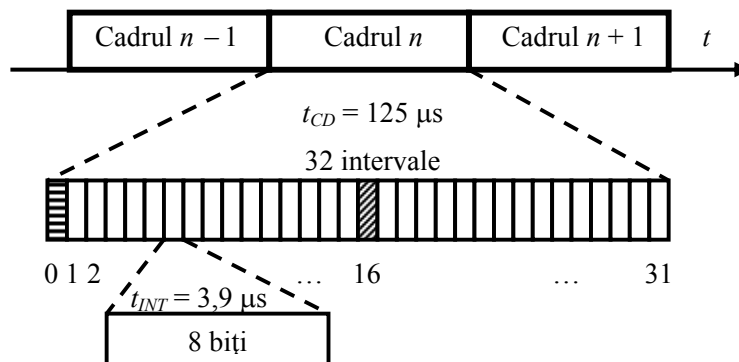
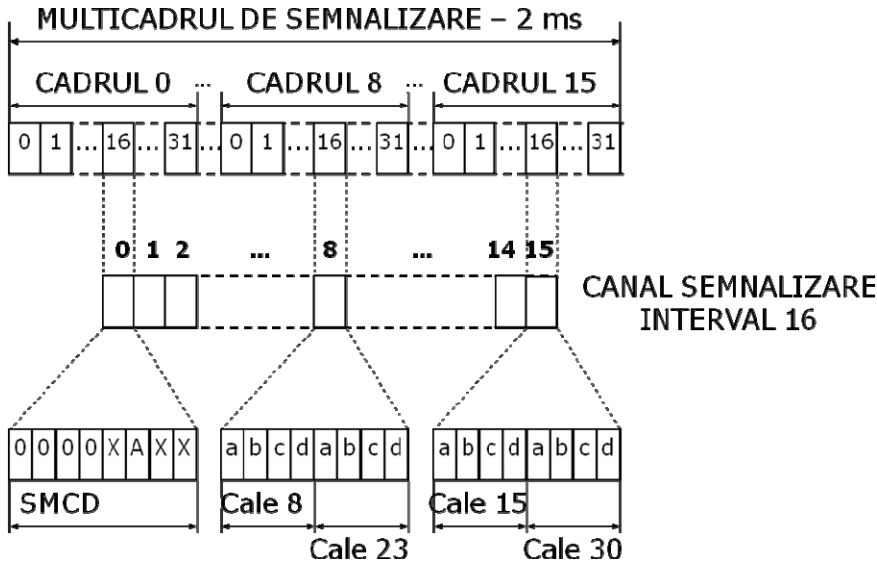


Fig.4.2. Structura și parametrii cadrului primar PCM.

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, 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

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 alocăți 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.

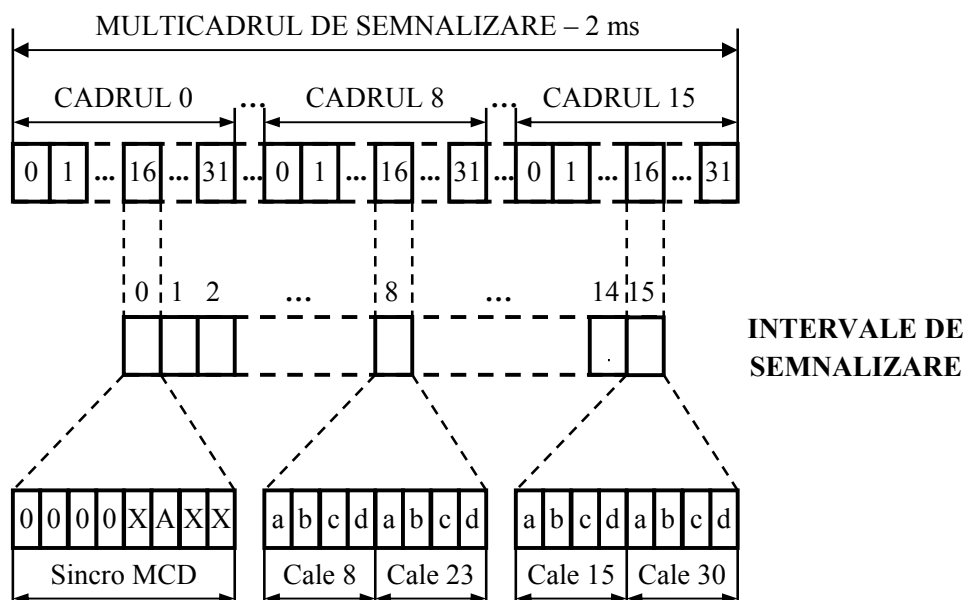


Fig.4.6. Organizarea multicadrului de semnalizare.

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.

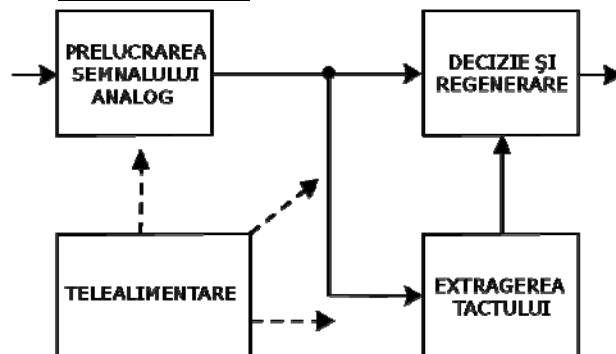
9. Regeneratorul – rolul regeneratorului într-un sistem de transmisie numerică, blocurile componente și funcțiile îndeplinite de fiecare

Bibliografie: https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6_RC_REGENERATORUL.pdf, 1, 2, 3

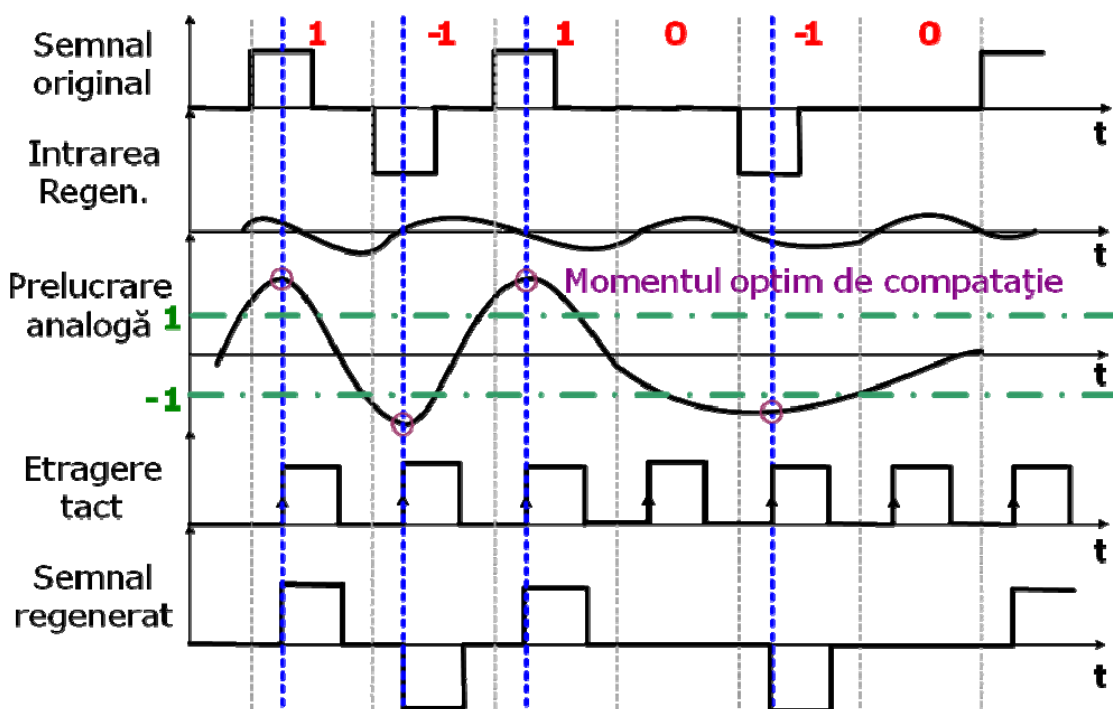
1. Regenerarea semnalului numeric



2. Regeneratorul



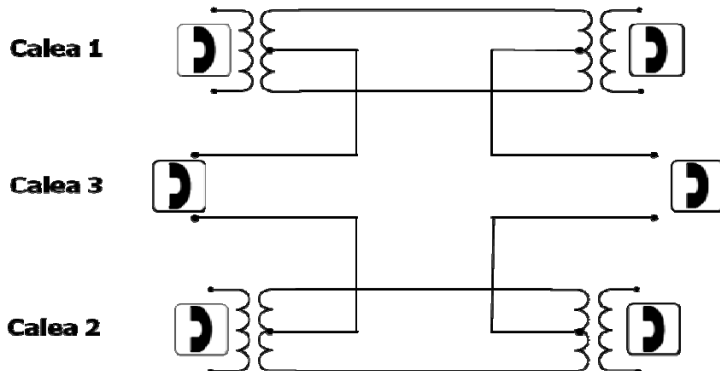
3. Regenerarea semnalului numeric



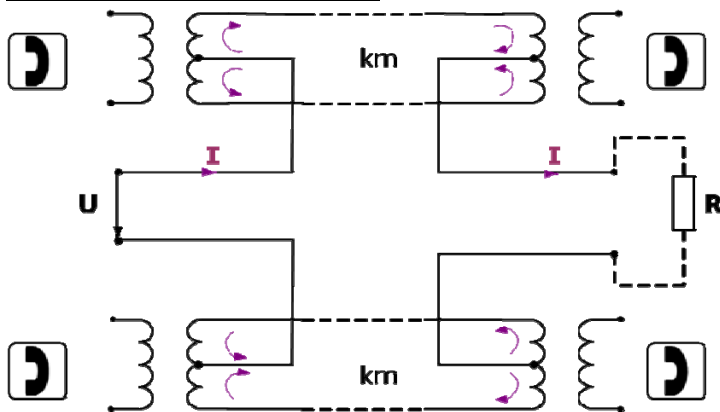
10. Telealimentarea – principiul, noțiunea de circuit fantomă, domeniu de aplicație

Bibliografie: https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6_RC_REGENERATORUL.pdf, 24-27

Linia fantomă (a treia cale)



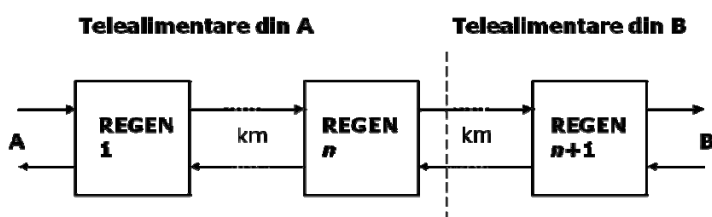
Telealimentarea pe fantomă



Telealimentarea

- Practica standard:
 - telealimentarea regeneratorilor 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



Sisteme de Gestiune a Datelor

1. Sisteme de baze de date - structura unui sistem de baze de date, descrierea componentelor. (curs 1 - 1.3)

1.3. Componentele unui sistem de baze de date

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

Structura unui sistem de baze de date este ilustrata in figura urmatoare; pot fi observate componentele unui astfel de sistem:

- baze de date
 - colectii de date interconectate;
- sistem de gestiune a bazelor de date (SGBD)
 - software care permite administrarea si controlul accesului la bazele de date;
- aplicatii
 - programe care interactioneaza cu bazele de date in timpul executiei;
- utilizatori
 - administratori baze de date, utilizatori finali, programatori de aplicatii.

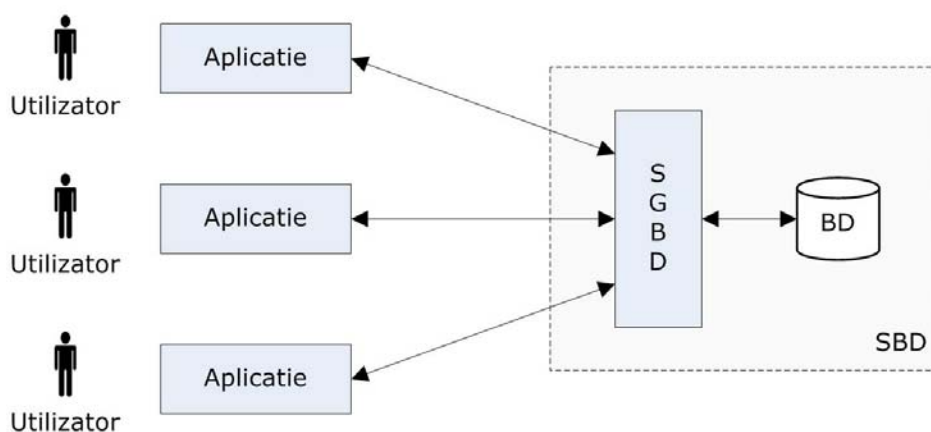


Fig.3 Structura unui sistem de baze de date

O baza de date este o colectie de date interconectate, cu redundanta controlata, care reprezinta unele aspecte ale lumii reale si care este proiectata, construita si populata cu date, cu un anumit scop.

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

Toate cererile dinspre utilizatori spre bazele de date sunt tratate de catre sistemul de gestiune a bazelor de date. Acesta primeste cererile de la aplicatii, le translateaza in operatii complexe, executa operatiile corespunzatoare si returneaza rezultatul. Sistemul de gestiune a bazelor de date asigura interfata intre bazele de date si utilizatorii acestora.

Cateva dintre avantajele utilizarii sistemelor de gestiune a bazelor de date sunt:

- independenta datelor
 - aplicatiile cu baza de date nu tin seama de modalitatea de reprezentare a datelor si de suportul de stocare;
- securitatea si integritatea datelor

- facilitatile de autorizare ale sistemului de gestiune a bazelor de date ofera un mecanism puternic de control al accesului; integritatea datelor se refera la corectitudinea datelor incarcate si manipulate, astfel incat sa respecte conditiile de integritate impuse bazelor de date;
- accesarea eficienta a datelor
 - sistemul de gestiune ofera stocare eficienta, mecanisme de refacere a datelor, suport pentru fisiere de mari dimensiuni, optimizarea interogarilor si structuri de date indexabile;
- reducerea timpul necesar pentru dezvoltarea aplicatiilor cu baza de date;
- administrarea datelor
 - se ofera o modalitate comuna de tratare a colectiilor de obiecte, in cazul in care acestea sunt accesate in comun de mai multi utilizatori;
- permit utilizatorilor sa creeze noi baze de date si sa specifice scheme pentru acestea, utilizand limbaje specializate pentru definirea datelor;
- concurenta
 - se realizeaza prin intermediul tranzactiilor si permite executia concurenta a programelor utilizator asupra unei baze de date partajate.

Utilizatorii unui sistem de gestiune a bazelor de date pot fi clasificati in trei categorii:

- administratori baze de date (DBA)
 - responsabili cu gestionarea resurselor, proiectarea si implementarea bazelor de date; acorda utilizatorilor drepturi de acces si asigura securitatea datelor;
- programatori de aplicatii
 - dezvoltati aplicatii cu baze de date folosind limbaje de programare sau biblioteci specializate care permit lucrul cu baze de date;
- utilizatori finali

aceseaza bazele de date prin intermediul unor aplicatii.

Un sistem de gestiune a bazelor de date integreaza limbaje specifice pentru descrierea si manipularea datelor; se permite astfel accesul la date al utilizatorilor prin intermediul unor limbaje de nivel inalt, apropiate de modul obisnuit de exprimare.

In principiu, un sistem de gestiune a bazelor de date contine doua tipuri de limbaje:

- limbaj pentru definirea datelor (DDL - Data Definition Language);
- limbaj pentru manipularea datelor (DML - Data Manipulation Language).

Limbajul de definire a datelor (DDL) descrie structurile si componentele unei baze de date, relatiilor dintre componente, constrangerilor asupra datelor si drepturilor de acces ale utilizatorilor la baza de date. Cu alte cuvinte, limbajul de definire a datelor specifica structurile de stocare si metodele de acces utilizate.

Limbajul de manipulare a datelor (DML) permite operatii asupra datelor stocate in bazele de date. Pot fi definite operatii de inserare, stergere, modificare sau cautare a elementelor, realizarea de statistici asupra datelor.

