

UNIVERSITATEA “POLITEHNICA” DIN TIMIȘOARA

Facultatea de Electronică și Telecomunicații

EXAMEN LICENȚĂ

SPECIALIZAREA

TEHNOLOGII ȘI SISTEME DE
TELECOMUNICAȚII

- INVĂȚĂMÂNT LA DISTANȚA -

2012-2013

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.

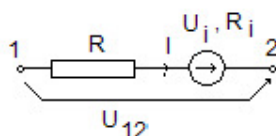
$$\vec{F} = \frac{q_1 \cdot q_2}{4\pi\epsilon} \cdot \frac{\vec{r}_2 - \vec{r}_1}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_1|^3}$$

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

5. Enunțați forma integrală a legii inducției electromagnetice

Răspuns - Tensiunea electromotoare indusă de-a lungul unui contur închis 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,

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

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

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

unde $\vec{E}$ – este intensitatea câmpului electric, $d\vec{l}$ – 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,

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

unde Q – este sarcina electrică, $d\vec{s}$ – 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 pacurge spirele bobinei.

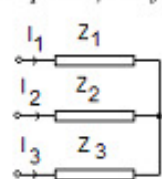
$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\Phi}{i}$$

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)

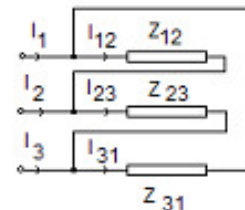
Răspuns – Conexiunea stea a unui consumator trifazat este aceea la care cele trei impedanțe de fază au un nod comun (ca în figura alăturată).



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_i .

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 $\nabla = \frac{\partial}{\partial x}\vec{i} + \frac{\partial}{\partial y}\vec{j} + \frac{\partial}{\partial z}\vec{k}$.

Se arată că $\frac{\partial f}{\partial \vec{s}}(\vec{a}) = \vec{s} \cdot \nabla f(\vec{a})$ adică derivata câmpului scalar în $\vec{a}$ după direcția $\vec{s}$ este egală cu produsul scalar al gradientului cu versorul $\vec{s}$.

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

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

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

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

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

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

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

Răspuns:

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

Coeficienții Fourier sunt:

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

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

Seria Fourier asociată lui f este:

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

13. Definiția transformatei Fourier. Formula de inversare Fourier.

Răspuns:

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

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

Formula de inversare Fourier:

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

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

Răspuns:

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

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

□ISCIPLIN□ □□N□A□ □NTAL□

-TST-I□-

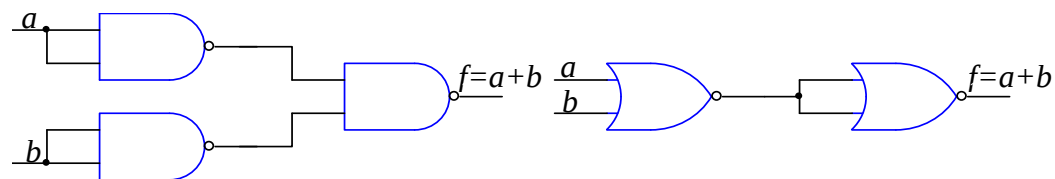
CI□C□IT□ □L□CT□□NIC□ □□N□A□ □NTAL□
AN□L 2□S□□ □ST□□L 3

1. Reprezentati o functie logica SAU cu 2 intrari folosind doar:

a) porti SI-NU cu 2 intrari;

b) porti SAU-NU cu 2 intrari

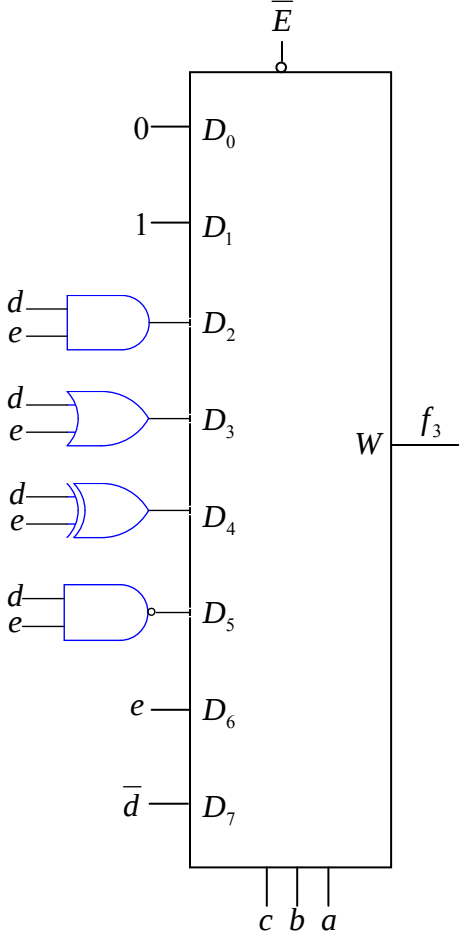
R



2. Sa se reprezinte funcția logica definită mai jos cu multiplexor cu 3 intrări de adresă si porti logice:

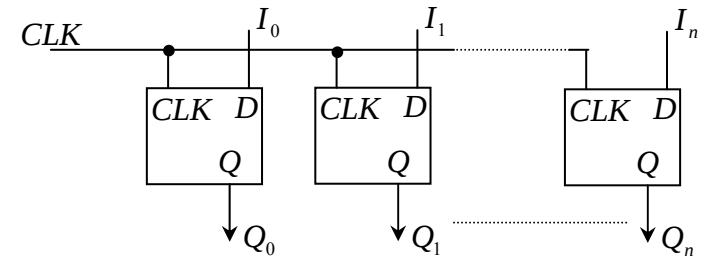
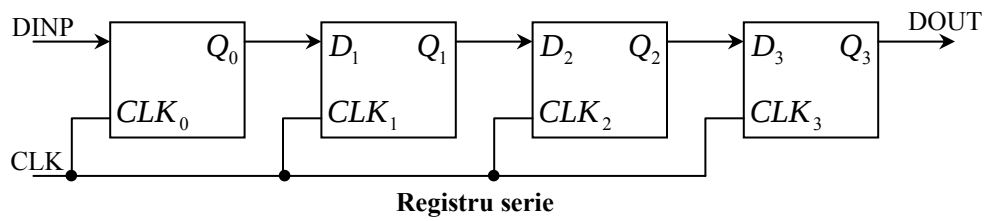
R

<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>	<i>f₁</i>	
0	0	0	0	0	0	<i>D</i> ₀ = 0
0	0	0	0	1	0	
0	0	0	1	0	0	
0	0	0	1	1	0	
0	0	1	0	0	1	<i>D</i> ₁ = 1
0	0	1	0	1	1	
0	0	1	1	0	1	
0	0	1	1	1	1	
0	1	0	0	0	0	<i>D</i> ₂ = <i>d.e</i>
0	1	0	0	1	0	
0	1	0	1	0	0	
0	1	0	1	1	1	
0	1	1	0	0	0	<i>D</i> ₃ = <i>d + e</i>
0	1	1	0	1	1	
0	1	1	1	0	1	
0	1	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	0	<i>D</i> ₄ = <i>d ⊕ e</i>
1	0	0	0	1	1	
1	0	0	1	0	1	
1	0	0	1	1	0	
1	0	1	0	0	1	<i>D</i> ₅ = <i>d.e</i>
1	0	1	0	1	1	
1	0	1	1	0	1	
1	0	1	1	1	0	
1	1	0	0	0	0	<i>D</i> ₆ = <i>e</i>
1	1	0	0	1	1	
1	1	0	1	0	0	
1	1	0	1	1	1	
1	1	1	0	0	1	<i>D</i> ₇ = <i>d</i>
1	1	1	0	1	1	
1	1	1	1	0	0	
1	1	1	1	1	0	



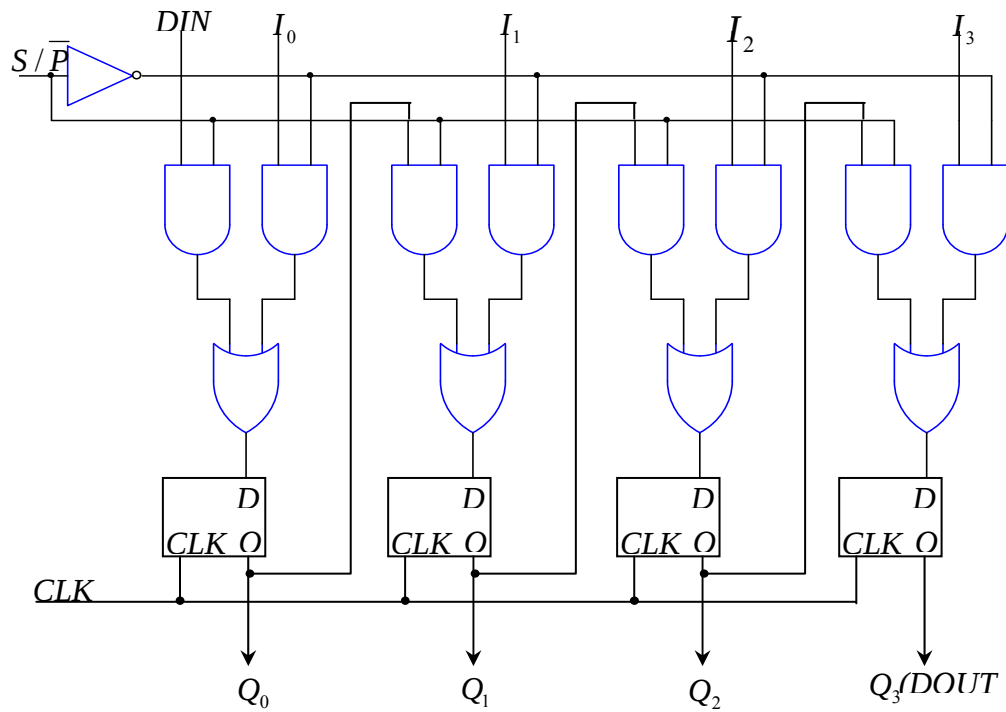
3. Reprezentati schemele pentru un registru serie si unul paralel pe 4 biti