2. Modelul de date relational - componentele modelului relational, schema unei relatii, reprezentarea unei relatii. (curs 2 - 2.1)

2.1. Modelul de date relational

Modelul de date relational are la baza principiile algebrei relationale, stabilite de E.F.Codd in anul 1970. Modelul relational este strans legat de conceptul de relatie si cuprinde trei componente principale:

- componenta structurala, care permite definirea relatiilor prin intermediul atributelor, tuplurilor si cheilor primare;
- componenta de integritate, materializata prin impunerea de constrangeri (restrictii);
- componenta de manipulare a datelor, care permite prelucrarea datelor prin intermediul unor operatii specifice algebrei relationale.

Deasemnea, in cadrul modelului de date relational sunt tratate si alte concepte, precum: asocierile, anomaliiile de actualizare, dependentele functionale, dependentele tranzitive.

Dupa cum precizam si mai sus, relatia reprezinta elementul central al modelului de date relational. O relatie este definita prin intermediul unui set de atribute (informatii elementare).

Fiecare atribut al unei relatii are un domeniu, care cuprinde un set de valori posibile din care poate lua o singura valoare, pentru fiecare element al relatiei. Elementele unei relatii mai poarta numele de tupluri. Ordinea valorilor in interiorul unui tuplu este data de ordinea de definire a atributelor in relatie.

Schema unei relatii, $R(A_1, A_2, \dots, A_n)$, este compusa din:

- R - numele relatiei;
- $A_1, A_2, \dots, A_i, \dots, A_n$ - lista atributelor sale, unde fiecare atribut A_i este definit pe domeniul $D(A_i)$;
- A_1 - atributul (sau attributele) care identifica unic tuplurile $(a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n)$, unde a_i in domeniul $D(A_i)$.

Numarul de atribute care contribuie la definirea unei relatii constituie gradul relatiei.

Numarul de tupluri continute de o relatie reprezinta cardinalitatea relatiei respective.

↓ nume tabel

facultati

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/

← cap tabel

← linie

↑ coloana

Fig. 1 Elementele unui tabel

O relatie poate fi reprezentata prin intermediul unui tabel bidimensional, care cuprinde urmatoarele elemente:

- nume
 - este acelasi cu numele relatiei pe care o reprezinta;
- cap de tabel
 - contine numele atributelor relatiei;
- coloane
 - fiecare coloana corespunde unui atribut al relatiei si are un nume unic in interiorul tabelului;
 - coloana prezinta un set de valori posibile (domeniu), care pot aparea in coloana;
- linii
 - corespund tuplurilor dintr-o relatie;
 - linie dintr-un tabel mai este cunoscuta sub numele de inregistrare;

- in fiecare element al unei inregistrari se introduce o valoare, care corespunde coloanei in care se afla elementul;
- inregistrarile duplicat nu sunt permise intr-un tabel; pentru a preveni aparitia duplicatelor a fost introdus conceptul de cheie candidat;
- intr-un tabel, ordinea liniilor si a coloanelor nu prezinta importanta.

Se numeste cheie candidat (CK) un atribut sau un set de attribute care identifica in mod unic un tuplu al relatiei. O cheie candidat prezinta urmatoarele proprietati: unica, nu exista doua tupluri in relatie care sa contina aceiasi valoare pentru atributul (atributele) care formeaza cheia; ireductibila, nu exista o submultime a cheii care sa detina proprietatea de unicitate.

Atributele unei relatii care fac parte dintr-o cheie poarta numele de attribute prime, in timp ce restul atributelor mai sunt cunoscute si sub numele de attribute neprime.

Se numeste cheie primara (PK) o cheie candidat care a fost selectata pentru a servi ca si identificator principal pentru tuplurile unei relatii. Fiecare relatie trebuie sa detina o cheie primara. Atributele corespunzatoare cheii primare nu pot contine valori NULL si nu isi pot modifica valoarea prin operatii de actualizare.

Se numeste supercheie (SK) un set de attribute care identifica in mod unic un tuplu al relatiei. O supercheie difera de o cheie candidat prin faptul ca nu respecta proprietatea de ireductibilitate.

Se numeste cheie externa (FK) un atribut sau un set de attribute dintr-o relatie care constituie o cheie primara intr-o alta relatie.

Componenta de integritate a modelului de date relational se manifesta prin intermediul unor reguli care asigura corectitudinea datelor:

- constangerea de integritate a entitatilor
 - se aplica asupra cheilor primare si stabileste ca fiecare tuplu al unei relatii este identificat unic prin intermediul unei chei, ale carei attribute nu pot contine valori NULL;
- constangerea de integritate referentiala
 - se aplica cheilor externe si stabileste ca orice valoare a unei chei externe se gaseste printre valorile cheii primare din relatia referita sau are valoarea NULL.

O cheie determina functional celelalte attribute dintr-un tuplu al unei relatii, motiv pentru care se numeste determinant.

O dependenta functionala descrie legatura dintre doua attribute ale unei relatii. Spunem ca un atribut Y este dependent functional de atributul X (sau atributul X determina functional pe atributul Y), si notam $X \rightarrow Y$, daca oricarei valori a atributului X ii corespunde o singura valoare a atributului Y.

Un alt mod utilizat pentru a defini dependenta functionala este urmatorul. Un atribut Y este dependent functional de atributul X, si notam $X \rightarrow Y$, daca valoarea sa este determinata de un atribut care este cheie.

Daca exista o dependenta functionala intr-o relatie, ea este specificata ca si constangere intre attribute. Intr-o expresie $X \rightarrow Y$, X poarta numele de determinant, iar Y pe cel de dependent. Faptul ca Y nu este dependent functional de X poate fi notat astfel: $X \nrightarrow Y$.

Daca atributul Y este dependent functional de atributul X si atributul X este dependent functional de atributul Y, atunci cele doua attribute sunt in relatie de tip unu la unu.

Daca atributul Y este dependent functional de atributul X si atributul Z este dependent functional de atributul Y, atunci spunem ca atributul Z este dependent tranzitiv de atributul X.

3. Normalizarea - definitie si utilitate, anomalii de actualizare, definire forme normale. (curs 2 - 2.2)

2.2. Normalizarea

Normalizarea reprezinta un proces prin care modelul unei baze de date este descompus in mai multe relatii, in functie de anumite reguli numite forme normale. Prin intermediul normalizarii, proiectantii

unei baze de date dispun de o serie de teste care pot fi aplicate relatiilor, astfel incat sa reduca la maxim redundanta datelor si implicit sa elimine anomalii de actualizare.

StudentiFacultati (idStudent, numeStudent, prenumeStudent, idFacultate, numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate)

Relatia StudentFacultate pastreaza date cu privire la studentii unor facultati. Aceasta relatie contine date redundante: datele care descriu facultatea se repeta pentru studentii aceleiasi facultati.

Astfel de relatii care contin date redundante pot introduce diferite situatii denumite anomalii de actualizare; apar la inserarea, stergerea sau modificarea inregistrarilor:

- anomalii de inserare
 - in relatia precedenta nu pot fi introduse date cu privire la o facultate daca nu se cunosc datele unui student (atributele care participa la realizarea cheii primare nu pot lua valoarea NULL);
- anomalii de stergere
 - daca sunt stersi toti studentii de la o anumita facultate, se pierd si datele corespunzatoare facultatii;
- anomalii de modificare
 - daca se modifica numarul de telefon al unei facultati, trebuie actualizate toate inregistrarile in care apare facultatea pentru care s-a modificat numarul de telefon.

Normalizarea unei baze de date se realizeaza gradual, prin verificarea relatiilor dupa formele normale. Aducerea relatiilor intr-o forma normala presupune extragerea unor atribute din relatii si introducerea, pe baza lor, a unor noi relatii.

Procesul de normalizare se poate desfasura pe baza urmatoarelor forme normale: 1NF, 2NF, 3NF, BCNF (Boyce-Codd), 4NF, 5NF, DKNF (Domain-Key). In general, pentru normalizarea unei baze de date multi proiectanti considera necesare doar primele trei forme normale.

Fiecare forma normala preia constangerile formei normale precedente, la care adauga noi restrictii.

1NF: o relatie respecta prima forma normala, daca domeniile atributelor cuprind doar valori atomice si fiecare atribut ia o singura valoare din domeniul sau de definitie.

Valoarea atomica este o valoare care nu poate fi descompusa fara a-si pierde semnificatia.

Un grup repetitiv este un atribut sau grup de atribute din cadrul relatiei care apare cu valori multiple pentru o singura instanta a cheii primare. O relatie poate fi adusa in prima forma normala daca au fost definite atributele care fac parte din cheia primara si au fost eliminate grupurile repetitive.

StudentiFacultati

<u>idStudent</u>	numeStudent	prenumeStudent	idFacultate	numeFacultate	adresaFacultate
1	Popescu	Virgil	7 3	Hidrotehnica Chimie	George Enescu Piata Victoriei
2	Nitu	Valentina	7	Hidrotehnica	George Enescu
3	Raicovici	Flavius	3 4	Chimie Constructii	PiataVictoriei Traian Lalescu

Se observa in tabelul precedent un grup repetitiv (idFacultate, numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate) in cazul in care consideram ca un student poate fi inscris la mai multe facultati. Acesta este un exemplu de tabel care nu respecta forma normala 1NF.

Aducerea tabelului anterior la forma normala 1NF se realizeaza prin extragerea grupului repetitiv din tabel si prin crearea unui nou tabel care sa contina cheia primara a tabelului initial si campurile care fac parte din grupul repetitiv. In tabelul nou format se identifica attributele care vor forma o cheia primara.

StudentiFacultati (idStudent, numeStudent, prenumeStudent, idFacultate, numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate)

Studenti (idStudent, numeStudent, prenumeStudent)

FacultatiStud (idStudent, idFacultate, numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate)

Studenti

<u>idStudent</u>	numeStudent	prenumeStudent
1	Popescu	Virgil
2	Nitu	Valentina
3	Raicovici	Flavius

FacultatiStud

<u>idStudent</u>	<u>idFacultate</u>	numeFacultate	adresaFacultate	telefonFacultate
1	7	Hidrotehnica	George Enescu	+40.256.404.082
1	3	Chimie	Piata Victoriei	+40.256.403.063
2	7	Hidrotehnica	George Enescu	+40.256.404.082
3	3	Chimie	Piata Victoriei	+40.256.403.063
3	4	Constructii	Traian Lalescu	+40.256.404.000

2NF: o relatie respecta forma normala 2NF, daca respecta 1NF si orice atribut care nu face parte din cheia primara este total dependent functional de cheia primara a relatiei (nu exista dependente functionale partiale).

O dependenta functionala $X \rightarrow Y$ este totala daca eliminarea oricarui atribut din X determina anulara dependentei. O dependenta functionala $X \rightarrow Y$ este partiala daca exista un atribut din X care prin eliminare determina pastrarea dependentei.

Forma normala 2NF are relevanta doar pentru tabellele care detin o cheia primara compusa.

Tabelul FacultatiStud, rezultat in urma aplicarii formei normale 1NF (pasul anterior), este un exemplu de nerespectare a formei normale 2NF (tabelul contine o dependenta functionala partiala).

idFacultate -> numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate

Aducerea unui tabel la forma normala 2NF presupune extragerea din tabel a campurilor dependente partial si introducerea lor intr-un nou tabel, impreuna cu determinantul lor.

FacultatiStud (idStudent, idFacultate, numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate)

Facultati (idFacultate, numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate)

StudentiFacultati (idStudent, idFacultate)

Facultati

<u>idFacultate</u>	numeFacultate	adresaFacultate	telefonFacultate
4	Constructii	Traian Lalescu	+40.256.404.000
3	Chimie	Piata Victoriei	+40.256.403.063
7	HIdrotehnica	George Enescu	+40.256.404.082

StudentiFacultati

<u>idStudent</u>	<u>idFacultate</u>
1	7
1	3
2	7
3	3
3	4

3NF: o relatie respecta forma normala 3NF, daca respecta forma normala 2NF si niciun atribut care nu face parte din cheia primara nu este dependent tranzitiv de cheia primara.

Daca atributul Y este dependent functional de atributul X si atributul Z este dependent functional de atributul Y, atunci spunem ca atributul Z este dependent tranzitiv de atributul X.

Orice atribut neprim trebuie sa depinda de o cheie (1NF), de intreaga cheie (2NF) si numai de cheie (3NF).

Consideram urmatorul tabel care nu respecta forma normala 3NF, dar respecta formele normale precedente. Se poate observa prezenta unei dependente tranzitive, determinate de campul numarCamin.

StudentiCamine

<u>idStudent</u>	numeStudent	prenumeStudent	numarCamin	adresaCamin
1	Popescu	Virgil	2MV	Mihai Viteazu
2	Nitu	Valentina	22C	Aleea Studentilor
3	Raicovici	Flavius	22C	Aleea Studentilor

idStudent->numeStudent, prenumeStudent, numarCamin
numarCamin->adresaCamin

Aducerea unui tabel la forma normala 3NF presupune extragerea din tabel a campurilor dependente tranzitiv si introducerea lor intr-un nou tabel, impreuna cu determinantul lor.

StudentiCamine (idStudent, numeStudent, prenumeStudent, numarCamin, adresaCamin)

Studenti (idStudent, numeStudent, prenumeStudent, numarCamin)

Camine (numarCamin, adresaCamin)

Studenti

<u>idStudent</u>	numeStudent	prenumeStudent	numarCamin
1	Popescu	Virgil	2MV
2	Nitu	Valentina	22C
3	Raicovici	Flavius	22C

Camine

<u>numarCamin</u>	adresaCamin
2MV	Mihai Viteazu
22C	Aleea Studentilor

4. Instructiuni SQL - tipuri de instructiuni SQL, componentele unei instructiuni SQL. (curs 3 - 3.1)

3.1. Structura limbajului SQL

SQL (Structured Query Language) este limbajul standard utilizat pentru accesarea bazelor de date relationale.

Limbajul SQL este un limbaj declarativ, neprocedural, prin intermediul caruia utilizatorii descriu si manipuleaza datele. Prin intermediul limbajelor declarative utilizatorii stabilesc ce date doresc sa obtina, fara a specifica modalitatile de obtinere a acestor date. Scrierea unui program declarativ nu se refera la specificarea unei secvente de instructiuni care sa ruleze una dupa alta, ci la scrierea unor instructiuni declarative care prezinta relatiile dintre ele.

Avand in vedere faptul ca exista o standardizare a acestui limbaj, majoritatea sistemelor de gestiune a bazelor de date relationale utilizeaza instructiuni ale limbajului SQL (implementeaza standardul SQL): Oracle, Microsoft SQL Server, MySQL, PostgreSQL, SQLite, SyBase, Microsoft Access, Ingres, InterBase.

Instructiunile limbajului SQL pot fi clasificate astfel:

- instructiuni de definire a datelor (permit descrierea structurii pentru tabelele unei baze de date);
 - CREATE - permite crearea structurii unui tabel sau crearea unei baze de date;
 - ALTER - permite modificarea structurii unui tabel;

- RENAME - permite modificarea denumirii unui tabel;
- DROP - permite stergerea structurii unui tabel sau stergerea unei baze de date;
- TRUNCATE - permite stergerea continutului unui tabel;
- instructiuni de manipulare a datelor (permit modificarea continutului tabelelor);
 - INSERT - permite adaugarea de noi inregistrari intr-un tabel;
 - UPDATE - permite actualizarea valorilor pentru inregistrarile dintr-un tabel;
 - DELETE - permite stergerea inregistrarilor dintr-un tabel;
- instructiuni de interogare (permite regasirea liniilor memorate in tabele);
 - SELECT
- instructiuni de procesare a tranzactiilor;
 - SAVEPOINT - permite definirea unui punct de salvare, la care se poate reveni pentru a renunta la modificarile facute dupa acest punct asupra bazei de date
 - COMMIT - permite ca modificarile facute asupra bazei de date sa devina permanente;
 - ROLLBACK - permite renuntarea la anumite modificari facute asupra bazei de date;
- instructiuni pentru controlul datelor (permite definirea, modificarea si retragerea privilegiilor);
 - GRANT - permite acordarea de privilegii;
 - REVOKE - permite retragerea privilegiilor acordate.

O instructiune SQL poate include urmatoarele componente:

- identificatori
 - specifica nume de obiecte MySQL, precum: baze de date, tabele, indecsi, vizualizari, proceduri stocate;
- cuvinte rezervate
 - termeni predefiniti, care asigura o anumita functionalitate;
- variabile
 - locatii de memorie desemnate printr-un nume;
- constante
 - numerice: intregi (3251), reale (32.15);
 - alfanumerice (sir de caractere): 'constanta sir 1', "constanta sir 2";
 - NULL: constanta speciala cu semnificatia nici o valoare;
- operatori
 - simboluri utilizate in implementarea anumitor operatii;
- expresii
 - sunt formate din variabile, constante, operatori si apeluri functii.

Orice obiect MySQL (baze de date, tabele, indecsi, alias-uri, vizualizari, proceduri stocate) detine un nume (identificator). Restrictiile impuse identificatorilor, in MySQL, sunt cele standard: sa nu contina spatii, sa nu fie mai lungi decat o limita impusa.

Urmatorul tabel indica numarul maxim de caractere pentru principalele tipuri de identificatori:

Identificator	Lungime maxima (caractere)
baza de date	64
tabel	64
coloana	64
index	64
procedura	64
trigger	64
vizualizare	64
alias	256

In MySQL pot fi utilizate nume de obiecte care includ unul sau mai multi identificatori. Componentele unui nume cu mai multi identificatori sunt separate prin intermediul caracterului (".").

De exemplu, referirea la o anumita coloana dintr-un tabel al unei baze de date se poate face in trei moduri.

Referinta colana	Semnificatie
numeCol	coloana numeCol din tabelul utilizat in instructiune
numeTab.numeCol	coloana numeCol din tabelul numeTab din baza de date implicita
numeBD.numeTab.numeCol	coloana numeCol din tabelul numeTab din baza de date numeBD

Comentariile sunt utilizate pentru a explica zone dintr-un script sau pentru a preciza informatii suplimentare cu privire la script (autor, versiune, data ultimei modificari).

Limbajul SQL furnizeaza trei modalitati de adaugare a comentariilor in scripturi, cu influente din limbajele de programare, dar si din scripturile de tip shell:

comentariu multilinie (stilul C) - presupune utilizarea perechilor de caractere ("/*", "*/") la inceputul si la sfarsitul unui text explicativ;

```
/* comentariu  
pe mai multe  
linii - stilul C */  
comentariu linie
```

```
-- comentariu pe o singura linie
```

```
# comentariu pe o singura linie - stilul shell script
```

In marea majoritate a cazurilor, o instructiune SQL trebuie incheiata prin (";").

Deasemenea, trebuie avut in vedere faptul ca limbajul SQL nu este de tip case-sensitive. Identificatorii pot fi scrisi, in general, cu orice combinatie de litere mari sau mici.

Ca si regula generala, este indicata pastrarea unor conventii de notare pe toata perioada desfasurarii lucrului:

- majuscule pentru cuvinte rezervate;
- litere mici pentru cuvinte definite de utilizatori;
- acoladele { } indica un element necesar;
- parantezele drepte [] indica un element optional;
- bara verticala | indica posibilitatea alegerii unei variante.

5. Manipularea datelor in limbajul SQL - instructiuni specifice, exemple de instructiuni de manipulare a datelor. (curs 4 - 4.3, 4.4, 4.5)

4.3. Instructiunea INSERT

Limbajul SQL prezinta trei tipuri de operatii pentru manipularea datelor dintr-un tabel: inserare, modificare si stergere. Fiecarei operatii ii corespunde o instructiune SQL: INSERT, UPDATE si DELETE.

Instructiunea INSERT permite inserarea (adaugarea) de noi inregistrari intr-un tabel.

Pentru instructiunea INSERT pot fi utilizate urmatoarele sintaxe:

```
INSERT [LOW_PRIORITY] [IGNORE]
      [INTO] nume_tabel [(nume_coloana, ...)]
      {VALUES} ({expresie | DEFAULT}, ...), (...), ...
```

```
INSERT [LOW_PRIORITY] [IGNORE]
      [INTO] nume_tabel
      SET nume_coloana={expresie | DEFAULT}, ...
```

```
INSERT [LOW_PRIORITY] [IGNORE]
      [INTO] nume_tabel [(nume_coloana, ...)]
      SELECT ...
```

Primele doua sintaxe, INSERT ... VALUES si INSERT ... SET, permit introducerea de inregistrari pe baza unor valori specificate explicit. Cea de-a treia forma, INSERT ... SELECT, permite inserarea de inregistrari care contin valori selectate din alte tabele.

```
INSERT
      INTO tutori (numeTutor, gradTutor, birouTutor, idDepartament)
      VALUES ("Marian Bucos", "SI", "B226", 1);
```

Prima sintaxa a instructiunii INSERT permite si introducerea de inregistrari multiple. Pentru aceasta sunt precizate liste multiple de valori (fiecare lista de valori este trecuta intre paranteze rotunde), delimitate prin virgula, astfel:

```
INSERT
      INTO tutori (numeTutor, gradTutor, birouTutor, idDepartament)
      VALUES ("Marian Bucos", "SI", "B226", 1),
              ("Radu VasIU", "Prof", "A210", 1),
              ("Lucian Jurca", "Conf", "Electro2", 2);
```

Clauzele corespunzatoare instructiunii INSERT au urmatoarele semnificatii:

- LOW_PRIORITY
 - se utilizeaza pentru a intarzia scrierea efectiva a datelor in tabel pana cand utilizatorii nu mai citesc date din tabel;
- DELAYED
 - daca se utilizeaza aceasta clauza, datele sunt puse intr-o coada de asteptare pe server si controlul revine la client (ca si cum scrierea ar fi fost facuta); atata timp cat tabelul este utilizat, datele sunt mentinute pe server; scrierea efectiva are loc in momentul in care tabelul nu mai este accesat;
- IGNORE
 - in general, aceasta clauza este utila daca se introduc mai multe inregistrari prin intermediul aceleiasi instructiuni INSERT; prin utilizarea acestei clauze, inregistrarile gresite sunt ignorate, iar cele corecte sunt adaugate fara raportarea unei erori;
 - dupa executia instructiunii este raportat doar numarul de inregistrari inserate;

```
/* INSERT IGNORE
   * Duplicate entry for key 'PRIMARY'
   */
```

INSERT IGNORE

```
    INTO tutori (idTutor, numeTutor, gradTutor, birouTutor, idDepartament)
    VALUES (1, "Marian Bucos", "SI", "B226", 1),
    (1, "Radu VasIU", "Prof", "A210", 1),
    (3, "Lucian Jurca", "Conf", "Electro2", 1);
```

- INTO
 - se utilizeaza pentru compatibilitatea cu alte sisteme SQL;
- VALUES
 - specifica seturile de date care urmeaza a fi adaugate in tabel; daca nu este precizata o lista de coloane, dupa numele tabelului, atunci trebuie introduse valori pentru toate coloanele din tabel, in ordinea de la definirea tabelului;

```
/* INSERT fara descriere tabel
```

```
* trebuie specificate valori pentru toate campurile
```

```
* ordinea valorilor este data de ordinea campurilor la declararea tabelului
```

```
*/
```

INSERT

```
    INTO tutori
    VALUES (1, "Marian Bucos", "SI", "B226", 1);
```

Daca dupa numele tabelului in care sunt introduse datele este precizata o lista de coloane din tabel, atunci vor fi precizate valori pentru coloane, in ordinea stabilita in lista. In acest caz, coloanele din tabel care nu apar in lista vor primi valori implicite.

```
/* INSERT cu descriere tabel partiala
```

```
* nu se furnizeaza valori pentru toate coloanele
```

```
* birouTutor - NULL, idDepartament - NOT NULL
```

```
* ERROR: Field 'idDepartament' doesn't have a default value
```

```
*/
```

INSERT

```
    INTO tutori (gradTutor, numeTutor )
    VALUES ("SI", "Marian Bucos");
```

```
/* INSERT cu descriere tabel partiala
```

```
* nu se furnizeaza valori pentru toate coloanele
```

```
* birouTutor - NULL
```

```
*/
```

INSERT

```
    INTO tutori (gradTutor, numeTutor, idDepartament )
    VALUES ("SI", "Marian Bucos", 1);
```

Pentru forma INSERT ... SET lista de coloane nu este necesara, deoarece clauza SET introduce perechi de tipul coloana - valoare.

```
/* INSERT de tip SET
```

```
* specifica explicit corespondenta intre coloane si valorile inserate
```

```
*/
```

INSERT

```
    INTO tutori
```

```

SET numeTutor = "Marian Bucos",
    gradTutor = "SI",
    birouTutor = "B226",
    idDepartament = 1;

```

Forma INSERT ... SELECT permite colectarea unor valori dintr-un alt tabel si introducerea lor intr-o lista de valori care urmeaza a fi inserata. Instructiunea SELECT nu poate contine, in acest caz, clauza ORDER BY, utilizata pentru ordonarea rezultatelor. Deasemenea, datele nu pot fi colectate din acelasi tabel in care sunt apoi inserate.

```

/* INSERT de tip SELECT
 * valoarea pentru campul idDepartament este extrasa din tabelul departamnete
 */
INSERT
    INTO tutori (numeTutor, gradTutor, birouTutor, idDepartament)
    VALUES ("Marian Bucos", "SI", "B226",
    (SELECT idDepartament
     FROM departamente
     WHERE numeDepartament = "ETc")
    );

```

Daca se utilizeaza INSERT multiplu sau INSERT de tip SELECT, in coloanele declarate NOT NULL pot fi setate valorile implicite corespunzatoare tipurilor de date ale coloanelor (0 pentru tipuri numerice, sirul vid (") si valoarea 0 ("0000-00-00") pentru data calendaristica si timp.

4.4. Instructiunea UPDATE

Instructiunea UPDATE permite actualizarea (modificarea) valorilor pentru inregistrarile unor tabele.

Pentru instructiunea UPDATE pot fi utilizate urmatoarele doua sintaxe (prima sintaxa se utilizeaza pentru actualizarea inregistrarilor dintr-un singur tabel, iar cea de-a doua pentru actualizarea inregistrarilor din tabele multiple):

```

UPDATE [LOW_PRIORITY] [IGNORE] nume_tabel
    SET nume_coloana1={expresie1|DEFAULT} [,
        nume_coloana2={expresie2|DEFAULT}] ...
    [WHERE conditie_actualizare]
    [ORDER BY ...]
    [LIMIT numar_inregistrari]

```

```

UPDATE [LOW_PRIORITY] [IGNORE] referinte_tabele
    SET nume_coloana1={expresie1|DEFAULT} [,
        nume_coloana2={expresie2|DEFAULT}] ...
    [WHERE conditie_actualizare]

```

Clauzele corespunzatoare instructiunii UPDATE au urmatoarele semnificatii:

- LOW_PRIORITY
 - se utilizeaza pentru a intarzia scrierea efectiva a datelor in tabel, pana cand utilizatorii nu mai citesc date din tabel;
 - are acelasi efect ca si in cazul instructiunii INSERT;

- IGNORE
 - daca este utilizata aceasta clauza, instructiunea nu este intrerupta daca apar erori in timpul procesului de actualizare;
 - inregistrările pentru care apar conflicte de duplicarea a cheii nu sunt actualizate;
- SET
 - permite specificarea coloanelor pentru care se realizeaza actualizarea, precum si a valorilor corespunzatoare;
 - orice valoare poate fi specificata prin intermediul unei expresii sau prin intermediul cuvântului cheie DEFAULT, caz in care coloana primeste valoarea implicita;
- WHERE
 - indica o conditie logica care stabileste inregistrările care sunt actualizate;
 - daca aceasta clauza lipseste, vor fi actualizate toate inregistrările din tabel;

/* UPDATE

* cu conditie de actualizare

*/

UPDATE tutori

SET gradTutor = "SI",

birouTutor = "B227"

WHERE numeTutor = "Mihai Onita";

/* UPDATE

* fara conditie de actualizare

* sunt modificate valorile din coloana adresaFacultate pentru toate inregistrările

*/

UPDATE facultati

SET adresaFacultate = CONCAT(adresaFacultate, ", Timisoara");

- ORDER
 - daca aceasta clauza este prezenta, inregistrările sunt actualizate in ordinea specificata;
- LIMIT
 - stabileste o limita cu privire la numarul de inregistrari care pot fi actualizate.

/* UPDATE

* cu conditie de actualizare si limitare

* actualizarea se realizeaza doar pentru primele 2 inregistrari

*/

UPDATE tutori

SET birouTutor = "B226B"

WHERE birouTutor = "B226"

LIMIT 2;

Pentru a utiliza aceasta instructiune este necesar privilegiul UPDATE pentru coloanele referite care urmeaza a fi modificate.

Pentru a actualiza inregistrari in tabele multiple este necesara cea de-a doua sintaxa, caz in care nu pot fi utilizate clauzele ORDER BY si LIMIT.

/* UPDATE

* tabele multiple

* actualizare inregistrari din tabelele facultati si departamente

```

*/
UPDATE facultati, departamente
    SET facultati.webFacultate =
        REPLACE(facultati.webFacultate,'ac.upt.ro','acs.upt.ro'),
    departamente.webDepartament =
        REPLACE(departamente.webDepartament,'upt.ro','acs.upt.ro')
    WHERE facultati.idFacultate = 2 AND departamente.idFacultate = 2;

```

4.5 Instructiunea DELETE

Instructiunea DELETE permite stergerea inregistrarilor din tabele. La utilizarea instructiunii DELETE trebuie avut in vedere faptul ca datele sterse nu mai pot fi recuperate. Totusi, din motive de viteza, datele nu sunt efectiv sterse din fisiere, locul ocupat de ele fiind alocat pentru adaugarea de noi inregistrari, prin operatii de tip INSERT.

Pentru instructiunea DELETE pot fi utilizate urmatoarele doua sintaxe (prima sintaxa se utilizeaza pentru stergerea inregistrarilor dintr-un singur tabel, iar cea de-a doua pentru stergerea inregistrarilor din tabele multiple):

```

DELETE [LOW_PRIORITY] [IGNORE] FROM nume_tabel
    [WHERE conditie_stergere]
    [ORDER BY ...]
    [LIMIT numar_inregistrari]

```

```

DELETE [LOW_PRIORITY] [IGNORE]
    nume_tabel [, nume_tabel] ...
    FROM referinte_tabele
    [WHERE conditie_stergere]

```

Clauzele corespunzatoare instructiunii DELETE au urmatoarele semnificatii:

- **LOW_PRIORITY**
 - se utilizeaza pentru a intarzia stergerea efectiva a datelor din tabel, pana cand utilizatorii nu mai citesc date din tabel;
 - are acelasi efect ca si in cazul instructiunii INSERT;
- **IGNORE**
 - daca este utilizata aceasta clauza, instructiunea nu este intrerupta daca apar erori in timpul procesului de stergere;
- **FROM**
 - specifica tabelul (tabelele) din care vor fi sterse inregistrari;
- **WHERE**
 - indica o conditie logica care stabileste inregistrari care sunt sterse;
 - daca aceasta clauza lipseste, vor fi sterse toate inregistrari din tabel;

```

/* DELETE
* cu conditie de stergere
*/
DELETE
    FROM tutori
    WHERE gradTutor = "SI";

```

```

/* DELETE
 * fara conditie de stergere
 * sunt sterse toate inregistrarile din tabelul facultati
 */

```

```

DELETE
    FROM facultati;

```

- ORDER BY
 - daca aceasta clauza este prezenta, inregistrarile sunt sterse in ordinea specificata;
- LIMIT
 - stabileste o limita cu privire la numarul de inregistrari care pot fi sterse.

```

/* DELETE
 * cu conditie de stergere si limitare
 * sunt sterse doar primele 2 inregistrari
 */

```

```

DELETE
    FROM tutori
    WHERE birouTutor = "B226"
    LIMIT 2;

```

Pentru a utiliza aceasta instructiune este necesar privilegiul DELETE pentru tabelul din care sunt sterse inregistrarile.

Pentru a sterge inregistrari din tabele multiple este necesara cea de-a doua sintaxa, caz in care nu pot fi utilizate clauzele ORDER BY si LIMIT.

```

/* DELETE
 * tabele multiple
 * sterge inregistrari din tabelele tutori, cursuri, cursuriTutori aflate in legatura, pentru tutorul cu id-ul 2
 */

```

```

DELETE tutori, cursuri, tutoriCursuri
    FROM tutori, cursuri, tutoriCursuri
    WHERE tutori.idTutor = tutoriCursuri.idTutor AND
           cursuri.IdCurs = tutoriCursuri.idCurs AND
           tutori.idTutor = 1;

```

6. Interogarea datelor - instructiunea SELECT, expresia de selectie, clauze pentru filtrare, ordonarea datelor. (curs 5 - 5.1)

5.1 Instructiunea SELECT

Instructiunea SELECT permite atat regasirea si vizualizarea datelor specifice tabelelor unor baze de date, cat si calcularea unor expresii.