R:



4. Reprezentati schema pentru un registru serie-paralel pe 4 biti

R:



5. Completați mai jos numele circuitelor care corespund definițiilor:

a) Circuitul logic combinațional care asigură, direct sau indirect, însumarea a două numere binare cu câte un bit fără a lua în considerare transportul de la bitul cu ponderea imediat inferioară este denumit

R: *semisumator*

b)este un circuit logic combinational, integrat pe scară medie, obținut printr-o extensie de tip paralel a unor porți logice și are “n” intrări de adresare și 2^n iesiri. Din punct de vedere funcțional activează una din cele 2^n ieșiri ale sale, funcție de codul aplicat la cele “n” intrări.

R: *decodificatorul*

c) se definește ca fiind circuitul logic combinațional care asigură, direct sau indirect, efectuarea însumării a două numere binare ținând cont de un eventual transport inițial.

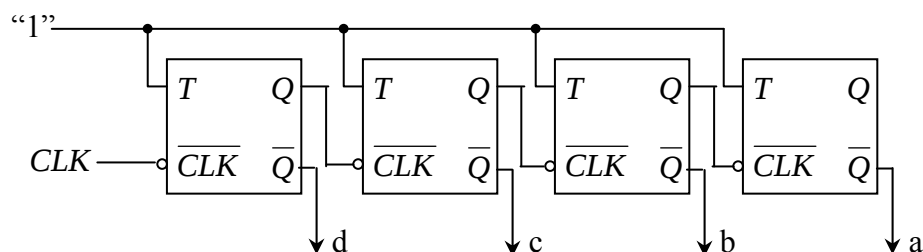
R: *sumatorul*

d) Din punct de vedere funcțional este un selector ce conectează la ieșire intrarea adresată. Circuitul are în general 2^n intrări de date și “n” intrări de adresă. Valoarea ieșirii este determinată de valoarea intrării selectate prin adresă.

R: *multiplexorul*

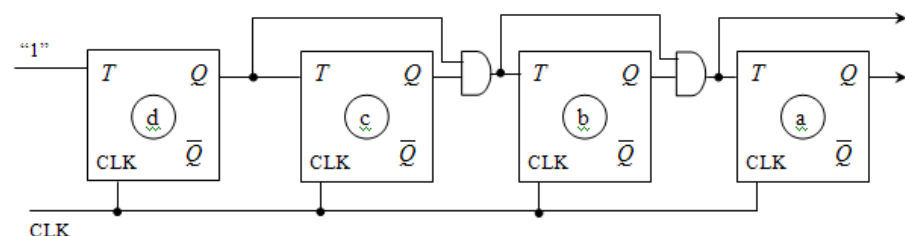
6. Reprezentați schema unui numărător asincron pe 4 biți, folosind bistabile T.

R:



7. Reprezentați schema unui numărător sincron pe 4 biți, folosind bistabile T

R:

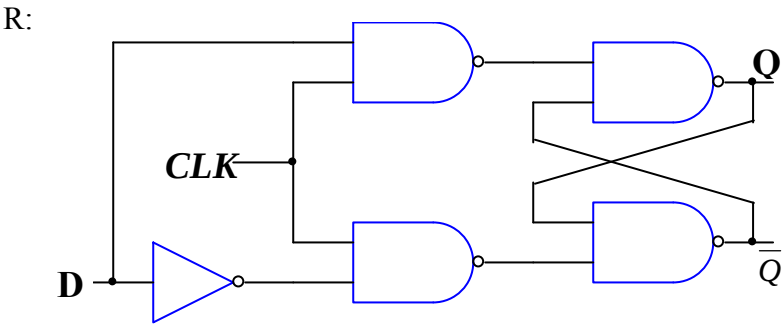


8. Completati tabelele de functionare ale urmatoarelor bistabile: JK, RS.

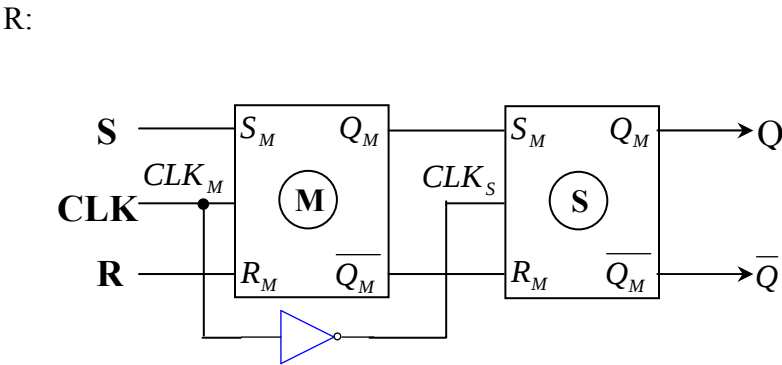
J	K	ST.PREZ.	ST.VIIT.
		Q_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n	
0	1	Q_n	
1	0	Q_n	
1	1	Q_n	

$\bar{S}$	$\bar{R}$	ST.PREZ.	ST.VIIT.
		Q_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n	
0	1	Q_n	
1	0	Q_n	
1	1	Q_n	

9. Reprezentati schema cu porti logice pentru un bistabil RS sincron



10. Reprezentati schema pentru o structura de tip Master-Slave



CI□C□IT□ INT□□□AT□ □I□ITAL□
AN□L 2□S□□ □ST□□L 3

1. De cine depinde puterea disipată de un circuit digital CMOS?

Manual pagina 62, subcapitol Puterea disipată de o poartă CMOS

Capitolul 4

Familia de circuite integrate digitale CMOS

Curenții de intrare

$$I_{iLMax} = I_{iHMax} = 0 \text{ (0,1 ... 1 } \mu\text{A)}.$$

Factorul de bransament

Datorită valorii mici a curentului de intrare (sub 1 μA), valoarea factorului de bransament $N = N_L = N_H$ este foarte mare (pentru curenți maximi de ieșire de câțiva miliamperi). Cele mai multe circuite logice din familia CMOS se fabrică cu un curent de ieșire $I_0 = 3...4 \text{ mA}$, deci au factorul de bransament foarte mare în regim static.

În practică factorul de bransament este limitat de valoarea C_p a cărei componentă principală este ΣC_i . Creșterea C_p duce la înrăutățirea comportamentului dinamic al circuitului ($C_i = 5 - 15 \text{ pF}$). În concluzie, factorul de bransament se limitează din cauza funcționării în regim dinamic la **o valoare maximă de 50**.

Curentul de alimentare

Curentul de alimentare în regim static este neglijabil (μA) iar în regim dinamic depinde de frecvență, C_p și V_{DD} (vezi relația 4.1).

Puterea disipată de o poartă CMOS

Puterea medie este specificată pentru un semnal dreptunghiular cu factor de umplere 50% aplicat la intrarea circuitului. P_D este specificată în foile de catalog ale diverșilor producători. Studiind graficul din figura 4.16 se observă că la frecvențe de până la circa 1 MHz, un circuit CMOS disipă o putere mai mică decât unul TTL LS; peste această limită, mai avantajoase sunt circuitele LS.

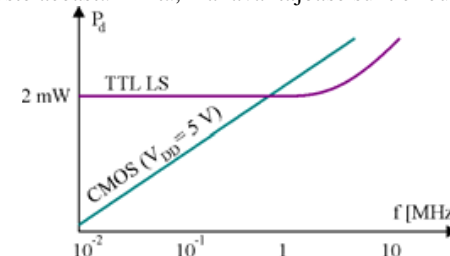


Figura 4.16. Comparatie între puterea disipată de un circuit CMOS și unul TTL LS.

Timpul de propagare

Timpul de propagare se definește similar cu cel de la circuitele TTL. În acest caz $U_L = 0$ și $U_H = V_{DD}$. Punctele de măsură sunt specificate tot la 50% din nivelul U_H . În cazul seriei 4000, t_{pHL} și t_{pLH} sunt egale, iar $t_p = 40 \dots 100 \text{ ns}$ (depinde de tensiunea de alimentare, fabricant, etc).