Pentru instructiunea SELECT poate fi utilizata urmatoarea sintaxa:

```

SELECT
    [ALL | DISTINCT]
    [HIGH_PRIORITY]

```

```

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}]
[INTO OUTFILE 'nume_fisier' optiuni_export
    | INTO DUMPFIL 'nume_fisier']

```

In general, clauzele dintr-o instructiune SELECT trebuie introduse in ordinea specificata in sintaxa. De exemplu, clauza HAVING trebuie plasata dupa GROUP BY si inaintea lui ORDER BY. Exceptie de la aceasta regula face clauza INTO, care poate aparea atat in pozitia specificata in sintaxa de mai sus, cat si dupa lista care cuprinde expresiile de selectie.

Clauzele corespunzatoare instructiunii SELECT au urmatoarele semnificatii:

- expresie selectie
 - poate cuprinde referinte la coloane sau la functii aplicate asupra coloanelor unui tabel;
 - un caz special il reprezinta caracterul (*), care semnifica includerea in rezultat a tuturor coloanelor dintr-un tabel;
 - un tabel din baza de date activa poate fi referit in mod direct prin numele lui, nume_tabel, sau prin nume_baza_date.nume_tabel, daca baza de date este specificata explicit;
 - coloana dintr-un tabel al unei baze de date poate fi referita in trei moduri, astfel:
 - nume_coloana;
 - nume_tabel.nume_coloana;
 - nume_baza_date.nume_tabel.nume_coloana;

SELECT *

```
FROM universitate.tutori;
```

```
SELECT tutori.idTutor, tutori.numeTutor, tutori.birouTutor, tutori.idDepartament
```

```
FROM universitate.tutori;
```

```
SELECT idTutor, numeTutor, birouTutor, idDepartament
```

```
FROM universitate.tutori;
```

- ALL
 - permite colectarea tuturor inregistrarilor (chiar si a celor care se repeta - duplicate); daca nu se utilizeaza nici una din clauzele ALL sau DISTINCT, atunci implicit se considera ALL;

```
SELECT ALL birouTutor
```

```
FROM universitate.tutori;
```

- DISTINCT
 - permite eliminarea inregistrarilor duplicate din selectie;

```
SELECT DISTINCT birouTutor
```

```
FROM universitate.tutori;
```

- HIGH_PRIORITY

- aceasta clauza ofera prioritate instructiunii curente (de tip SELECT), in defavoarea unor instructiuni de tip INSERT sau UPDATE;
- FROM
 - indica tabelul sau tabelele din care sunt colectate inregistrarile; in cazul in care sunt specificate mai multe tabele, operatia este denumita JOIN;
- WHERE
 - specifica o conditie pe care inregistrarile trebuie sa o indeplineasca pentru a fi selectate;
 - daca nu este precizata o conditie de selectie, sunt selectate toate inregistrarile;
 - conditia logica din clauza WHERE poate utiliza orice functie sau operator disponibil in MySQL, cu exceptia functiilor de sumarizare;

SELECT *

```
FROM universitate.cursuri
WHERE anScolarCurs = 2;
```

- GROUP BY
 - specifica numele unor coloane, expresii sau pozitii ale unor coloane din tabel, care definesc grupuri de inregistrari; in general, expresia de grupare este reprezentata de o singura coloana;
 - un grup include toate inregistrarile din tabel, care prezinta aceeasi valoare pentru expresia de grupare;
 - daca clauza GROUP BY lipseste, iar in lista cu expresii de selectie apar functii de sumarizare, se considera ca toate inregistrarile fac parte din acelasi grup;
 - prin utilizarea clauzei GROUP BY, inregistrarile din rezultat sunt ordonate dupa coloanele precizate in expresia de grupare, in mod similar aplicarii clauzei ORDER BY; pentru a evita acest lucru sintaxa trebuie sa includa ORDER BY NULL;

```
SELECT birouTutor, gradTutor, count(*)
FROM universitate.tutori
GROUP BY birouTutor, gradTutor;
```

```
SELECT birouTutor, gradTutor, count(*)
FROM universitate.tutori
GROUP BY birouTutor, gradTutor
ORDER BY NULL;
```

- MySQL extinde clauza GROUP BY, astfel incat pot fi utilizati parametrii ASC si DESC dupa coloanele din expresia de grupare;
- HAVING
 - clauza HAVING se utilizeaza impreuna cu GROUP BY, pentru a selecta un anumit grup de inregistrari;
 - daca clauza WHERE se utilizeaza pentru a filtra inregistrarile rezultate in urma rularii unei interogari, clauza HAVING permite filtrarea inregistrarilor obtinute prin aplicarea functiilor de sumarizare; diferenta intre cele doua clauze amintite anterior este data de faptul ca HAVING filtreaza inregistrarile din rezultat, dupa ce acestea au fost grupate;
 - clauza HAVING poate referi coloane specificate in expresiile de selectie, coloane introduse de GROUP BY si functii de sumarizare (clauza WHERE nu poate referi functii de sumarizare); totusi in standardul SQL, clauza HAVING nu poate referi decat coloanele specificate in GROUP BY sau functii de sumarizare;

```
SELECT birouTutor, gradTutor, count(*) as numarTutoriGrad
FROM universitate.tutori
```

```
GROUP BY birouTutor DESC, gradTutor
HAVING numarTutoriGrad = 2;
```

- ORDER BY

- permite ordonarea inregistrarilor din rezultat, dupa anumite coloane;
- daca este specificata o lista de valori intregi, acestea vor fi interpretate ca fiind numerele de ordine ale coloanelor din lista care cuprinde expresiile de selectie (prima coloana are alocat indexul 1);

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY 1, 2, 3;
```

- ordonarea se face dupa prima coloana specificata in clauza ORDER BY; daca doua inregistrari prezinta aceeasi valoare in prima coloana, ordonarea se face luand in calcul restul de coloane din clauza ORDER BY (daca acestea sunt specificate);

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY gradTutor, birouTutor, numeTutor;
```

- parametrii ASC si DESC indica ordonarea crescatoare, respectiv descrescatoare a inregistrarilor din rezultat; daca nu este specificat nici unul din parametrii ASC, DESC, ordonarea se face in ordine crescatoare;

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY gradTutor DESC, 3 ASC;
```

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY gradTutor DESC, SUBSTRING_INDEX(numeTutor, '-', -1) ASC;
```

- LIMIT

- clauza LIMIT poate fi utilizata pentru a controla numarul de inregistrari returnate prin intermediul instructiunii SELECT;
- in cadrul acestei clauze pot fi utilizate unul sau doua argumente intregi, pozitive;
- daca utilizeaza ambele argumente, clauza LIMIT indica pozitia primei inregistrari returnate in rezultat (primul argument) si numarul maxim de inregistrari returnate (cel de-al doilea argument);

```
SELECT idTutor, numeTutor, gradTutor, birouTutor
FROM universitate.tutori
LIMIT 2,3;
```

```
SELECT idTutor, numeTutor, gradTutor, birouTutor
FROM universitate.tutori
LIMIT 0,3;
```

- pozitia primei inregistrari din lista este 0; daca nu este specificat primul argument, acesta se considera 0; sintaxa LIMIT numar_inregistrari este echivalenta cu LIMIT 0, numar_inregistrari;

```
SELECT idTutor, numeTutor, gradTutor, birouTutor
```

```
FROM universitate.tutori
LIMIT 3;
```

- INTO OUTFILE
 - prin intermediul acestei clauze este specificat un fisier in care sunt salvate inregistrările rezultate in urma rularii instructiunii SELECT;
 - implicit, fisierul este creat pe server, in locatia corespunzatoare datelor pentru serverul MySQL; pentru a utiliza aceasta clauza este necesar privilegiul FILE;

```
SELECT *
```

```
FROM universitate.tutori
INTO OUTFILE 'tutori.txt'
FIELDS TERMINATED BY '\t'
OPTIONALLY ENCLOSED BY "
LINES TERMINATED BY '\n';
```

- SELECT ... INTO OUTFILE este complementul instructiunii LOAD DATA INFILE (permite inserarea de linii de date dintr-un fisier text intr-un tabel al unei baze de date);
- optiunile de export includ clauze de tip FIELDS si LINES din instructiunea LOAD DATA INFILE;

1	Marian Bucos	Sl	B226	1
2	Radu Vasiu	Prof	A210	1
3	Lucian Jurca	Conf	Electro2	2
4	Diana Andone	Asoc	A210	1
5	Alexandru Isar	Prof	B228	1
6	Bogdan Dragulescu	Drd	B225	1
7	Mihai Onita	As	B226	1
8	Iasmina Ermalai	As	B226	1
9	Doru Paunescu	Prof		6
10	Dusan Popov	Prof	C303	7
11	Vasile Duran	Prof		8

- daca se doreste salvarea fisierului cu rezultate, pe statia client, atunci trebuie utilizata urmatoarea instructiune;

```
mysql -h localhost -u root -p -e "SELECT * FROM universitate.tutori" >tutori.txt
```

```
Enter password: *****
```

- INTO DUMPFIL
 - permite salvarea unei singure inregistrari intr-un fisier text, fara formatare;
 - aceasta clauza este utila daca se doreste salvarea unei valori de tip BLOB intr-un fisier text.

Atat pentru referirea unui tabel, cat si pentru referirea coloanelor unui tabel pot fi utilizate denumiri alternative, numite alias-uri. De exemplu, o referinta la un tabel poate fi redenumita astfel: nume_tabel AS nume_alias sau nume_tabel nume_alias.

```
SELECT alias_tabel.nume_coloana [AS] alias_coloana, ...
FROM nume_tabel [AS] alias_tabel
[GROUP BY alias_coloana, ...]
[ORDER BY alias_coloana, ...]
```

Alias-urile definite pentru coloanele specificate in expresiile de selectie, ale unei instructiuni SELECT, pot fi utilizate in clauzele ORDER BY si GROUP BY. In plus, alias-ul definit pentru un tabel poate fi utilizat si in clauze WHERE.

SELECT

```
f.idFacultate as id, f.numFacultate as nume,  
f.adresaFacultate adresa, f.webFacultate web  
FROM universitate.facultati AS f  
ORDER BY nume;
```

SELECT

```
f.idFacultate as id, f.numFacultate as nume,  
f.adresaFacultate adresa, f.webFacultate web  
FROM universitate.facultati AS f  
WHERE f.adresaFacultate LIKE '%Parvan%'  
ORDER BY nume;
```

<p>7. Rularea de interogari pe tabele multiple - utilitate, tipuri de operatii JOIN, modalitati de stabilire a legaturii. (curs 5 - 5.3)</p>

5.3 Rularea de interogari pe tabele multiple

In urma procesului de normalizare rezulta baze de date care contin tabele aflate in legatura. Din acest motiv, colectarea datelor dintr-un singur tabel nu este suficienta. Pentru a extrage date complete din tabelele unei baze de date, in instructiunea SELECT, este utilizata clauza JOIN.

Prin intermediul clauzei JOIN, instructiunea SELECT permite regasirea si vizualizarea datelor din tabele intre care sunt stabilite legaturi (operatorul JOIN din algebra relationala).

In acest caz, pot fi realizate doua tipuri de JOIN:

- INNER JOIN
 - include in rezultat doar inregistrarile care au corespondenta in toate tabele;
 - daca referintele la tabele cuprind doar tabele despartite prin virgula, se considera implicit o operatie de INNER JOIN;
- OUTER JOIN
 - include in rezultat toate inregistrarile, indiferent daca au sau nu corespondent in toate tabele;
 - va completa automat valorile pentru coloanele care lipsesc din tabele cu valoarea NULL.

O prima modalitate de implementare a unei operatii de tip INNER JOIN presupune specificarea in clauza FROM a tabelelor din care se preiau datele si a coloanelor care fac parte din rezultat, in expresiile de selectie.

Forma simplificata a sintaxei instructiunii SELECT, in acest caz, este urmatoarea:

SELECT

```
[ALL | DISTINCT]  
expresie_select [, expresie_select ...]  
FROM referinte_tabele  
[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}]

```

In expresiile de selectie sunt specificate coloanele care fac parte din rezultat. Acestea pot apartine unuia din tabelele indicate in referinte tabele. Daca exista coloane in rezultat care au acelasi nume, ele trebuie prefixate cu numele tabelului din care provin. In general, se prefera utilizarea alias-urilor pentru a simplifica sintaxa.

Referintele la tabele indica coloanele din care sunt preluate datele. Unele din tabelele precizate in referite tabele pot stabili doar legatura intre alte tabele, neavand nici o coloana specificata in rezultat.

Legatura intre tabele este realizata prin intermediul unei conditii logice, astfel:

```
tabel1.cheie_externa = tabel2.cheie_primara
```

```

SELECT
    f.idfacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM universitate.facultati f, universitate.cursuriFacultati
    cf, universitate.cursuri c
WHERE cf.idFacultate = f.idFacultate && cf.idCurs = c.idCurs;

```

Instructiunea SELECT de mai sus poate fi rescrisa, astfel incat sa utilizeze clauza JOIN, pentru a specifica explicit tipul de JOIN (INNER JOIN):

```

SELECT
    f.idfacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM universitate.facultati f INNER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
ON cf.idFacultate = f.idFacultate
INNER JOIN universitate.cursuri c
ON cf.idCurs = c.idCurs;

```

```

SELECT
    f.idfacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM
    universitate.facultati f JOIN
    universitate.cursuriFacultati cf JOIN
    universitate.cursuri c
WHERE cf.idFacultate = f.idFacultate && cf.idCurs = c.idCurs;

```

Forma simplificata a sintaxei instructiunii SELECT, in cazul utilizarii clauzei JOIN, este urmatoarea:

```

SELECT
    [ALL | DISTINCT]
    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)

```

In aceasta sintaxa pot fi observate si cele doua tipuri de OUTER JOIN care pot fi utilizate la seletarea datelor din tabele multiple: LEFT OUTER JOIN, respectiv RIGHT OUTER JOIN.

OUTER JOIN

- LEFT OUTER JOIN
 - include in rezultat si inregistrarile din tabelul din partea stanga care nu au corespondent in tabelul din partea dreapta a relatiei;
- RIGHT OUTER JOIN
 - include in rezultat si inregistrarile din tabelul din partea dreapta care nu au corespondent in tabela din partea stanga a relatiei.

/*

* LEFT OUTER JOIN

* selecteaza facultatile indiferent daca au sau nu asociate cursuri

* legatura este stabilita prin clauza ON

*/

SELECT

```
f.idfacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
```

```
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
```

```
ON cf.idFacultate = f.idFacultate
```

```
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
```

```
ON cf.idCurs = c.idCurs;
```

Legatura intre tabele poate fi stabilita prin intermediul clauzelor din conditia de join: ON si USING. Clauza USING este utilizata in cazul in care legatura intre doua tabele este realizata prin coloane care detin acelasi nume in ambele tabele. Clauza ON este mult mai explicita, precizand o expresie conditionala in care sunt precizate coloanele care stabilesc legatura, astfel:

```
tabel1.chaie_externa = tabel2.cheie_primara
```

/*

* LEFT OUTER JOIN

* selecteaza facultatile indiferent daca au sau nu asociate cursuri

* legatura este stabilita prin clauza ON

*/

SELECT

```
f.idfacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
```

```

FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
USING (idFacultate)
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
USING (idCurs);

```

Clauzele introduse prin intermediul sintaxei generale a instructiunii SELECT au aceeasi semnificatie, si in cazul utilizarii lor in operatii de JOIN.

```

/*
* LEFT OUTER JOIN
* GROUP BY
* selecteaza facultatile indiferent daca au sau nu cursuri
* determina numarul de cursuri pentru fiecare facultate
* daca o facultate nu are cursuri este returnata valoarea 0
*/
SELECT
    f.idfacultate, f.numFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
USING (idFacultate)
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
USING (idCurs)
GROUP BY f.numFacultate;

```

Urmatoarele doua instructiuni SELECT ofera acelasi rezultat, chiar daca prima este implementata printr-un OUTER JOIN, iar cea de-a doua prin intermediul unui INNER JOIN.

In primul caz, sunt selectate toate facultatile indiferent daca au sau nu cursuri, determinandu-se totodata si numarul de cursuri corespunzator fiecarei facultati. Prin aplicarea unei clause HAVING rezultatul este filtrat, pentru a cuprinde doar facultatile pentru care numarul de cursuri este diferit de zero.

```

SELECT
    f.idfacultate, f.numFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
USING (idFacultate)
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
USING (idCurs)
GROUP BY f.numFacultate
HAVING numarCursuri != 0;

```

A doua instructiune selecteaza toate facultatile care au un cursuri alocate prin intermediul unui INNER JOIN.

```

SELECT
    f.idfacultate, f.numFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f INNER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
USING (idFacultate)
INNER JOIN universitate.cursuri c
USING (idCurs)
GROUP BY f.numFacultate;

```

8. Sistemul de privilegii MySQL - componentele sistemului de privilegii, principiul minimului de privilegii necesare, nivele de privilegii. (curs 6 - 6.1, 6.2)

6.1. Sistemul de privilegii

Sistemul de privilegii MySQL cuprinde doua componente principale: autentificarea utilizatorilor si autorizarea actiunilor desfasurate de acestia. Are la baza o serie de privilegii, care reprezinta drepturile utilizatorilor de a actiona intr-un anumit fel asupra obiectelor de pe serverul de baze de date.

Numele de utilizatori si parolele corespunzatoare conturilor de pe un server MySQL sunt pastrate separat si nu au nici o legatura cu conturile specifice sistemelor de operare pe care ruleaza serverul. MySQL utilizeaza pentru criptarea parolilor un algoritm ireversibil, diferit de cel utilizat in sistemele de operare (UNIX, Windows).

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 interactiona cu serverul trebuie creat un nou cont.

Pentru crearea si administrarea conturilor de pe un server de baze de date trebuie avut in vedere principiul minimului de privilegii necesare. Principiul minimului de privilegii necesare precizeaza ca un utilizator (sau proces) trebuie sa aiba cel mai scazut nivel de privilegii, suficient pentru a putea executa sarcinile care i-au fost alocate.

Informatiile despre privilegii sunt stocate pe un server MySQL in tabelele user, host, tables_priv, respectiv column_priv, din baza de date mysql. Serverul MySQL va accesa aceste informatii ori de cate ori sistemul de privilegii trebuie sa actioneze.

Pentru serverul de baze de date MySQL sunt definite urmatoarele privilegii:

Privilegiu	Semnificatie
ALL [PRIVILEGES]	acorda toate privilegiile, cu exceptia lui GRANT OPTION, penru un anumit domeniu
ALTER	permite utilizarea instructiunii ALTER TABLE
ALTER ROUTINE	permite modificarea si stergerea rutinelor stocate
CREATE	permite crearea bazelor de date si a tabelor
CREATE ROUTINE	permite crearea rutinelor stocate
CREATE TEMPORARY TABLES	permite utilizarea instructiunii CREATE TEMPORARY TABLE
CREATE USER	permite utilizarea instructiunilor CREATE USER, DROP USER, RENAME USER si REVOKE ALL PRIVILEGES
CREATE VIEW	permite crearea si modificarea vizualizarilor
DELETE	permite utilizarea instructiunii DELETE

DROP	permite stergerea bazelor de date, a tabelelor si a vizualizarilor
EVENT	permite utilizarea evenimentelor
EXECUTE	permite rularea rutinelor stocate
FILE	permite citirea din fisiere sau scrierea in fisiere
GRANT OPTION	permite acordarea si retragerea privilegiilor
INDEX	permite crearea si stergerea de indecsi
INSERT	permite utilizarea instructiunii INSERT
LOCK TABLES	permite utilizarea instructiunii LOCK TABLES
PROCESS	permite vizualizarea proceselor cu SHOW PROCESSLIST
REFERENCES	nu este implementat
RELOAD	permite utilizarea operatiilor de tip FLUSH
REPLICATION CLIENT	permite identificarea serverelor de tip master sau slave
REPLICATION SLAVE	permite accesarea evenimentelor de pe serverul master
SELECT	permite utilizarea instructiunii SELECT
SHOW DATABASES	permite afisarea bazelor de date, prin SHOW DATABASES
SHOW VIEW	permite afisarea vizualizarilor
SHUTDOWN	permite rularea comenzii mysqladmin shutdown
SUPER	permite utilizarea operatiilor administrative, precum CHANGE MASTER TO, KILL, PURGE BINARY LOGS, SET GLOBAL si a comenzii mysqladmin debug
TRIGGER	permite crearea si stergerea obiectelor de tip trigger
UPDATE	permite utilizarea instructiunii UPDATE
USAGE	sinonim cu nici un privilegiu

6.2. Acordarea privilegiilor

Acordarea si retragerea privilegiilor se face pe patru nivele de privilegii: global, baza de date, tabel si coloana.

Nivel de privilegii	Sintaxa	Semnificatie
global	*.*	se aplica tuturor bazelor de date existente pe server
database	nume_baza_date.*	se aplica tuturor tabelelor dintr-o baza de date
table	nume_baza_date.nume_tabel	se aplica tuturor coloanelor dintr-o tabela
column	nume_baza_date.nume_tabel	se aplica doar coloanelor specificate explicit

Instructiunea GRANT permite administratorilor unui server MySQL sa acorde privilegii utilizatorilor. Pentru a utiliza aceasta instructiune este necesar privilegiul GRANT OPTION. Prin intermediul instructiunii GRANT, un administrator poate acorda doar privilegiile pe care le detine.

In mod normal, instructiunea CREATE USER este utilizata pentru a crea un cont pe serverul de baza de date, in timp ce GRANT este utilizata pentru a acorda privilegii. Totusi, instructiunea GRANT permite si crearea contului pentru un utilizator, daca la acordarea privilegiilor contul nu a fost inca creat.

Pentru instructiunea GRANT poate fi utilizata urmatoarea sintaxa:

```
GRANT
    tip_privilegiu [(lista_coloane)]
    [, tip_privilegiu [(lista_coloane)]] ...
ON nivel_privilegii
TO nume_utilizator [IDENTIFIED BY [PASSWORD] 'parola']
    [, nume_utilizator [IDENTIFIED BY [PASSWORD] 'parola']] ...
[WITH GRANT OPTION]
```

Clauzele corespunzatoare instructiunii GRANT au urmatoarele semnificatii:

ON

- permite introducerea nivelului de privilegii: global, database, table, column;
- specifica numele unei baze de date sau tabele asupra carora vor fi stabilite privilegiile;
- toate bazele de date se pot specifica prin *.* (nivel global de privilegii);
- nivelul database poate fi specificat prin nume_baza_date.*;
- nivelul table poate fi specificat prin nume_baza_date.nume_tabel;
- daca se specifica doar numele unui tabel, se va interpreta ca fiind un tabel din baza de date activa.

TO

- indica numele utilizatorului pentru care sunt acordate privilegiile;

IDENTIFIED BY

- permite specificarea unei parole pentru un utilizator nou creat;

WITH GRANT OPTION

- daca aceasta clauza este prezenta, utilizatorul nou creat are posibilitatea de a delega propriile privilegii unor alti utilizatori;
- aceasta clauza poate fi utilizata pentru a delega dreptul de administrare, inclusiv creare de utilizatori.

```
/*
```

```
* GRANT - nivel global
```

```
*/
```

```
GRANT
```

```
    SELECT, INSERT
```

```
    ON *.*
```

```
    TO utilizator
```

```
    IDENTIFIED BY 'parola';
```

```
/*
```

```
* GRANT - nivel database
```

```
*/
```

```
GRANT
```

```
    SELECT, INSERT
```

```
    ON universitate.*
```

```
    TO utilizator
```

```
    IDENTIFIED BY 'parola';
```

```
/*
```

```
*GRANT - nivel table
```

```
*/
```

```
GRANT
```

```
    SELECT, INSERT
```

```
    ON universitate.facultati
```

```
    TO utilizator
```

```
    IDENTIFIED BY 'parola';
```

```
/*
```

```
* GRANT nivel column
```

```
*/
```

```
GRANT
```

```
    SELECT (numeFacultate, adresaFacultate, telefonFacultate, webFacultate),
```

```
    INSERT (numeFacultate, adresaFacultate)
```

```
    ON universitate.facultati
```

```
    TO utilizator
```

```
    IDENTIFIED BY 'parola';
```

9. Vizualizari - definire concept, avantaje, rularea unei vizualizari, utilitate vizualizari actualizabile. (curs 6 - 6.5)

6.5. Vizualizari

O vizualizare (view) reprezinta o interogare de tip SELECT care a fost denumita si salvata in baza de date, motiv pentru care mai poate fi intalnita si sub numele de interogare cu nume sau interogare stocata.

Vizualizarile sunt salvate in baza de date si sunt rulate cu ajutorul instructiunii SELECT. Ele nu ocupa spatiu pentru stocarea datelor si nici nu creeaza copii redundante ale datelor stocate in tabelele referite (tabele de baza ale vizualizarilor).

In mod similar tabelelor, vizualizarile pot fi create, interogate, modificate sau sterse. Vizualizarile pot referi atat tabele, cat si alte vizualizari.

O vizualizare indica un tabel virtual care contine campuri si inregistrari. Datele continute sunt generate dinamic pe baza unor tabele. Daca se modifica datele din tabelele sursa, atunci se modifica si datele din vizualizare.

MySQL asigura suport pentru vizualizari incepand cu versiunea 5.x.

Vizualizarile asigura o serie de avantaje, printre care pot fi amintite urmatoarele:

- simplifica interogarile complexe; o vizualizare poate fi utilizata pentru a ascunde utilizatorilor finali complexitatea tabelelor sursa;
- sunt rulate prin intermediul instructiunii SELECT;
- limiteaza accesul la date pentru anumiti utilizatori;
- asigura securitate sporita; exista posibilitatea de a crea vizualizari care pot fi doar citite de utilizatori;
- permit introducerea de campuri calculate.

In MySQL, sintaxa utilizata pentru crearea unei vizualizari este urmatoarea:

```
CREATE
  [OR REPLACE]
  [DEFINER = { utilizator | CURRENT_USER }]
  [SQL SECURITY { DEFINER | INVOKER }]
  VIEW
  nume_vizualizare [(lista_coloane)]
  AS instructiune_select
```

Clauzele corespunzatoare instructiunii CREATE VIEW au urmatoarele semnificatii:

- OR REPLACE
 - daca este prezenta, clauza optionala OR REPLACE permite inlocuirea (recrearea) unei vizualizari; in cazul recrearii unei vizualizari fara utilizarea optiunii OR REPLACE este generata o eroare;
 - clauza nu este necesara daca nu exista nici o vizualizare cu numele specificat;
- DEFINER
 - clauzele DEFINER si SQL SECURITY specifica contul MySQL care urmeaza a fi utilizat pentru a verifica privilegiile asupra vizualizarii, la rularea instructiunii care refera vizualizarea;
 - daca pentru clauza DEFINER este specificata o valoare, aceasta trebuie sa corespunda unui utilizator de pe serverul MySQL (user_name@host_name);

- valoare implicita pentru clauza DEFINER este aceeași cu numele utilizatorului care executa instructiunea CREATE VIEW;
- SQL SECURITY
 - valorile permise pentru clauza SQL SECURITY sunt DEFINER și INVOKER; acestea indica faptul ca privilegiile necesare trebuie sa fie detinute de utilizatorul care definește sau invoca vizualizarea;
 - valoarea implicita pentru clauza SQL SECURITY este DEFINER;
 - daca valoarea corespunzatoare clauzei SQL SECURITY este DEFINER și contul indicat in clauza DEFINER nu exista cand vizualizarea este referita, atunci este generata o eroare.

O vizualizare apartine unei baze de date. Implicit, o vizualizare noua este creata in baza de date activa. Pentru a specifica explicit baza de date in care urmeaza a fi creata vizualizarea, la creare, aceasta trebuie sa aibe o denumire de genul nume_baza_date.nume_vizualizare.

Tabelele de baza și vizualizarile apartin aceluși spatiu de nume, definit de catre baza de date, deci o baza de date nu poate contine o tabela și o vizualizare care sa aibe același nume.

Vizualizarile trebuie sa contina nume unice de coloane, fara duplicate, in mod similar tabelor. Implicit, numele coloanelor returnate prin intermediul instructiunii SELECT sunt utilizate pentru numele coloanelor din vizualizare. Pentru a defini explicit numele coloanelor din vizualizare, poate fi utilizata optiunea lista_coloane, care contine o lista de identificatori separati prin virgula. Numarul de identificatori din lista_coloane trebuie sa fie același cu numarul de coloane returnate de instructiunea SELECT.

Urmatoarul exemplu definește o vizualizare care selecteaza datele cu privire la cursurile corespunzatoare facultatilor dintr-o universitate.

```

CREATE
  OR REPLACE
  DEFINER = root@'localhost'
  SQL SECURITY DEFINER
VIEW
  universitate.viewCursuriFacultati
  AS
SELECT
  f.idfacultate, f.numeFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f
  LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
  USING (idFacultate)
  LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
  USING (idCurs)
GROUP BY f.numeFacultate;

```

Denumirea unei vizualizari poate fi utilizata in mod similar numelui unui tabel, intr-o interogare SELECT. Dupa stocare, o vizualizare poate fi utilizata fara a mai rescrie interogările de tip SELECT pe care le contine.

Cea mai simpla modalitate de utilizare a unei vizualizari o constituie interogarea ei, dar o vizualizare poate fi utilizata și pentru a scrie portiuni dintr-o interogare.

```

SELECT
  idFacultate, numeFacultate, numarCursuri

```

`FROM universitate.viewCursuriFacultati;`

Sintaxa utilizata pentru stergerea unei vizualizari este urmatoarea:

```
DROP VIEW [IF EXISTS]
    nume_vizualizare [, nume_vizualizare] ...
```

Instructiunea DROP VIEWS sterge una sau mai multe vizualizari. Pentru a utiliza aceasta instructiune utilizatorul trebuie sa detina privilegiul DROP pentru vizualizarile care urmeaza a fi sterse. Daca una din vizualizarile din lista nu exista, va fi returnat un mesaj de eroare pentru vizualizarea care nu exista, iar restul de vizualizari sunt sterse.

Clauza IF EXISTS inhiba afisarea mesajului de eroare care apare la incercarea de stergere a unei vizualizari care nu exista. Daca aceasta clauza este prezenta, pentru orice vizualizare care nu exista este generat un WARNING.

Modificarea definitiei pentru o vizualizare poate fi realizata cu ajutorul lui ALTER VIEW, care prezinta urmatoarea sintaxa.

```
ALTER
    [DEFINER = { utilizator | CURRENT_USER }]
    [SQL SECURITY { DEFINER | INVOKER }]
    VIEW nume_vizualizare [(lista_coloane)]
    AS instructiune_select
```

Se poate observa ca aceasta instructiune este similara cu CREATE VIEW si are acelasi efect cu CREATE OR REPLACE VIEW. Instructiunea ALTER VIEW necesita prezenta privilegiilor CREATE VIEW si DROP, dar si privilegii pentru fiecare coloana referita in SELECT.

Pe langa vizualizarile de tip read-only, pot fi definite si vizualizari actualizabile. Acestea pot fi utilizate in instructiuni de tip UPDATE, DELETE sau INSERT pentru a actualiza continutul tabelului de baza. O vizualizare este actualizabila, daca intre inregistrarile vizualizarii si cele ale tabelului de baza este stabilita o relatie de tip 1 la 1. Pentru a crea o astfel de vizualizare este necesara, in plus, verificarea instructiunii SELECT dupa un set de reguli:

- instructiunea SELECT nu poate referi mai mult de un tabel;
- instructiunea SELECT nu poate utiliza clauze, precum GROUP BY sau HAVING;
- instructiunea SELECT nu poate utiliza clauza DISTINCT in lista de selectie;
- instructiunea SELECT nu poate contine expresii (functii de sumarizare, functii, campuri calculate).