2. Decodicator. Rol, functionare, tabel de adevar.

Manual pagina 71-73, subcapitol Decodicatorul

Capitolul 5

Circuite logice combinaționale

Subiecte

5.0. Introducere

5.1. Decodicatorul

5.2. Demultiplexorul

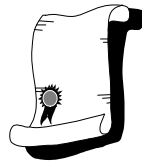
5.3. Multiplexorul

5.4. Comparatorul numeric

Evaluare:

1. Răspunsuri la întrebările finale

2. Discuție pe tema: "Utilizarea decodicatorului ca demultiplexor"



Capitolul 5 Circuite logice combinaționale

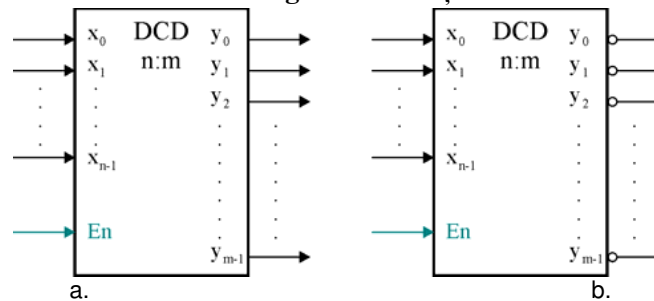


Figura 5.1. Schema bloc pentru un decodicator $n:m$ cu validare,
a – ieșirile active SUS, b – ieșirile active JOS.

Cel mai simplu DCD are o intrare și o ieșire, fiind realizat cu un inversor (figura 5.2). Un DCD 2:4 necesită 4 porți ȘI-NU și două inversoare, ieșirile fiind active JOS.

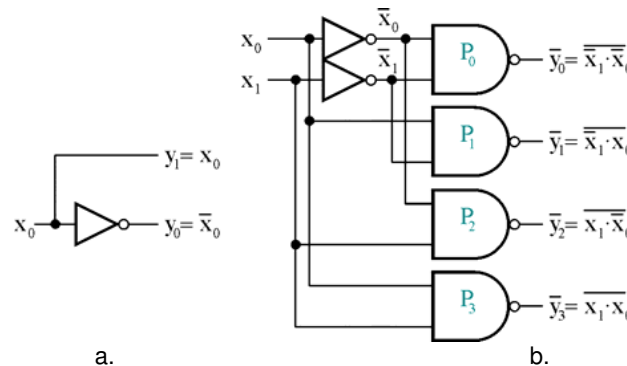


Figura 5.2. DCD simple – schema electrică,
a – DCD 1:2, ieșiri active SUS, b – DCD 2:4, ieșiri active JOS.

Schema electrică pentru un DCD 3:8 necesită 8 porți ȘI-NU cu câte 3 intrări (figura 5.3). Intrările se aplică prin perechi de inversoare pentru a asigura ca fiecare intrare să reprezinte o singură sarcină (TTL).

Schema se poate completa cu un circuit de validare (figura 5.4). Dacă circuitul nu este validat, toate ieșirile DCD sunt în starea 1. Pentru validare este necesar ca $E_2 = 1$, $E_{1A} = E_{2B} = 0$.

Capitolul 5 Circuite logice combinaționale

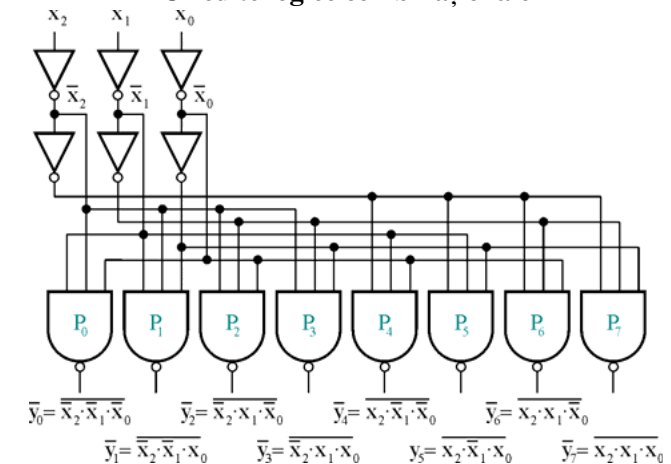


Figura 5.3. Structura unui DCD 3:8.

Fiecărei ieșiri îi corespunde un circuit ȘI-NU, ceea ce face ca ieșirile circuitului să fie active pe 0. Acest lucru înseamnă că ieșirea activată este pe 0 iar toate celelalte ieșiri sunt pe 1. De exemplu: pentru $x_0 = 1$, $x_1 = 0$, $x_2 = 1$, ieșirea $y_5 = E_2 \cdot E_{1a} \cdot E_{1b} \cdot (x_2 \cdot \overline{x_1} \cdot x_0)$ este pe 0 și toate celelalte sunt 1.

Decodicatorul din figura 5.4 realizat în tehnologie TTL (74LS138) este foarte răspândit în aplicații datorită versatilității oferite de validarea multiplă.

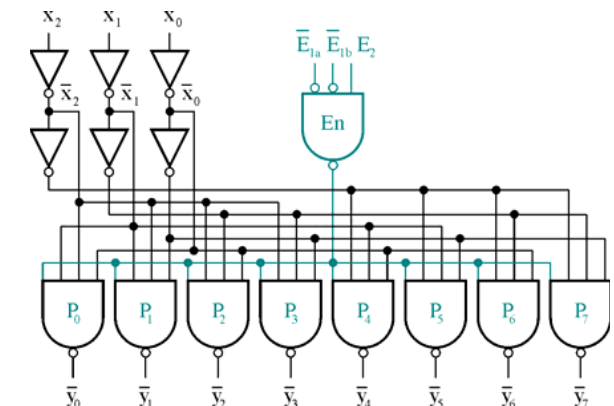


Figura 5.4. Un DCD 3:8 foarte răspândit, 74LS138.

3. Regulile de utilizare ale circuitelor integrate CMOS.

Manual pagina 57-60, subcapitol Reguli de utilizare ale circuitelor CMOS

1/2

Capitolul 4

Familia de circuite integrate digitale CMOS

$$P_{d2} = f C_p V_{DD}^2; \quad C_p = C_0 + C_{con} + \sum_{k=1}^N C_{ik}, \text{ unde } C_0 \text{ se dă în}$$

catalog, C_{con} reprezintă capacitatea conexiunilor și C_{ik} este dat în catalog pentru fiecare intrare (valorile tipice fiind cuprinse între 5 și 15 pF).

- Explicați importanța zonei de conducție simultană din figura 4.4.
- Explicați comportamentul inversorului CMOS în funcție de tensiunea de alimentare, figura 4.9.
- Prezentați componentele puterii disipate de inversorul CMOS.



4.3. Reguli de utilizare a circuitelor CMOS

1. Nici o intrare a unui circuit logic CMOS nu se lasă flotantă, ci se conectează la un potențial bine stabilit: U_L sau U_H în funcție de tipul circuitului.
 - a. O posibilitate de conectare pentru porțile ȘI-NU, respectiv ȘI este polarizarea cu o tensiune V_{DD} , în acest caz rezistența R_p utilizată la circuitele TTL nu mai este necesară.
 - b. La circuitele SAU, respectiv SAU-NU polarizarea se realizează prin legare directă la masă (figura 4.10).
 - c. Intrările nefolosite se pot lega la alte intrări folosite (figura 4.11), cu dezavantajul legat de multiplicarea capacității de intrare C_i (crește proporțional și curentul de intrare, dar rămâne la o valoare neglijabilă).

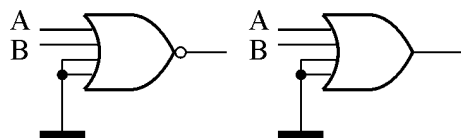


Figura 4.10. Pentru porțile SAU-NU, SAU, intrările nefolosite se conectează la masă sau U_L .

Capitolul 4

Familia de circuite integrate digitale CMOS

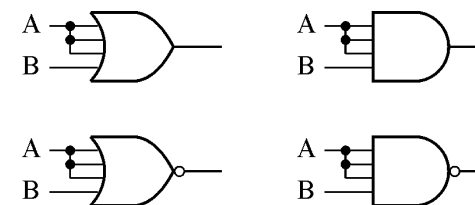


Figura 4.11. Indiferent de tipul porții, intrările nefolosite se pot lega la alte intrări.

2. Intrările *porților nefolosite* pot fi conectate ori la masă, ori la V_{DD} , puterea consumată fiind aceeași (neglijabilă).
3. Este interzisă interconectarea ieșirilor a două sau mai multe circuite logice, dacă există posibilitatea ca aceste ieșiri să ajungă la niveluri logice diferite. În figura 4.12 este prezentată o situație în care ieșirile pot fi interconectate – legând în paralel atât intrările cât și ieșirile unor porți din aceeași capsulă.

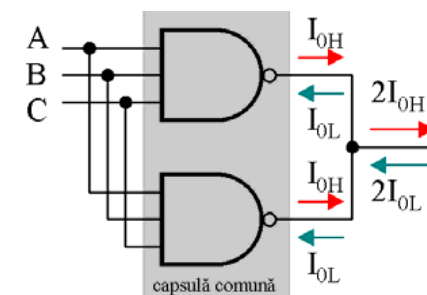


Figura 4.12. Posibilitate de interconectare a ieșirilor a două circuite CMOS.

4. Niciodată ieșirile circuitelor logice nu se conectează direct la masă sau V_{DD} .
5. Cerințele de decuplare ale circuitelor integrate CMOS sunt mult diminuate față de omoloagele TTL datorită consumului de curent mai redus. Un singur condensator de decuplare de 100 nF la fiecare rând de 10 – 15 circuite CMOS și un condensator electrolitic de 10 ... 100 μ F pentru întreaga placă sunt de obicei suficiente.