Consideram urmatoarea vizualizare, universitate.viewContacte, care preia telefonul si adresa Web din tabelul universitate.facultati.

```
CREATE VIEW universitate.viewContacte
    AS
    SELECT f.idFacultate, f.telefonFacultate, f.webFacultate
    FROM universitate.facultati AS f;
```

Putem observa ca aceasta vizualizare respecta regulile expuse anterior. Datele din vedere pot fi obtinute foarte simplu, astfel:

```
SELECT * FROM universitate.viewContacte;
```

Daca dorim sa modificam terminatiile pentru adresele Web ale facultatilor localizate in Timisoara (din upt.ro in upt.tm.ro), este de ajuns sa rulam o instructiune UPDATE cu urmatoarea forma:

```
UPDATE universitate.viewContacte
    SET webFacultate = REPLACE(webFacultate, 'upt.ro', 'upt.tm.to')
    WHERE telefonFacultate LIKE ('+40.256%');
```

Modificarile pot fi sesizate atat prin accesarea tabelii de baza, cat si prin accesarea vizualizarii:

```
SELECT * FROM universitate.facultati;  
SELECT * FROM universitate.viewContacte;  
SELECT * FROM universitate.viewContacte  
WHERE telefonFacultate LIKE ('+40.256%');
```

Daca o vizualizare actualizabila este utilizata intr-o instructiune de tip UPDATE, INSERT sau DELETE valorile din tabelul de baza vor fi actualizate.

10. Aplicatii Web dinamice - arhitectura client-server corespunzatoare, componente, schema, operatii. (curs 7 - 7.2)

7.2. Arhitectura client-server

Internetul s-a dezvoltat avand la baza arhitectura client-server. Intr-o arhitectura de tip client-server un calculator ruleaza aplicatii software, denumite clienti, care interactioneaza cu alte aplicatii software, denumite servere, ce sunt localizate pe un alt calculator.

Clientul trimite o cerere catre un server pentru a primi un raspuns. Acest proces se desfasoara dupa cum urmeaza: clientul initiaza o cerere catre server, asteapta un raspuns de la server, primeste raspunsul de la server si returneaza raspunsul utilizatorului intr-un anumit format.

Server-ul nu actioneaza decat in cazul in care sunt primite cereri de la clienti si transmite date doar daca sunt respectate anumite reguli. Pe baza cererii realizate de client, server-ul va analiza si va raspunde acestuia. Se mai poate spune ca serverul ofera servicii clientilor din retea, sau ca server-ul produce resurse, iar clientul consuma aceste resurse.

Server-ul raspunde cererilor facute de fiecare statie client pentru informatii si resurse, realizand concomitent atat controlul distributiei informatiei, cat si managementul optimizat al proceselor. Printre elementele care stau la baza arhitecturii client-server pot fi amintite: delimitarea neta dintre serviciile de prezentare si cele de manipulare a informatiilor si flexibilitatea in ceea ce priveste dezvoltarile ulterioare implementarii.

In cazul aplicatiilor Web, clientul este reprezentat de un browser Web (Mozilla Firefox, Internet Explorer, Safari, Opera, Google Chrome). Acesta interactioneaza cu server-ul Web prin intermediul unui set de instructiuni numite protocoale. Protocolul de baza pentru Web este HTTP - HyperText Transport Protocol. Protocoalele ajuta la transferul datelor prin cereri realizate de catre client si raspunsuri furnizate de catre server. Un server Web va furniza clientului codul HTML al paginii Web cerute.

Aplicatiile Web dinamice discutate in acest curs presupun existenta unei arhitecturi formate din: browser Web, Internet, server Web Apache, server de baze de date MySQL, interpretor PHP.

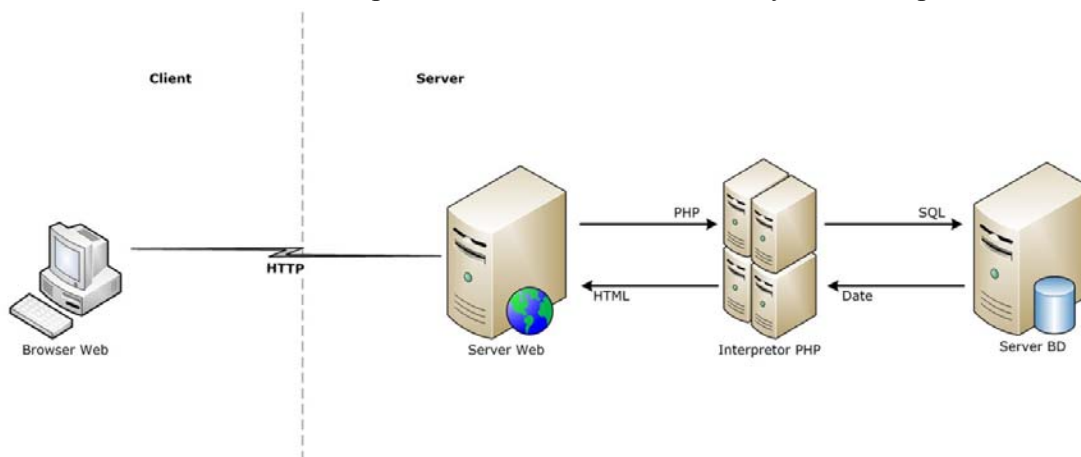


Fig.1 Arhitectura client-server
200

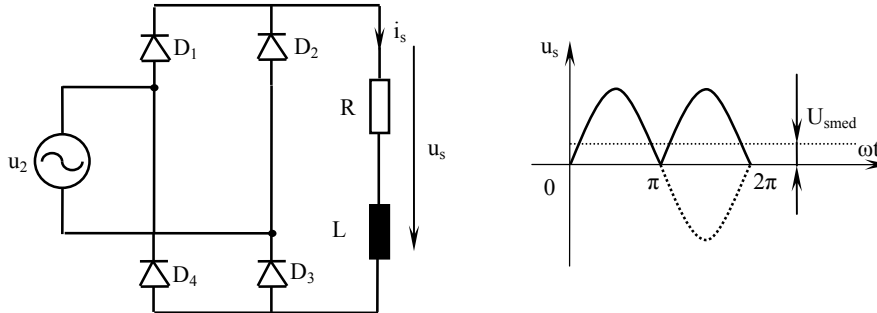
Din momentul in care utilizatorul acceseaza o pagina Web dinamica (.php), si pana in momentul in care rezultatul este returnat inapoi la utilizator, au loc urmatoarele operatii:

- prin intermediul unui browser Web, se transmite o cerere HTTP catre server-ul Web;
- server-ul Web primeste cererea, cauta fisierul corespunzator si il plaseaza interpretorului PHP;
- daca, in timpul procesarii, interpretorul PHP gaseste o comanda de conectare la un server de baza de date, atunci este deschisa o conexiune la server-ul MySQL;
- server-ul de baza de date primeste o interogare, o proceseaza si transmite rezultatul interpretorului PHP;
- dupa interpretare va rezulta o pagina ce contine cod HTML (si eventual JavaScript) ce este returnata server-ului Web;
- server-ul Web trimite catre browser-ul utilizatorului codul HTML.

Procesul de transfer a fisierelor de la server la client poarta denumirea de download, in timp ce procesul invers, ce permite transferul fisierelor de la client la server, poarta denumirea de upload.

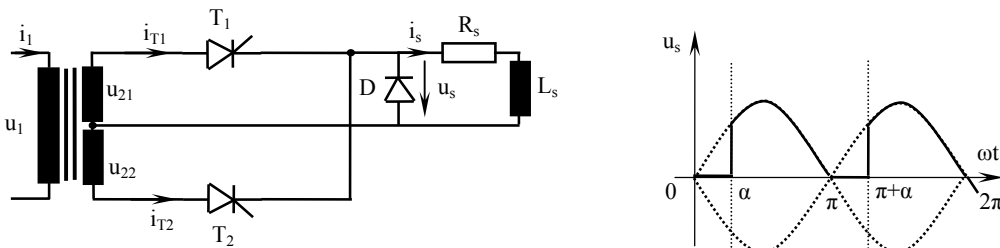
Electronică de Putere

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 acesteia.



$$U_{smed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}$$

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 valoarea medie a acesteia.

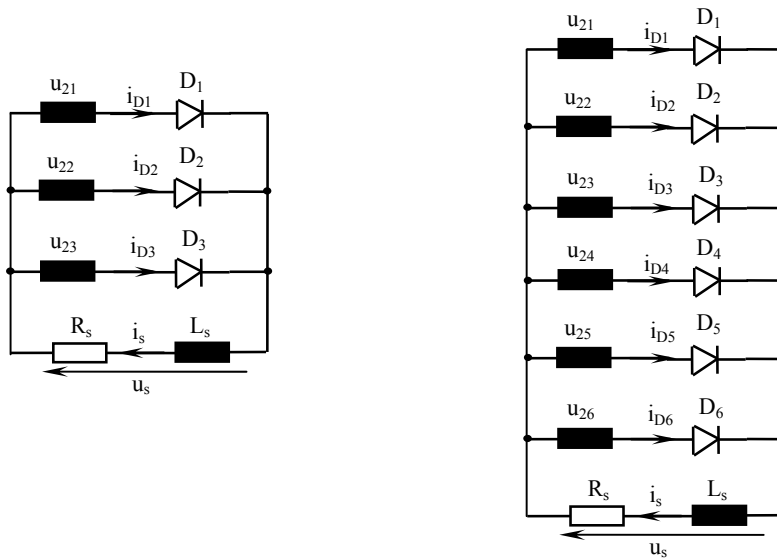


$$U_{smed} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (\cos \alpha - \cos \pi) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

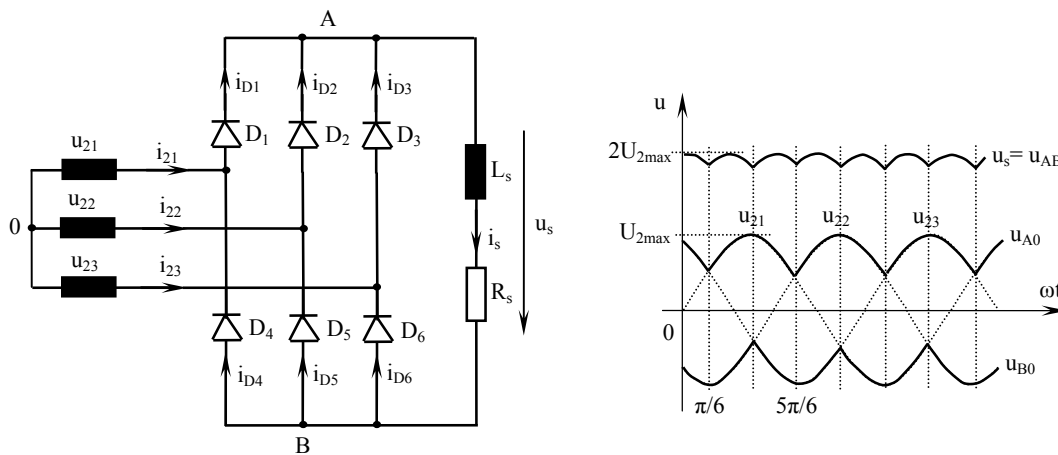
3. Se consideră un redresor trifazat necomandat având valoarea efectivă a tensiunilor de fază U_{2-3f} respectiv un redresor hexafazat necomandat având valoarea efectivă a tensiunilor de fază U_{2-6f} . Ce relație trebuie să satisfacă cele două valori efective astfel încât cele două redresoare să furnizeze la ieșire aceeași valoare medie a tensiunii redresate.

$$U_{Smed} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m} = \frac{3\sqrt{6} U_{2-3f}}{2\pi} \qquad U_{Smed} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m} = \frac{3\sqrt{2} U_{2-6f}}{\pi}$$

$$\frac{3\sqrt{6} U_{2-3f}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{2} U_{2-6f}}{\pi} \Rightarrow U_{2-6f} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2-3f}$$



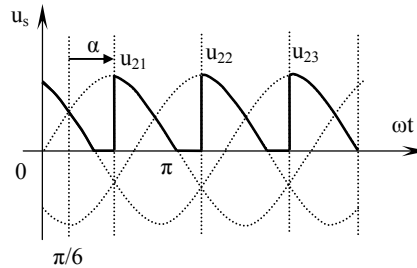
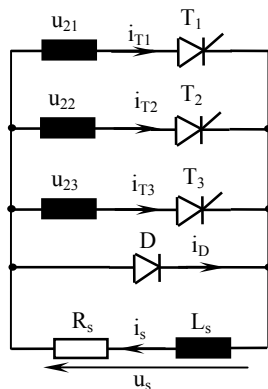
4. Să se reprezinte forma de undă a tensiunii de la ieșirea unui redresor trifazat necomandat în punte având ca sarcină un circuit RL și sa se determine valoarea medie a acesteia.



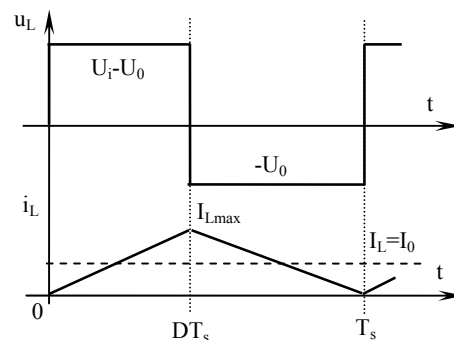
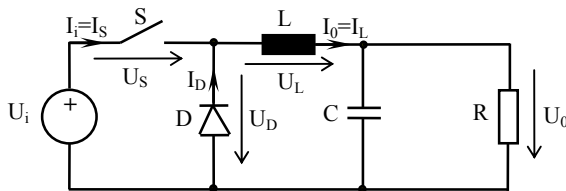
$$U_{Smed} = U_{A0} - U_{B0} = 2U_{A0} = 2 \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m} = \frac{3\sqrt{6} U_2}{\pi}$$

5. Să se reprezinte forma de undă a tensiunii de la ieșirea unui redresor trifazat bialternanță comandat având ca sarcină un circuit RL și diodă de nul și să se determine valoarea medie a acesteia, pentru un unghi de comandă $\alpha > 30^\circ$.

$$U_{Smed} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right)$$

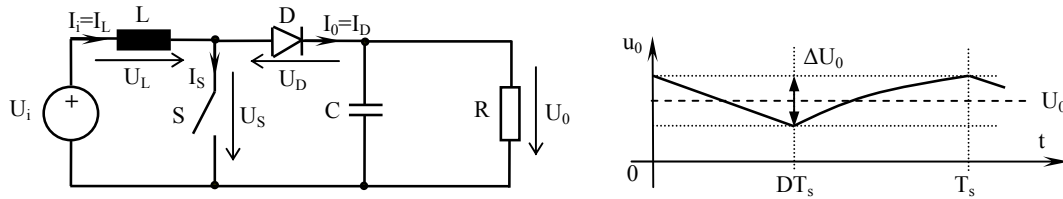


6. Să se determine relația curentului de ieșire I_o pentru funcționarea la limita dintre CCM și DCM a unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BUCK.



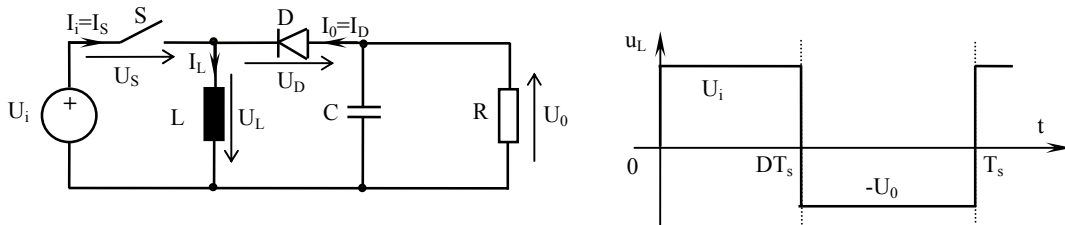
$$\left. \begin{aligned} I_L T_s &= \frac{1}{2} I_{Lmax} T_s \Rightarrow I_L = \frac{I_{Lmax}}{2} \\ I_{Lmax} &= \frac{U_0(1-D)T_s}{L} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_o = I_L = \frac{U_0(1-D)T_s}{2L} = \frac{U_i D(1-D)T_s}{2L}$$

7. Să se reprezinte pulsația tensiunii de ieșire a unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BOOST și să se determine valoarea acesteia ΔU_0 .