3. Regulile de utilizare ale circuitelor integrate CMOS.

Manual pagina 57-60, subcapitol Reguli de utilizare ale circuitelor CMOS

2/2

Capitolul 4

Familia de circuite integrate digitale CMOS

6. Există cerințe speciale referitor la manipularea sau stocarea acestor circuite derivate din dorința de a minimiza efectele descărcărilor electrostatice (ESD – *electrostatic discharge*).

Toate circuitele electronice sunt susceptibile la distrugere datorită descărcărilor electrostatice. Corpul omenesc se poate ușor încărca electrostatic la potențiale de peste 30.000 V, prin simpla deplasare pe un covor, purtarea unui plover sau mângâierea unei pisici. Prin simpla atingere a unui circuit electronic sarcinile astfel stocate sunt în contact direct cu circuitul. Tranzistoarele și circuitele integrate CMOS sunt în primul rând sensibile la sarcini electrostatice datorită impedanței mari de intrare și a stratului subțire de dioxid de siliciu care se poate astfel ușor străpunge. Rezultatul străpunerii este ireversibil și circuitul sau dispozitivul este distrus.

Producătorii de dispozitive, circuite și echipamente electronice acordă problemelor ESD o atenție sporită. Chiar dacă marea majoritate a circuitelor MOS moderne au rețele de protecție formate din rezistoare și diode (asemănătoare celor din figura 4.3), următoarele măsuri de prevedere sunt general valabile:

- Circuitele integrate MOS se păstrează în țiple speciale antistatice, în folii de aluminiu sau materiale speciale conductoare. Aceasta conduce la egalizarea potențialelor tuturor pinilor și prin urmare nu pot apare tensiuni periculoase între pini.
- După extragerea circuitului din materialul antistatic, acesta se va monta imediat pe placa de circuit imprimat. Se va evita atingerea pinilor cu mâna.
- În echipament intrările nefolosite ale circuitelor MOS nu se lasă neconectate, deoarece acestea tind să acumuleze sarcini electrostatice.
- La transport conectorii plăcilor se scurtcircuitează, iar plăcile se transportă în folii antistatice conductoare. Se evită atingerea conectorilor cu mâna.
- La lipire operatorul folosește o brățară specială metalică legată la pământare prin intermediul unei rezistențe de 1MΩ pentru a descărca eventualele sarcini electrostatice. Rezistența elimină riscul electrocutării dacă din accident sunt atinse puncte aflate la un potențial ridicat.
- Operatorul uman va purta un echipament adecvat (de exemplu o pereche de accesorii conductoare peste pantofi pentru a micșora rezistența de contact la pământ).



Capitolul 4

Familia de circuite integrate digitale CMOS

- g. Șasiul tuturor echipamentelor, vârful letconului sau stației de lipit se conectează la pământare pentru a preveni acumularea de sarcini electrostatice.

- Explicați precauțiile suplimentare de utilizare a circuitelor CMOS față de cele TTL.**
- Comentați din experiența proprie 5 măsuri ESD proprii unei producții de echipamente electronice moderne.**

4.4. Parametrii circuitelor CMOS din seria 4000

Niveluri de tensiune garantate (pentru $V_{DD} = 5\text{ V}$)

$U_{iL\text{Max}} = 1,5\text{ V}$; $U_{oL\text{Max}} = 0,05\text{ V}$; $U_{iH\text{Max}} = 3,5\text{ V}$; $U_{oH\text{min}} = 4,95\text{ V}$. Aceste valori sunt utile pentru a putea determina marginea de zgomot.

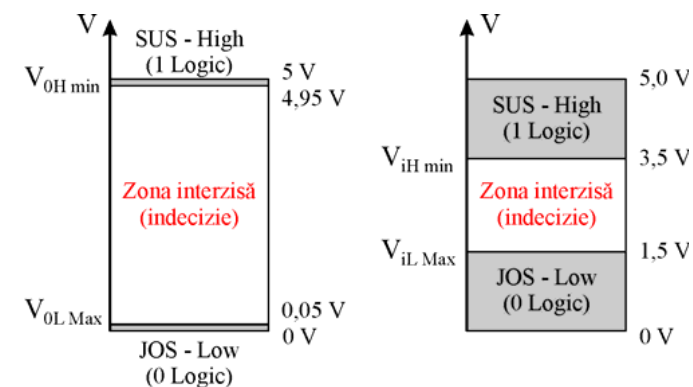


Figura 4.13. Niveluri de tensiune pentru seria CMOS 4000.

Tabelul 4.1

Nivelurile de tensiune pentru seria CMOS 4000, alimentare la 5 V

Tensiunea	min [V]	tipic [V]	maxim [V]
V_{OH}		4,95	
V_{OL}		0,05	
V_{IH}	70% $V_{DD} = 3,5\text{ V}$		
V_{IL}			70% $V_{DD} = 1,5\text{ V}$

4. Numarator binar asincron: schema, diagrame de functionare.

Manual pagina 117-118, subcapitol Numarator binar asincron direct

Capitolul 7

Registre și numărătoare

Inițializarea numărătorului se face de obicei prin intermediul semnalului de ștergere (*Reset* sau *Master Reset*), activ SUS sau JOS (nMR). Ștergerea se poate face *asincron*, dacă survine independent de starea semnalului de tact și de îndată ce semnalul MR este activ sau *sincron*, în care ștergerea se face numai după frontul activ al semnalului de tact (crescător sau descrescător).

Anumite numărătoare poate fi inițializate în orice stare dacă sunt prevăzute cu posibilitatea încărcării paralele, folosind o linie adițională notată LD (LOAD), activă SUS sau JOS (nLD). Încărcarea se poate face *asincron*, dacă survine îndată ce semnalul LD este activ sau *sincron*, în care încărcarea se face numai după frontul activ al semnalului de tact (crescător sau descrescător).

7.4. Numărătoare asincrone

7.4.1. Numărătorul asincron binar direct

Pentru $n = 4$ bistabile numărul stărilor distincte (modulul numărătorului) binar este $m = 2^4 = 16$. Impulsurile de tact se aplică primului bistabil, următoarele bistabile având fiecare ca semnal de tact ieșirea Q a bistabilului anterior. Bistabilele funcționează în regim de divizor de frecvență. Divizarea frecvenței de tact depinde de poziția în numărător a bistabilului la ieșirea căruia se culege semnalul.

În figura 7.25 s-a reprezentat un ciclu complet de funcționare și parțial începutul celui de-al doilea ciclu. Ieșirile numărătorului evoluează în sens crescător (direct), cu fiecare impuls de tact aplicat valoarea la ieșire crește cu o unitate. Numărătorul prezentat este modulo 16 (are 4 bistabile). Cel de-al 16-lea impuls de tact încheie ciclul, el aducând numărătorul pe zero. Cel de-al 17-lea este primul impuls de tact din cel de-al doilea ciclu.

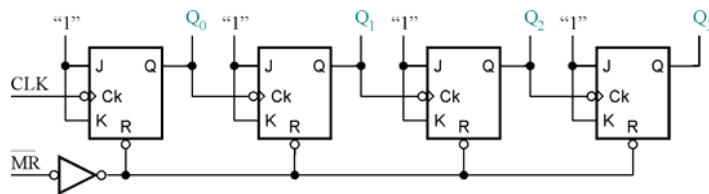


Figura 7.24. Numărător binar asincron direct – schema electrică.

La un moment dat codul binar de ieșire corespunde numărului de impulsuri de tact aplicate în ciclul respectiv, în aceasta constând

Capitolul 7

Registre și numărătoare

practic funcția de numărare. Citind ieșirile după cel de-al 11-lea impuls de tact, rezultă $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1011$, care este tocmai corespondentul în binar al numărului zecimal 11.

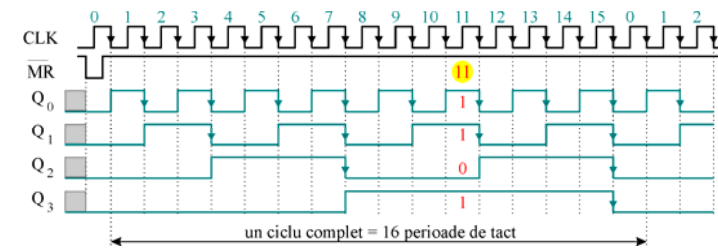


Figura 7.25. Numărător binar asincron direct – diagrame de semnal.

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.

7.4.2. Numărătorul asincron binar invers

În anumite aplicații este necesară utilizarea unor numărătoare care să poată număra și în sens invers, adică numărătorul să își micșoreze conținutul cu câte o unitate la fiecare impuls de tact. În acest scop semnalul de tact a bistabilului următor nu se mai culege de la ieșirea Q a bistabilului anterior, ci de la ieșirea nQ .

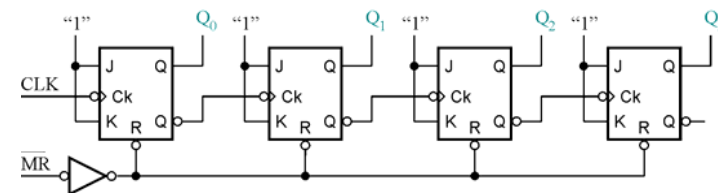


Figura 7.26. Numărător binar asincron invers – schema electrică.

Când Q trece din 1 în 0, nQ trece din 0 în 1, (bistabilul următor nu comută), dar când Q trece din 0 în 1, nQ trece din 1 în 0 și determină comutarea bistabilului următor. Acest lucru poate fi verificat în tabelul 7.3.

5. Ce este un divizor programabil de frecvență?

Orice numărător se comportă ca un divizor de frecvență. Un divizor *programabil* adaugă facilitatea modificării modulului de numărare, de obicei utilizând numărătoare cu posibilitatea de încărcare și conectând ieșirea de transport la intrarea de încărcare. Raportul de divizare se alege setând corespunzător presetarea de încărcare (detaliați și exemplificați).

6. Cum se poate obține un divizor de frecvență cu 2 dintr-un bistabil D?

Manual pagina 100-101, subcapitol Bistabilul de tip T

Capitolul 6

Circuite basculante bistabile

6.4. Bistabilul de tip T

Bistabilul T (*toggle*) se caracterizează prin faptul ca el este forțat să funcționeze doar în două situații ce corespund la două linii ale tabelului 6.3;

$$J_n = K_n = 1$$

$$J_n = K_n = 0$$

Intrarea T a unui astfel de bistabil se obține prin interconectarea intrărilor J și K. Pentru realizarea bistabilului de tip T se folosesc numai bistabile JK-MS.

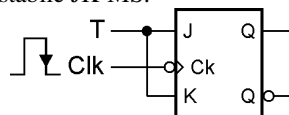


Figura 6.25. Bistabil T din JK.

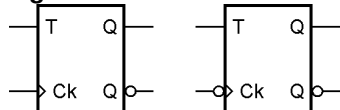


Figura 6.26. Bistabil T - simbol.

La funcționarea secvențială:

- dacă T este permanent egal cu 1 $\Rightarrow Q_{n+1} = \overline{Q_n}$;
- dacă T este permanent egal cu 0 $\Rightarrow Q_{n+1} = Q_n$

Ecuția caracteristică se deduce din:

$$Q_n = J_n \overline{Q_n} + \overline{K_n} Q_n$$

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

Tabelul 6.6

Funcționarea bistabilului T

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

Capitolul 6

Circuite basculante bistabile

Dacă T este permanent 1, $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$, bistabilul basculează la fiecare impuls de tact și se poate folosi ca divizor de frecvență a impulsurilor de tact raportat la ieșirea Q_n

$$f_Q = f_{CK} / 2$$

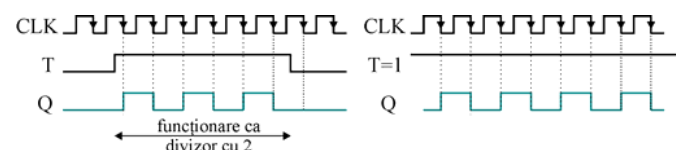


Figura 6.27. Funcționarea bistabilului T (stânga) și ca divizor de frecvență cu 2 (dreapta).

- Explicați cum se poate transforma un bistabil D în unul T. Dar invers?
- Care este principala aplicație a bistabilului T ?



ÎNTREBĂRI FINALE

1. Pentru toate tipurile de bistabile studiate, alcătuiți un tabel care să conțină ecuația caracteristică și variante de implementare TTL și CMOS.
2. Ce se întâmplă la cascada a două bistabile de tip T cu T=1?
3. Căutați foaia de catalog și descrieți funcționarea unui latch octal.

REZUMAT

- Principalele tipuri de bistabile sunt RS, JK, D și T.
- Intrările de tip RS prezintă combinația interzisă R=S=1 pentru toate tipurile de bistabile.
- Bistabilele pot fi convertite dintr-un tip în alt tip.
- Datele și tactul trebuie să respecte restricțiile temporale impuse de timpul de stabilire și de menținere.



7. De câte bistabile este nevoie pentru a implementa un numărător modulo 2008? $\log_2 2008$, cu explicare.

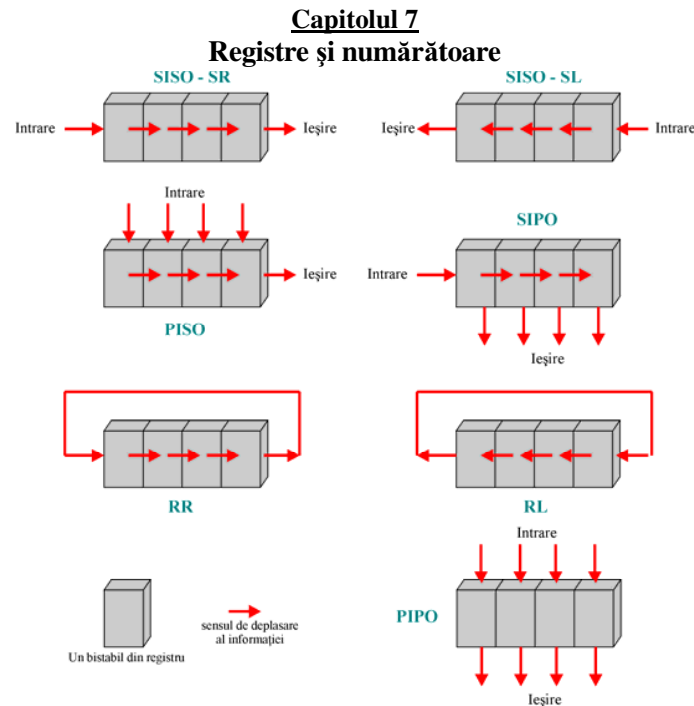


Figura 7.1. Registre de deplasare și memorare – principiu de funcționare.

Numărătoarele sunt circuite care evoluează periodic (ciclic) între anumite stări. Numărul stărilor distincte dintr-un ciclu se numește modulul numărătorului și se notează cu m . Numărătoarele în inel sau Johnson, realizate cu registre de deplasare formate din bistabile D, studiate anterior aveau modulul $m = n$ respectiv $m = 2n$; (n era numărul de bistabile a registrului). În acest caz $m \leq 2^n$.

Se pune problema obținerii cu același număr de bistabile n a unui număr cât mai mare de stări distincte în cadrul unui ciclu, adică a măririi modulului m . Numărul n de bistabile necesare pentru realizarea unui numărător modulo m este $n \geq \log_2 m$.

7.1. Registre elementare

7.1.1. Registrul SISO

Acest tip de registru respectă structura din figura 7.2, formată din n bistabile de tip D. Intrarea D a bistabilului $k + 1$ este conectată la ieșirea Q a bistabilului k . O intrare asincronă activă pe '0' notată nMR

8. Ce este o linie partajată?

Manual pagina 41, subcapitol **Circuite cu trei stări din familia TTL**, figura 3.16 – Linia partajată, cu explicații.

Capitolul 3

Familia de circuite integrate digitale TTL

Curentului de ieșire al circuitului este egal cu curentul rezidual al tranzistorului T_4 respectiv T_3 . Pentru seria standard $I_{OZM} = \pm 40\mu A$.

Circuitul cu trei stări se fabrică de cele mai multe ori ca inversor cu 3 stări, operator neinvertor cu 3 stări și poartă ȘI-NU cu 3 stări. Reprezentarea simbolică pentru circuitele cu 3 stări este cea din figura 3.15.

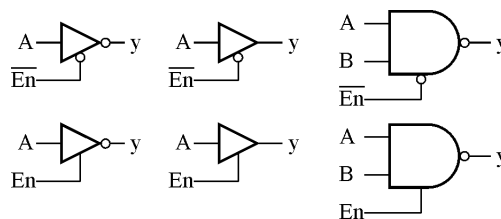


Figura 3.15. Variante de fabricare pentru circuitele cu trei stări.

Avantajul major al acestor circuite este posibilitatea interconectării ieșirilor, legătură care se numește *linie partajată*. În sistemele de calcul mai multe astfel de linii partajate sunt grupate în *magistrale* de semnal: de date, de adrese, de control sau combinații ale acestora.

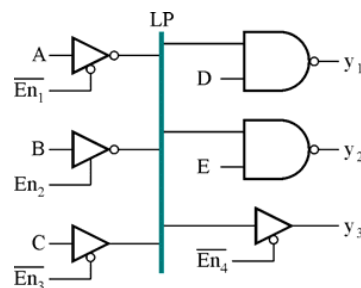


Figura 3.16. Linia partajată.

La linia partajata (figura 3.16) se pot conecta numai *ieșirile* unor circuite cu 3 stări și orice combinație de intrări de circuite logice.

9. Ce tip de bistabile stau la baza realizării numărătoarelor?

Manual pagina 116, subcapitol Clasificarea numărătoarelor

Capitolul 7

Registre și numărătoare

și m = numărul stărilor distincte ale circuitului, în cadrul ciclului de funcționare m purtând și denumirea de modulul numărătorului.

Este posibilă numărarea impulsurilor de tact deoarece fiecărui impuls de tact îi corespunde un cod binar, urmărind valorile de la ieșirile Q . Astfel de circuite pot fi utilizate pentru comanda succesivă întrețesută a n elemente actuatoare.