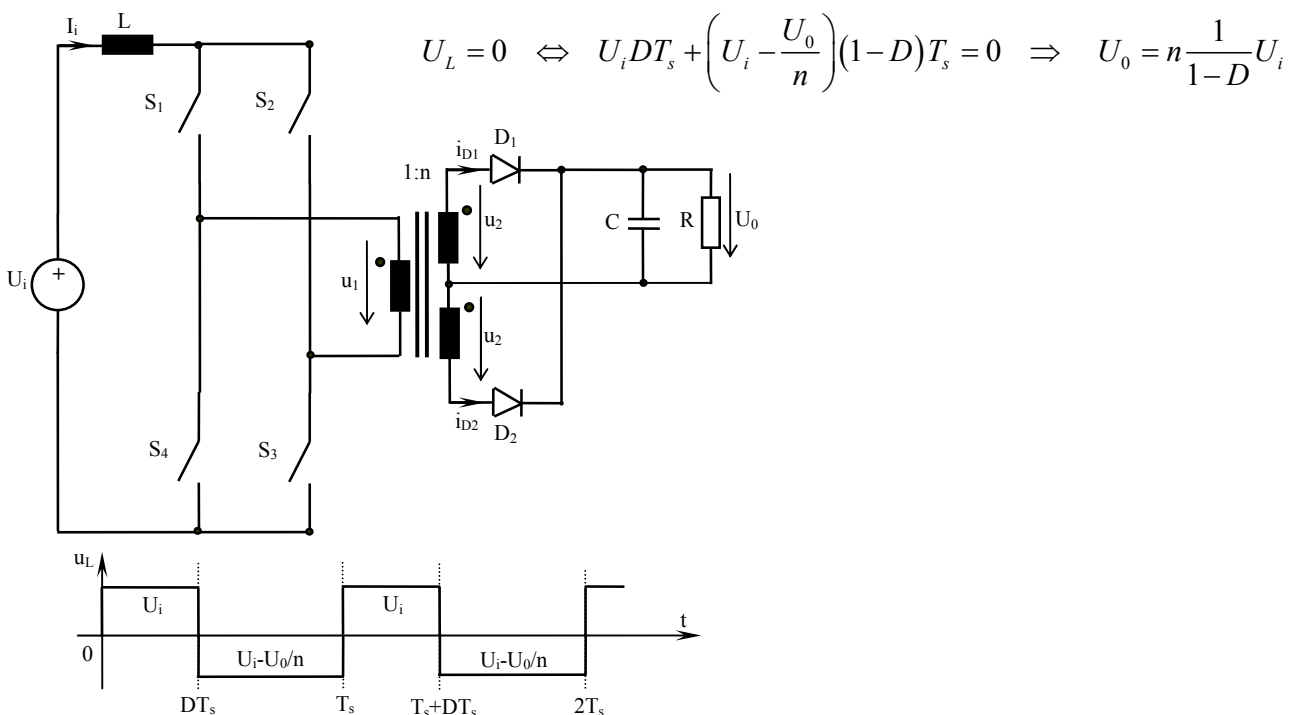
$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 D T_s}{C} = \frac{I_0 D}{C f_s} = \frac{D U_0}{R C f_s} = \frac{D}{1-D} \frac{U_i}{R C f_s}$$

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 a acestuia în regim CCM.



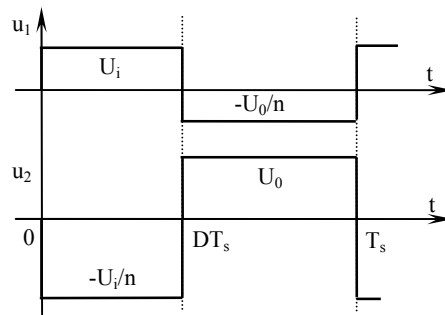
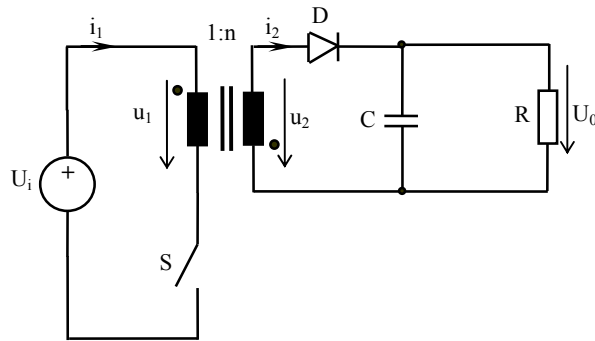
$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i D T_s + (-U_0)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow U_0 = \frac{D}{1-D} U_i$$

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 a acestuia în regim CCM.



$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i D T_s + \left(U_i - \frac{U_0}{n} \right) (1-D) T_s = 0 \Rightarrow U_0 = n \frac{1}{1-D} U_i$$

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 a acestuia în regim CCM.



$$U_1 = 0 \Leftrightarrow U_i DT_s + \left(-\frac{U_0}{n}\right)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow U_0 = n \frac{D}{1-D} U_i$$

Sisteme de Televiziune

1. Condiția realizării unei explorări întretesute corecte și realizarea practică a acestei condiții. (STV Cap.2, pag.38)

➤ 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.

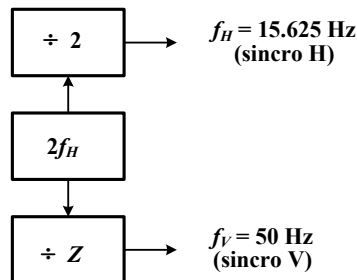


Fig. 2.6. Schema bloc a unui sincrogenerator cu divizare de frecvență.

2. Cum se realizează practic obținerea imaginilor monocromatice, corespunzătoare culorilor de referință R, G, B. (STV Cap. 5, pag.80-81).

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:

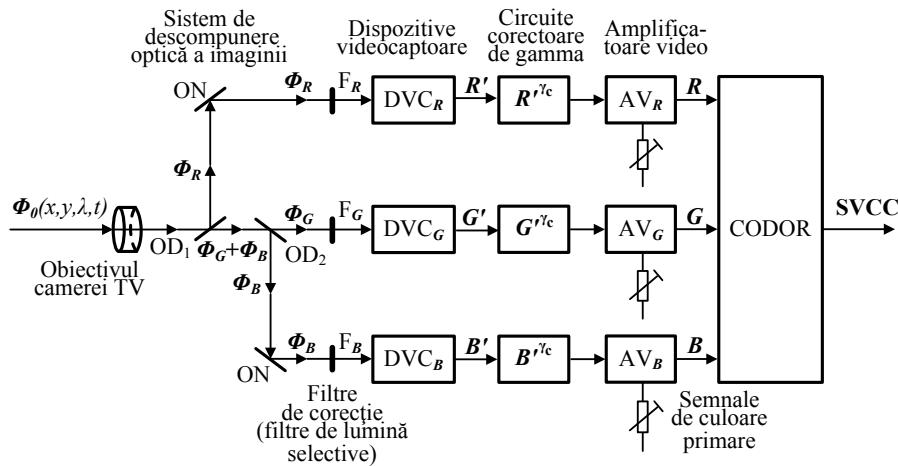


Fig. 5.5. Schema bloc simplificată a camerei TV tricrome.

- 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 Φ_R , Φ_G și Φ_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 Φ_G și Φ_B , și reflectă domeniul de roșu al spectrului vizibil, adică fluxul Φ_R , iar oglinda dicroică OD_2 lasă să treacă prin ea domeniul de verde, adică fluxul Φ_G , și reflectă domeniul de albastru, adică fluxul Φ_B . Oglindile 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 Φ_R , Φ_G și Φ_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.

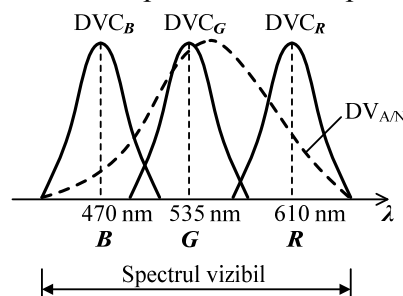


Fig. 5.6. Caracteristicile spectrale ale celor trei dispozitive videocaptoare.

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? (STV Cap. 2 pag. 34-35, Cap. 1 pag. 20-21)

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 δ , 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 τ – durata explorării unui element de imagine (pătrățel).

În cele ce urmează, τ 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:

$$N_H = \frac{l}{\delta} \cong \frac{l}{h} Z = p \cdot Z \quad (2.3)$$

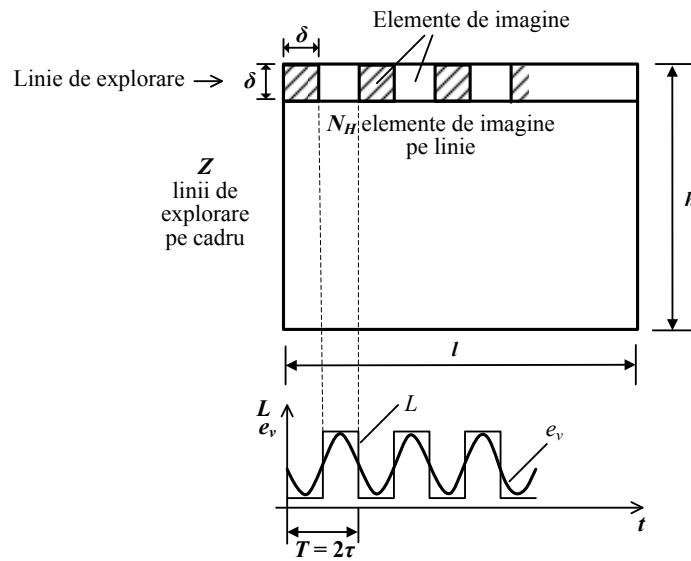


Fig. 2.4. Obținerea semnalului de imagine de frecvență maximă.

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 redată, 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 obositoare 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 τ 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 informației 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 δ reprezintă pasul de explorare pentru un cadru de imagine de înălțime h și lățime l , prezentat în figura 1.6.

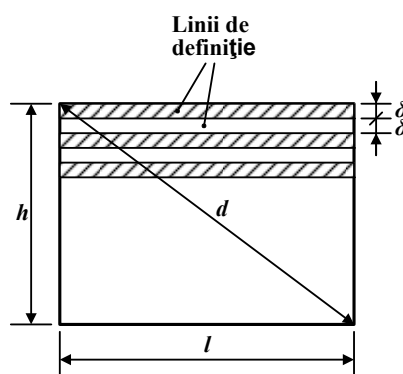


Fig. 1.6. Dimensiunile cadrului de imagine.

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. (STV Cap.5, pag.86-89)

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_λ , 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.

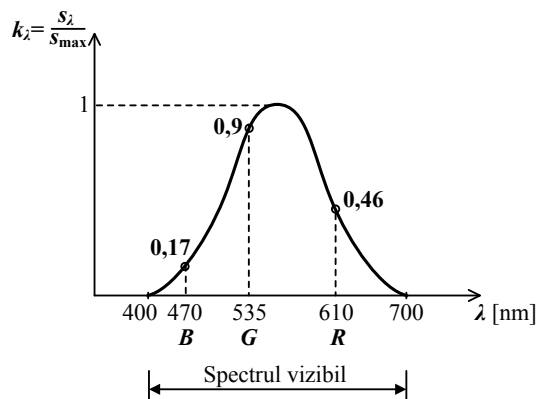


Fig. 5.9. Caracteristica de sensibilitate spectrală relativă a ochiului.

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_{λ} , 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 tonurilor de gri (de la negru la alb) este dat de relația:

$$Y = R = G = B = (0 \div 1) V_{VV} \quad (5.13)$$

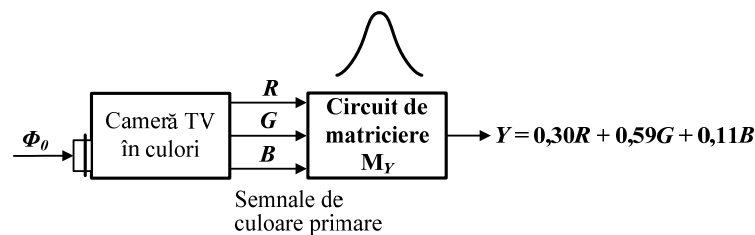


Fig. 5.10. Obținerea semnalului de luminanță.

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. (STV Cap.5, paragraful 5.7)

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 (întrețeserea) 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.

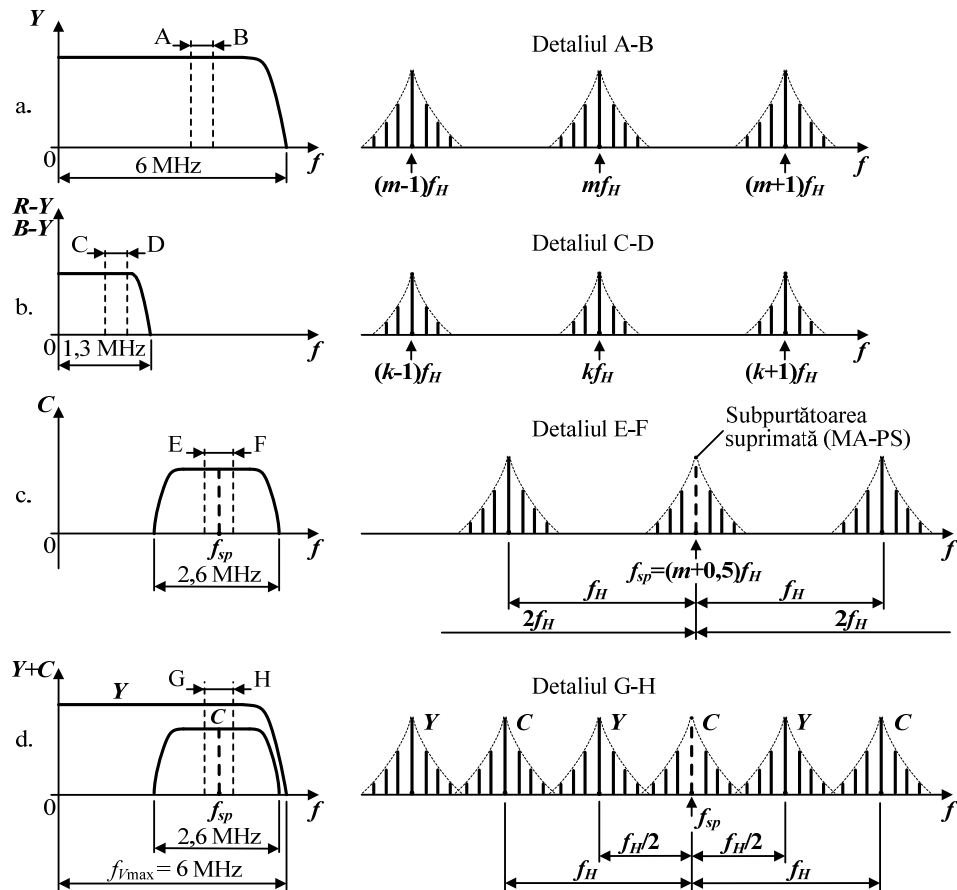


Fig. 5.12. Intercalarea spectrelor de frecvențe în sistemul TV în culori:
 a) semnalul de luminanță; b) semnalele diferență de culoare;
 c) semnalul de crominanță modulată; d) semnalul SVCC.

Semnalul de crominanță modulată se obține folosind ca suport o subpurțătoare, 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 subpurțătoarei de crominanță (figura 5.13).

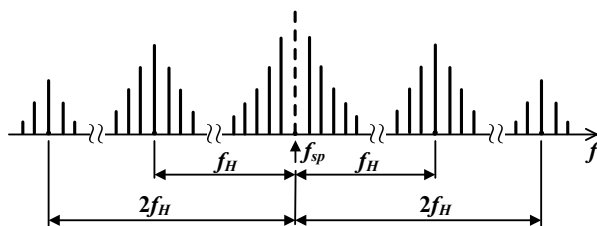


Fig. 5.13. Spectrul de frecvențe al semnalului de crominanță

modulat în amplitudine (MA-PS).

Dacă frecvența subpurtătoarei se alege egală cu un multiplu impar al jumătății frecvenței de linii f_H , adică:

$$f_{sp} = (2m + 1) \frac{f_H}{2} = (m + 0,5)f_H \quad (5.17)$$

pachetele de linii spectrale ale semnalului de crominanță modulat, 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. (STV Cap.7 paragraful 7.1)

1.5. Principiul modulației de amplitudine în cuadratură

Modulația de amplitudine în cuadratură (MAQ) folosește un singur 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 modulate 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° , 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 modulat, 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° ($\cos \omega_{sp} t$) pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul $R-Y$.