- **Din experiența proprie prezentați utilizări pentru conversia serie paralel și paralel serie a informației.**
- **Precizați minim două aplicații pentru întârzierea cu circuite numerice a informației.**
- **Căutați în bibliografie și conspectați schema unui numărător în inel.**

7.3. Clasificarea numărătoarelor

1. După *modul de aplicare a impulsurilor de tact*
 - asincrone – tactul se aplică numai bistabilului celui mai puțin semnificativ, următoarele bistabile au semnalul de tact provenit de la ieșirea Q sau $/Q$ a bistabilului precedent;
 - sincrone – impulsul de tact se aplică simultan tuturor bistabilelor.
2. După *modul*
 - Binare $m = 2^n$;
 - Zecimale sau decadice $m = 10$;
 - Modulo $p \neq 2^n$.
3. După *sensul de numărare*
 - directe – acestea numără într-un singur sens în sens direct adică crescător;
 - inverse - acestea numără în sens descrescător
 - reversibile - numără în ambele sensuri adică atât în sens direct cât și în sens invers.

Un numărător care evoluează ciclic prin exact 10 stări se numește zecimal sau decadic. Dacă cele 10 stări sunt 0, 1, 2, ..., 9 atunci el se mai numește numărător BCD (*Binary Coded Decimal*).

Bistabilele utilizate în construcția numărătoarelor sunt de tip T realizate de obicei din bistabile JK sau D-MS, cu $T = 1$ permanent sau uneori cu validarea accesibilă în exterior.

Capitolul 7 **Registre și numărătoare**

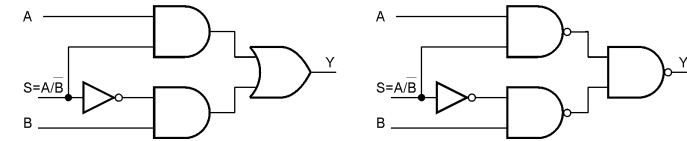


Figura 7.29. Variante de realizare a multiplexorului 2:1.

10. Care este principiul de realizare a numărătoarelor/divizoarelor modulo n?

Manual pagina 120, subcapitol Numărătoare asincrone
zecimale, se alege o poartă ȘI-NU care să decodifice
corespunzător starea binară pentru n; pentru memorarea
impulsului de ștergere se poate eventual adăuga un latch cu
porți (setat de poarta ȘI-NU și șters de semnalul de tact
negat)

7.4.4. Numărătoare asincrone zecimale

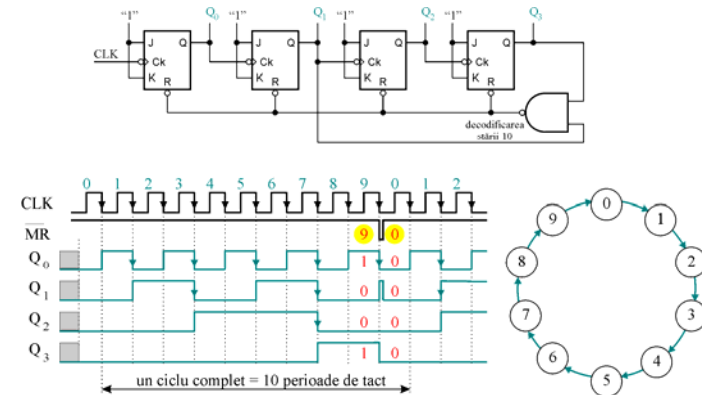


Figura 7.30. Numărător asincron zecimal direct: schemă electrică, diagrame de semnal, diagrama de stări.

Numărătorul zecimal din figura 7.30 este des întâlnit în aplicațiile practice. El se bazează pe structura număratorului asincron binar din figura 7.24 la care se adaugă un circuit de decodificare a stării 10, format dintr-o poartă ȘI-NU. Când numărătorul ajunge în starea 10, ieșirea porții ȘI-NU trece în 0 logic, determinând trecerea număratorului în starea 0, după care ciclul de funcționare se repetă.

7.4.5. Determinarea frecvenței maxime de operare pentru numărătoarele asincrone

Principalul avantaj al numărătoarelor sincrone îl constituie simplitatea arhitecturii, aspect contrabalansat de dezavantajul major al unei frecvențe maxime de operare reduse, datorată propagării succesive a semnalului de tact. Întârzierea produsă de un bistabil este egală cu $t_{pCLR \rightarrow Q}$. Pentru stabilirea frecvenței, maxime de operare

CI□C□IT□ INT□□□AT□ ANAL□□IC□
AN□L 2□S□□ □ST□□L 4

1. Ce se înțelege prin echilibrarea unui AO si care este scopul corectiei caracteristicii sale de frecventa?

Asigurarea lui 0V la iesirea amplificatorului (folosind o retea rezistiva alimentata de la +/-E si conectata la anumiti pini ai integratului) atunci cand intrarile sunt conectate la masa.

Asigurarea stabilitatii amplificatorului pentru orice amplificare cu reactie.

2. Clasificați și exemplificați erorile AO.

Erori de regim static sau de curent continuu (cauzate de offseturi sau decalaje initiale de tensiune si current si de derivatele lor termice)

Erori de regim dinamic (cauzate de banda de frecventa limitata a amplificatorului si de zgomotele proprii ale acestuia)

Erori cauzate de idealizarea functiei de transfer (cauzate de amplificarea finita a AO)

3. Care sunt proprietățile AO ideal?

- 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.

4. Specificați și prezentați câțiva parametri ai AO care caracterizează functionarea sa în regim dinamic.

- **amplificarea de tensiune**, fără reacție, la semnal mare, în condiții de $\pm E$ și R_S precizate. Valoarea amplificării este în mod obișnuit 100.000...300.000;
- **banda de frecvență la amplificarea unitară**, ce reprezintă frecvența de tăiere a axei 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.

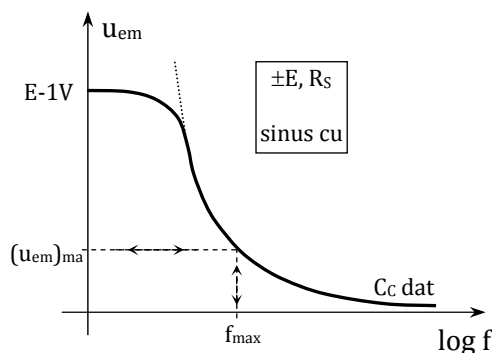


Fig. 2.9. Amplitudinea maximă a semnalului sinusoidal de la ieșirea AO în funcție de frecvență, în condițiile în care sunt precizate δ

5. Amplificatorul de masura (clasic) cu 3 amplificatoare operationale.

Schema clasică de amplificator de instrumentație se realizează 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.

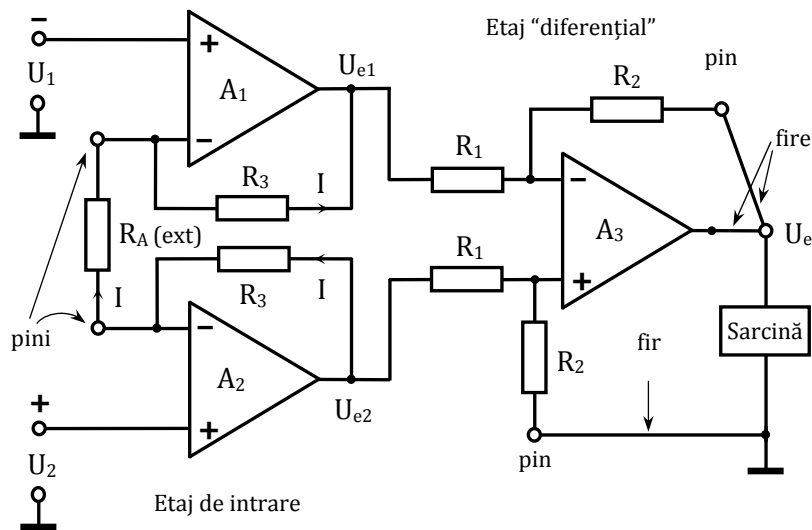


Fig. 3.23. Amplificator de măsură clasic

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):

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

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

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.

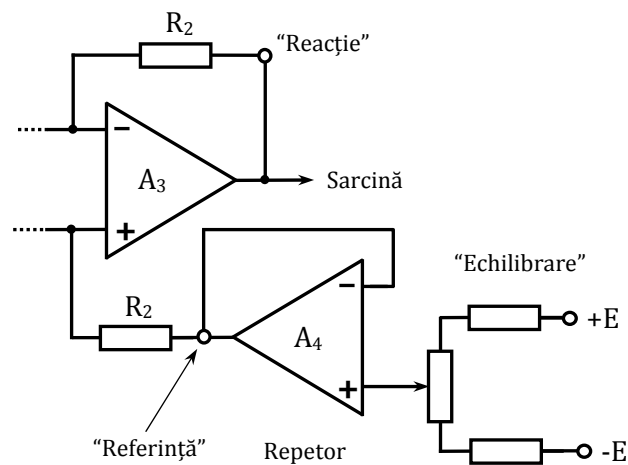


Fig. 3.24. Realizarea echilibrării la amplificatorul de măsură

6. Amplificator inversor cu AO. Schema, expresia amplificarii si conditia de minimizare a erorilor statice. (§3.1)

Amplificatorul inversor (fig.3.1).