Prin modulația în amplitudine se obțin semnalele:

$$u_{MA1}(t) = [U_p + (B - Y)] \cdot \sin \omega_{sp} t \quad (7.3)$$

$$u_{MA2}(t) = [U_p + (R - Y)] \cdot \cos \omega_{sp} t \quad (7.4)$$

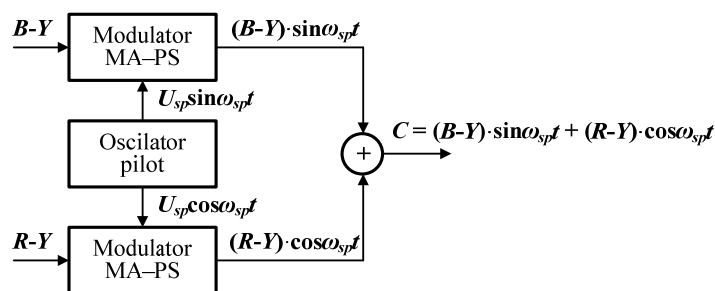


Fig. 7.1. Principiul modulației de amplitudine în cuadratură.

iar prin suprimarea purtătoarei la emisie, rezultă semnalele:

$$u_{\text{MA-PS1}}(t) = (B - Y) \cdot \sin \omega_{sp} t \quad (7.5)$$

$$u_{\text{MA-PS2}}(t) = (R - Y) \cdot \cos \omega_{sp} t \quad (7.6)$$

cu amplitudine dependentă doar de semnalele modulatorie, 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 modulatorie 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:

$$C = (B - Y) \cdot \sin \omega_{sp} t + (R - Y) \cdot \cos \omega_{sp} t \quad (7.7)$$

numit *semnal de crominanță modulată*.

Se constată că semnalul diferență de culoare $B-Y$ modulează în amplitudine subpurtătoarea de fază 0° ($\sin \omega_{sp} t$), iar semnalul diferență de culoare $R-Y$ modulează în amplitudine subpurtătoarea de fază 90° ($\cos \omega_{sp} t$). 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.

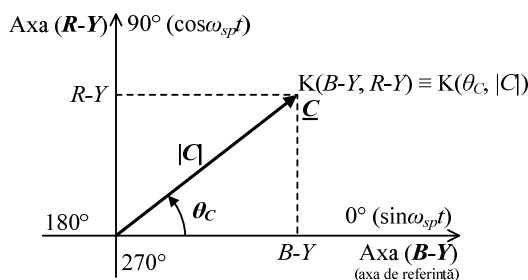


Fig. 7.2. Reprezentarea în coordonate carteziene și polare a vectorului reprezentativ al semnalului de crominanță modulată pentru o culoare K .

În aceste condiții, semnalul de crominanță modulată, dat de relația (7.7), se poate reprezenta și în formele:

$$C = |C| \cdot \sin(\omega_{sp}t + \theta_C) \quad \text{sau} \quad \underline{C} = |C| \cdot e^{j\theta_C} \quad (7.8)$$

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, θ_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 θ_C și, respectiv, la *gradul de saturație a culorii* prin modulul $|C|$.

7. Principiul sistemului PAL. Ce erori sunt eliminate astfel. (STV Cap. 7 paragraful 7.3 pag. 127-131)

1.6. Principiul sistemului PAL

Sistemul PAL a rezultat din necesitatea de a îmbunătăți 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, θ_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 β , 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.

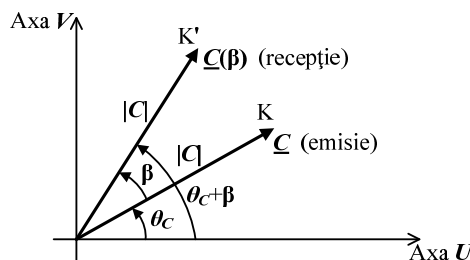


Fig. 7.5. Vectorul reprezentativ al semnalului de crominanță modulată pentru o culoare K, afectat de distorsiunea de fază β .

În concluzie, distorsiunea de fază β , care afectează faza semnalului de crominanță modulată pe lanțul de transmisie, are ca efect modificarea nuanței culorii reproduse la recepție prin modificarea lui θ_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° 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 $+90^\circ$ și -90° , pe două linii TV succesive, pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul diferență de culoare ponderat V , adică:

$$u_{sp1} = U_{sp} \sin \omega_{sp} t \quad (7.16)$$

$$u_{sp2} = U_{sp} \sin(\omega_{sp} t + 90^\circ) = U_{sp} \cos \omega_{sp} t, \text{ pentru liniile } n, n+2, \dots \quad (7.17)$$

$$\begin{aligned} u_{sp2} &= U_{sp} \sin(\omega_{sp} t + 90^\circ + 180^\circ) = \\ &= U_{sp} \sin(\omega_{sp} t - 90^\circ) = -U_{sp} \cos \omega_{sp} t, \text{ pentru liniile } n+1, n+3, \dots \end{aligned} \quad (7.18)$$

În aceste condiții, în sistemul PAL semnalul de crominanță modulată se obține la emisie cu schema de principiu prezentată în figura 7.6.

Semnalul de crominanță modulată, obținut pentru subpurtătoarea de crominanță generată cu fază -90° , se va nota în cele ce urmează cu C^* . În aceste condiții, semnalul de crominanță modulată în sistemul PAL se reprezintă prin relațiile:

$$C = U \cdot \sin \omega_{sp} t + V \cdot \cos \omega_{sp} t, \text{ pentru liniile } n, n+2, \dots \quad (7.19)$$

$$C^* = U \cdot \sin \omega_{sp} t - V \cdot \cos \omega_{sp} t, \text{ pentru liniile } n+1, n+3, \dots \quad (7.20)$$

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 θ_C se determină cu relațiile (7.14).

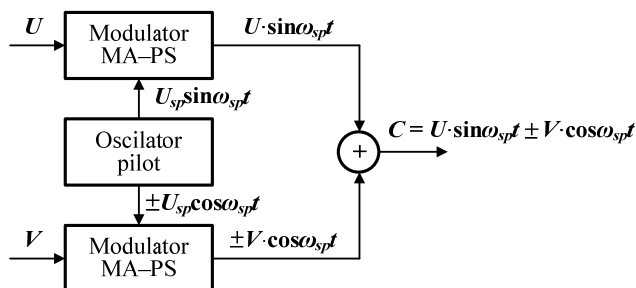


Fig. 7.6. Obținerea semnalului de crominanță modulată în sistemul PAL

Pe baza acestor relații, în figura 7.7 sunt prezentați vectorii reprezentativi ai semnalului de crominanță modulată pe două linii TV succesive, pentru aceeași culoare K a elementelor de imagine corespondente.

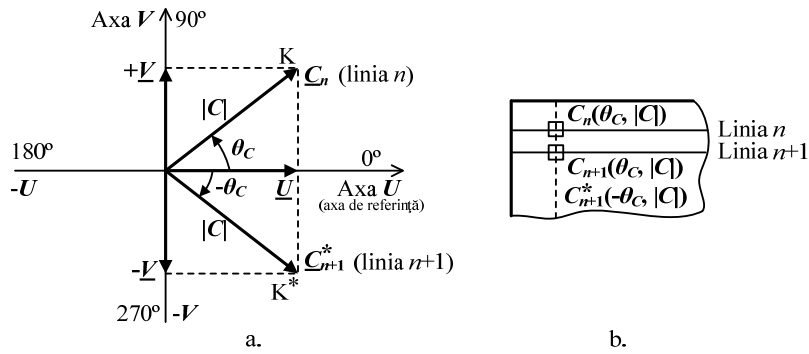


Fig. 7.7. a) Vectorii reprezentativi ai semnalului de crominanță modulată pe două linii TV succesive; b) elementele de imagine corespondente.

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° , 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 β , aceasta va afecta semnalul de crominanță modulată de pe liniile succesive în același sens, determinând o deviație a fazei subpurtătoarei cu un unghi β . Ca urmare, semnalele de crominanță modulate afectate de distorsiunea de fază β 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 β , 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° 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, θ_C , corespunzătoare nuanței reale, indiferent de valoarea distorsiunii de fază β 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 μ s, pentru ca cele două informații să ajungă în același timp la circuitul de însumare.

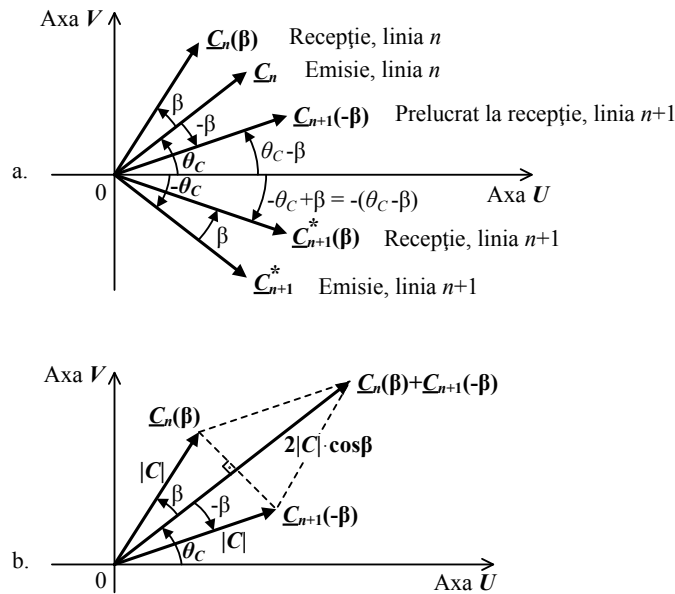


Fig. 7.8. Principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii.

Distorsiunea de fază, care afectează semnalul de crominanță 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. (STV paragraful 6.3 , paginile 102-103, 104-106)

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 modulat.

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 vârfulor 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.

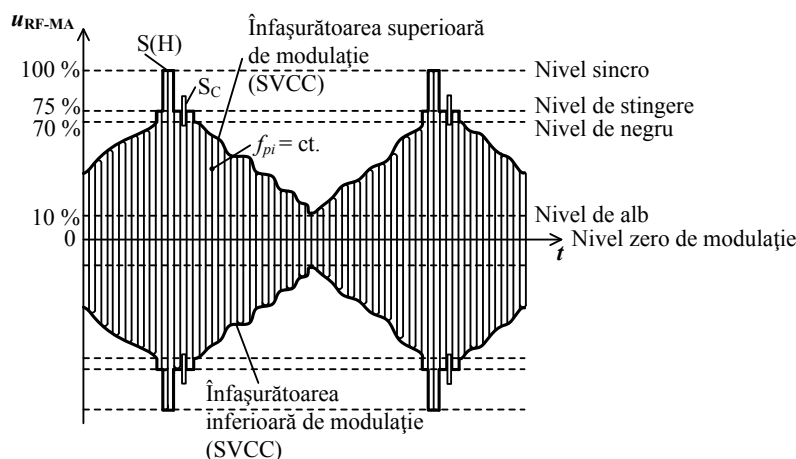


Fig. 6.2. Transmisiunea TV în RF cu modulația de amplitudine negativă.

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 modulată 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.

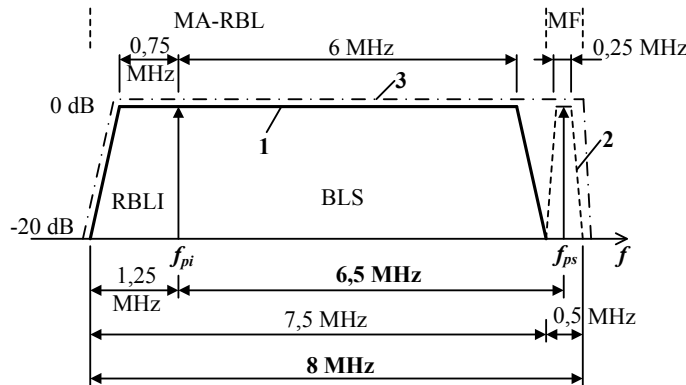


Fig. 6.4. Structura canalului de televiziune.

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:

$$B_{RF-MF} \cong 2(1 + \beta + \sqrt{\beta}) \cdot f_{AF \max} = 185 \text{ kHz} \quad (6.1)$$

unde indicele de modulație în frecvență β are valoarea:

$$\beta = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{AF \max}} = \frac{50}{15} = 3,33 \quad (6.2)$$

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 transmisiune 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 transmisiune 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 aparaturii 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:

- transmisia analogică, în care există, pe lângă purtătoarea de sunet standard, și o a doua purtătoare de sunet MF (sistem cu două purtătoare de sunet);
- transmisia 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.

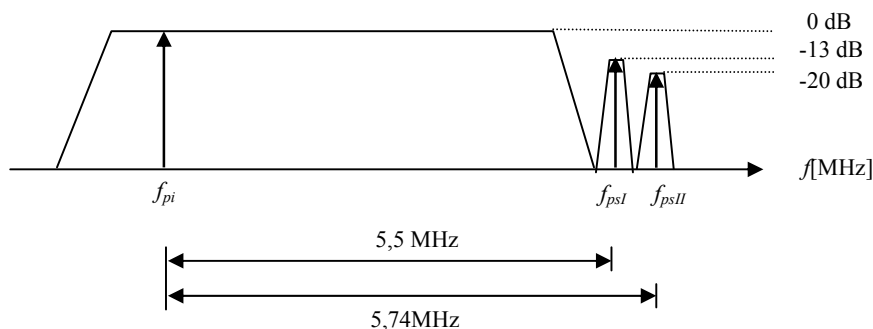


Fig. 6.5. Structura canalului TV în cazul transiterii sunetului pe două canale analogice.

Considerând ca origine frecvența purtătoare de imagine, cele două purtătoare de sunet se află la $f_{ps1} = 5,5 \text{ MHz}$ și, respectiv, la $f_{ps2} = 5,7421875 \text{ MHz}$. Ecartul de frecvență dintre cele două

purtătoare de sunet este egal cu a 31-a armonică a jumătății frecvenței de linii, 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 modulat sau nemodulat 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 nemodulată. 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 transmise 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.

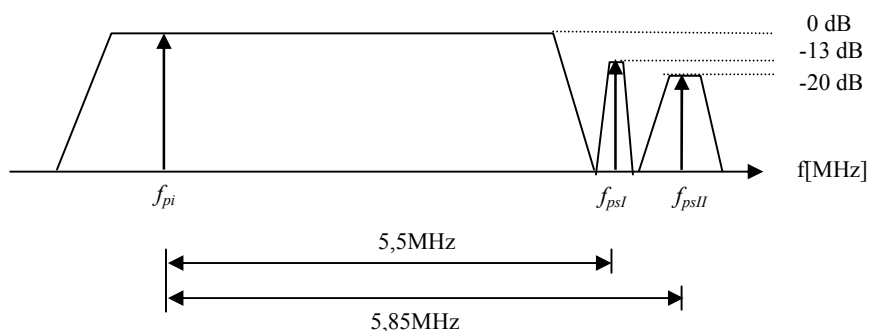


Fig. 6.6. Structura canalului TV în cazul transmiterii sunetului în format NICAM.

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. (STV Televiziune Digitală, pag. 64-67)

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, semcadre și cadre de imagine. Cu alte cuvinte, poziția elementelor de imagine se păstrează în timp. Această structură permite sumarea simplă a semcadrelor 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.

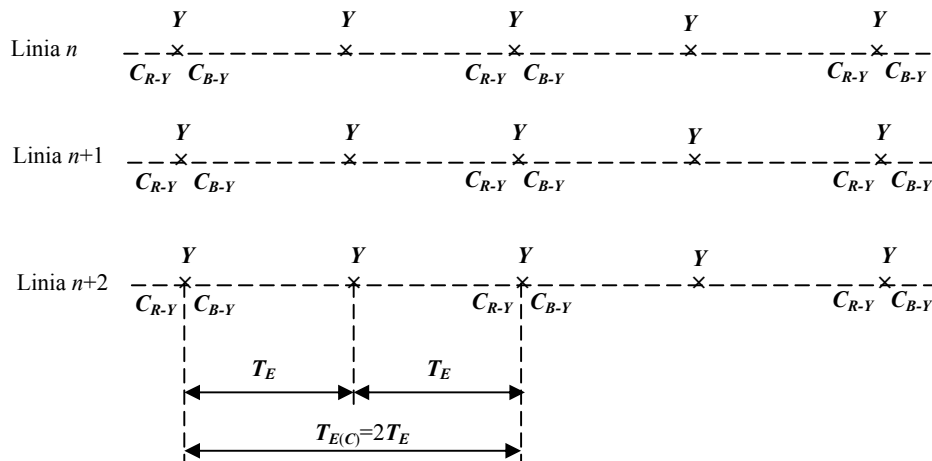


Fig. 2.10. Poziția eșantioanelor pentru semnalele de luminanță și diferență de culoare comprimate.

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 cromaticitate, 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. (STV Televiziune Digitală, pag. 73-74)

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:

$$D = f_E \cdot n \text{ [biți/secundă]} \quad (2.10)$$

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.