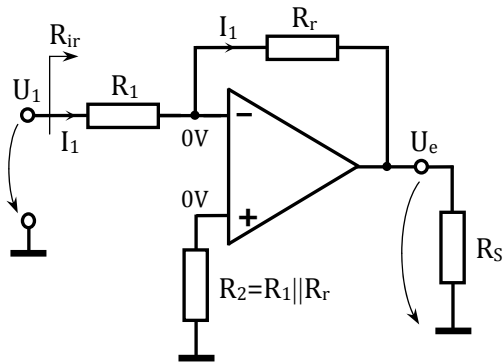


Fig. 3.1. Amplificator inversor cu AO

Amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:

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

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.

7. Amplificator neinvertor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1)

Amplificator neinvertor (fig.3.2).

Amplificarea de tensiune cu reacție este:

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

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:

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

și acum amplificarea lui U_2 poate fi făcută subunitară.

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.

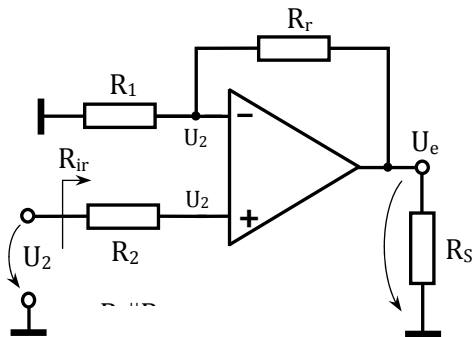


Fig. 3.2. Amplificator neinvertor cu AO

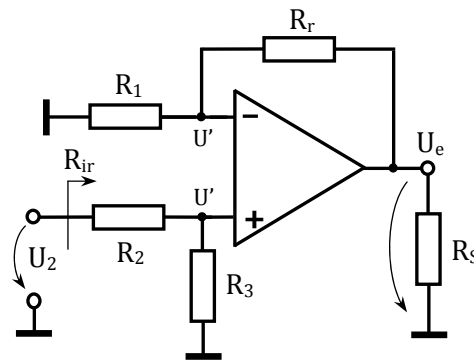


Fig. 3.3. Amplificator neinvertor cu divizor

8. Care este elementul din structura unui redresor de precizie cu AO care permite creșterea cu cel puțin un ordin de mărime a frecvenței maxime de lucru? De ce?

Dioda antisaturatie (conectata între intrarea inversoare și ieșirea AO) menține o reacție negativă locală la AO și evită intrarea sa în saturatie atunci când dioda redresoare se blochează (reducând de circa 10 ori saltul de tensiune pe care trebuie să îl facă ieșirea AO în acel moment).

9. Care e deosebirea funcțională dintre detectorul de amplitudine și detectorul de vârf?

Detectorul de amplitudine urmărește în sens crescător sau descrescător variațiile de amplitudine ale semnalului de intrare, pe când detectorul de vârf reține cea mai mare valoare de tensiune de intrare atinsă pe un interval de timp dat.

10. Ce rol poate avea un AO într-o schemă de stabilizator de tensiune?

Amplificator de eroare - amplifică abaterea unei fracțiuni prestabilite din tensiunea de ieșire față de o fracțiune prestabilită a tensiunii de referință interne a stabilizatorului în scopul menținerii constante a tensiunii de ieșire a stabilizatorului.

SİG NAL İŞİ SİSTEMLERİ

ANALİZ İŞİ SİSTEMLERİ

1. Care este legătura între impulsul unitar și treapta unitară în timp discret?

Pag. 102:

Semnalul discret treaptă unitate, notat $\sigma[n]$ este definit de relația:

$$\sigma[n] = \begin{cases} 1 & \text{pentru } n \geq 0 \\ 0 & \text{pentru } n < 0 \end{cases} \quad (5.13.)$$

Între cele două semnale există relațiile:

$$\delta[n] = \sigma[n] - \sigma[n-1]$$

$$\sigma[n] = \delta[n] + \delta[n-1] + \dots + \delta[n-k] + \dots$$

2. Definiți energia și puterea semnalului în timp discret.

Pag. 101:

Se numește *energie a semnalului*, E_x , respectiv *putere medie a semnalului*, P_x , cantitățile definite mai jos:

$$E_x = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2 ; P_x = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N |x[n]|^2 \quad (5.9.)$$

Se pot defini și în acest caz semnale de energie finită, semnale de putere medie finită, iar interpretarea fizică a acestor noțiuni este aceeași ca și în cazul continuu.

3. Enunțati Teorema lui Parseval.

Pag. 101:

Pentru semnale periodice discrete este valabilă relația lui Parseval care permite evaluarea puterii semnalului periodic discret fie prin cunoașterea eșantioanelor $x[n]$ fie prin cunoașterea coeficienților spectrali a_k :

$$\frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} |x[n]|^2 = \sum_{k=\langle N \rangle} |a_k|^2 \quad (5.36.)$$

4. Ce se intelege prin modulație exponentială (unghiulară) ?

Pag. 191 :

Semnalul purtător este în acest caz un semnal sinusoidal de forma:

$$x_p(t) = A_p \cos(\omega_p t + \varphi_p) = \text{Re}\{x_c(t)\} \quad (7.42.)$$

unde:

$$x_c(t) = A_p \cdot e^{j(\omega_p t + \varphi_p)} \quad (7.43.)$$

Definiție: Modulația de frecvență și fază modifică exponentul (unghiul) purtătoarei, motiv pentru care se mai numesc și modulații exponențiale sau unghiulare

5. Proprietăți ale funcției răspuns la impuls pentru sistemele discrete, liniare și invariante în timp.

Pag.140-141:

Funcția răspuns la impuls caracterizează complet comportarea oricărui SLIT. În consecință proprietățile de stabilitate și cauzalitate vor impune funcției $h[n]$ anumite restricții.

Astfel, stabilitatea SLIT este asigurată dacă și numai dacă $h[n]$ este o funcție absolut sumabilă, adică:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h[n]| < \infty \quad (6.10.)$$

Cauzalitatea SLIT este asigurată dacă:

$$h[n] = 0 \text{ pt. } n < 0 \quad (6.11.)$$

Suma de convoluție permite analiza și descrierea sistemelor interconectate, prin funcția pondere echivalentă.

Suma de convoluție este comutativă. Acest lucru implică egalitatea:

$$x[n] * h[n] = h[n] * x[n] \quad (6.12.)$$

Suma de convoluție este distributivă:

$$x[n](h_1[n] * h_2[n]) = x[n] * h_1[n] + x[n] * h_2[n] \quad (6.13.)$$

6. Ce se înțelege prin filtru FIR? Dați un exemplu.

Pag.145:

Sunt caracterizate de o relație intrare-ieșire de forma:

$$y[n] = b_0 x[n] + b_1 x[n-1] + \dots + b_k x[n-k] + \dots + b_M x[n-M] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k] \quad (6.16.)$$

Se pune problema determinării lui $h[n]$, răspunsul la impuls al filtrului.

Pentru aceasta admitem că $x[n] = \delta[n]$. În consecință, $y[n] = h[n]$ și are expresia:

$$h[n] = \sum_{k=0}^M b_k \cdot \delta[n-k] \quad (6.17.)$$

sau în forma echivalentă:

$$h[n] = \begin{cases} b_n, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{în rest} \end{cases} \quad (6.18.)$$

Sistemul descris de ecuația cu diferențe finite:

$$y[n] = 2x[n] - \frac{1}{2}x[n-1] + x[n-2]$$

Este un filtru FIR.

7. Ce se înțelege prin filtru IIR?

Pag. 149:

Sunt caracterizate de o relație intrare-ieșire de forma:

$$\sum_{k=0}^N a_k \cdot y[n-k] = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x[n-k] ; a_0 \neq 0 , N > M \quad (6.19.)$$

unde a_k și b_k sunt constante reale sau complexe. N reprezintă în acest caz ordinul filtrului. Relația (6.19.) se poate scrie sub forma:

$$y[n] = \sum_{k=0}^M \frac{b_k}{a_0} x[n-k] - \sum_{k=1}^N \frac{a_k}{a_0} y[n-k] \quad (6.20.)$$

Relația (6.20.) arată că eșantionul curent al răspunsului depinde de eșantionul curent al intrării, precum și de M eșantioane anterioare ale intrării și N eșantioane anterioare ale răspunsului. Datorită acestei ultime particularități filtrele cu răspuns infinit la impuls se mai numesc și *filtre recursive*. Relația (6.19.) sau echivalenta acesteia (6.20.) nu caracterizează complet SDLIT. Sunt necesare informații în plus, referitoare la cauzalitatea sistemului și la condițiile inițiale.

8. Definiți transformata Fourier pentru semnalele în timp discret.

Pag.120

Prin definiție, transformata Fourier a unui semnal discret aperiodic $x[n]$, este:

$$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-j\Omega n} \quad (5.37.)$$

Această sumă nu converge pentru orice tip de semnal discret.

Spre exemplu: pentru $x[n] = \sigma[n]$ suma nu e convergentă. De asemenea ea nu converge pentru semnalele exponențiale complexe discrete neatenuate.

Existența transformatei Fourier $X(\Omega)$ implică următoarea condiție necesară și suficientă:

$$|X(\Omega)| = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-j\Omega n} \right| \leq \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]| < \infty \quad (5.38.)$$

Potrivit condiției (5.37.), $x[n]$ trebuie să aparțină clasei semnalelor de modul sumabil. Acestea sunt incluse în clasa semnalelor de energie finită (de pătrat sumabil), datorită inegalității:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2 \leq \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]| \right]^2 < \infty \quad (5.39.)$$

9. Ce reprezintă răspunsul armonic al unui filtru discret ?

Pag.155

Fie un SDLIT cu funcția pondere $h[n]$ la intrarea căruia se aplică semnalul exponențial:

$$x[n] = e^{j\Omega_0 n} ; n \in Z \quad (6.25.)$$

Conform relației (6.8.) răspunsul $y[n]$ al sistemului va fi:

$$\begin{aligned} y[n] &= x[n] * h[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] \cdot x[n-k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] \cdot e^{j\Omega_0(n-k)} = \\ &= e^{j\Omega_0 n} \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] \cdot e^{-j\Omega_0 k} \end{aligned} \quad (6.26.)$$

$$\text{Notăm: } \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k] \cdot e^{-j\Omega k} = H(\Omega) \quad (6.27.)$$

o funcție ce depinde de frecvență și care reprezintă transformata Fourier a răspunsului la impuls $h[n]$.

În aceste condiții (6.26.) devine:

$$y[n] = e^{j\Omega_0 n} \cdot H(\Omega_0) \quad (6.28.)$$

Relația (6.28.) constituie metoda armonică de determinare a răspunsului unui SDLIT.

Metoda armonică permite găsirea cu ușurință a răspunsului la orice semnal de intrare ce poate fi exprimat printr-o sumă (finită sau infinită) de semnale exponențiale complexe, cum ar fi semnalele armonice, semnalele periodice.

Funcția $H(\Omega)$ depinde numai de filtrul discret. Ținând cont de caracterul complex al variabilei funcției putem scrie:

$$H(\Omega) = |H(\Omega)| \cdot e^{j \arg\{H(\Omega)\}} \quad (6.29.)$$

În consecință (6.28.) devine:

$$y[n] = |H(\Omega_0)| \cdot e^{j(\Omega_0 n + \arg\{H(\Omega_0)\})} \quad (6.30.)$$

10. Cum se calculeaza randamentul in cazul modulatiei de amplitudine: P_{2BL} ?

Pag.177

Randamentul sau eficienta transmisiei se apreciaza cu o relație de forma:

$$\eta = \frac{P_{2BL}}{P} \quad (7.17.)$$

unde prin P_{2BL} s-a notat puterea în cele două benzi laterale, iar P este dat de (7.16.):

$$\eta = \frac{\frac{m^2 A_p^2}{4}}{\frac{A_p^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)} = \frac{m^2}{2 + m^2} \quad (7.18.)$$

Întrucât m poate lua valoarea maximă 1 rezultă un randament maxim:

$$\eta = \frac{1}{3} = 0,33 \quad (7.19.)$$

SISTEME DE PRELUCRARE NUMERICĂ CU PROCESOARE

ANUL 2 SEMESTRUL 4

1. Care este rolul magistralelor de adrese (MA), de date si control pentru un SPNP ?

Daca MA are 16 linii, care este dimensiunea de memorie care poate fi adresata ?

Raspunsul este in Capitolul 1/ Subcapitol 1.1./Pagina 1,2

In general, pentru un SPNP cu N linii de adresa, numarul de locatii de memorie adresabile este 2^N .

CAPITOLUL 1

PRINCIPII GENERALE PRIVIND STRUCTURA SI FUNCTIONAREA UNUI SISTEM DE PRELUCRARE NUMERICA

1.1. Structura generala a unui sistem de prelucrare numerica (SPN)

Structura generala a unui SPN este prezentata in figura 1.1_1.

Componenta esentiala a unui SPN este *unitatea aritmetica si logica* (UAL) cu rolul de a realiza operatii aritmetice si logice cum sunt : adunare, scadere, inmultire, incrementare, decrementare, SI, SAU, SAU-exclusiv etc. UAL este un circuit combinational, de unde rezulta necesitatea unor registre de memorare temporara a operandilor si a rezultatului unei operatii.

Registrul cu indicatorii de conditii contine biti (numiti si *fanioane*) care se pozitioneaza pe "0" sau "1" in functie de rezultatul unei operatii efectuate de UAL. Cele mai reprezentative tipuri de fanioane sunt :

- Fanionul Z (de zero). Indica daca rezultatul unei operatii este nul sau nenul ($Z=1$ pentru rezultat nul)
- Fanionul S (de semn). Indica daca rezultatul unei operatii este negativ sau pozitiv ($S=1$ pentru rezultat negativ)
- Fanionul C (de transport). Indica daca in operatie a aparut sau nu transport din rangul cel mai semnificativ ($C=1$ daca a aparut transport)
- Fanionul V (de depasire). Indica daca rezultatul operatiei este sau nu afectat de o eroare de depasire a capacitatii de operare a UAL($V=1$ daca este eroare de depasire)
- Fanionul P (de paritate). Indica daca rezultatul operatiei precedente are un numar impar respectiv par de biti cu valoarea "1" ($P=1$ pentru numar par de biti cu valoarea "1")

Legatura intre componentele unui SPN se realizeaza prin semnale electrice grupate pe trei magistrale.

Magistrala de adrese selecteaza in mod unic o locatie de memorie, un port sau un registru, printr-un cuvint binar numit *adresa*.

Pe *magistrala de date* are loc transferul de informatie utila (de date) intre componentele SPN.

Semnalele *magistralei de control* realizeaza sincronizarea transferului pe

magistrala de date si precizeaza tipul operatiei : citire / scriere, lucru cu memoria / cu porturile.

Registru numator de program (PC – Program Counter sau IP – Instruction Pointer) are rolul de a indica adresa de la care urmeaza a se citi urmatoarea instructiune. Acest registru functioneaza, de regula, in regim de numarare (incrementare) si doar in cazul instructiilor de salt, apel de subrutina si revenire din subrutina in regim de incarcare paralela.

Registrul de instructiuni (IR – Instruction Register) pastreaza codul operatiei care face obiectul instructiunii. Are extensii in care se pastreaza informatii conexe codului operatiei cum ar fi informatiile privind locul in care se afla operanzii sau unde trebuie depus rezultatul.

Circuitele de decodificare au rolul de a decodifica codul operatiei memorat in IR.

Unitatea de control si sincronizare are rolul de a genera ansamblul semnalelor necesare pentru executia completa a instructiunii decodificate.

Generatorul de tact are rolul de a furniza un semnal de pilotare temporal cu care se sincronizeaza intreaga activitate a unitatii de control si in consecinta a intregului SPN.

Funcția de prelucrare numerica este realizata de catre sistem prin executia secventiala a unor instructiuni depuse in *memoria de program* si adresate prin registrul PC.

Memoria de date se utilizeaza pentru memorarea datelor cu care se lucreaza si care pot fi constante sau variabile pe parcursul executiei programului.

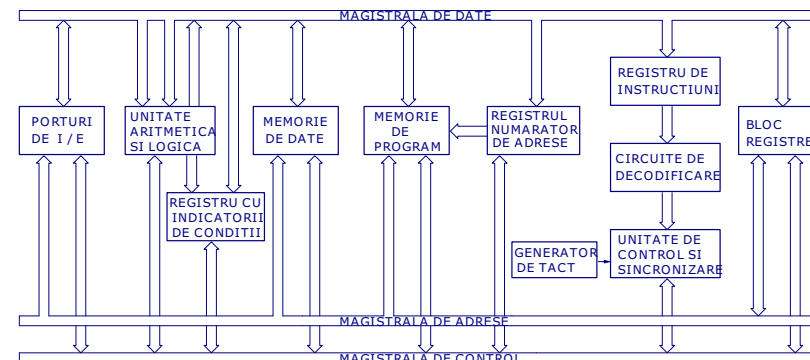


Fig. 1.1_1. Structura generala a unui sistem de prelucrare numerica

2. Ce se intelege prin capacitatea de intrerupere pentru un SPNP. Ce inseamna tratarea intreruperilor prin vectorizare ? Raspunsul este in Capitolul 1/ Subcapitol 1.2./ Pagina 3,4

CAP.1. PRINCIPII GENERALE PRIVIND STRUCTURA SI FUNCTIONAREA UNUI SPN

Blocul de registre este specific fiecarui SPN si contine atit registre generale de lucru cit si registre dedicate (speciale) prin structura sistemului. Astfel exista registre dedicate care se utilizeaza ca surse cu operanzi sau ca destinatii ale rezultatelor pentru anumite operatii.

Un registru special este registrul *acumulator* notat cu A sau ACC utilizat ca sursa si destinatie in multe operatii aritmetice, logice si de transfer.

Un registru dedicat care exista in toate tipurile de SPN este registrul *indicator al virfului de stiva*(SP) care pastreaza pointerul la locatiile de memorie gestionate dupa principiul stivei – “ultimul intrat ,primul ieseit “ (LIFO – Last In, First Out).

Transferul de date intre SPN si echipamentele de intrare / iesire (I/E) se realizeaza prin *porturi de I/E*.

Funcția de prelucrare numerică este realizată de către sistem prin executia secventială a unor instructiuni care implementează operatii aritmetice, logice, si de transfer. O instructiune este definită prin 1 – 4 cuvinte de 8 sau 16 biti care contin codul operatiei de executat, operanzii sau adresele operanzilor si adresa destinatiei.

Rularea unei instructii are 2 etape :

1. Extragerea sau aducerea(fetch) codului operatiei si informatiilor privind locul operanzilor si/sau rezultatului
2. Executia propriu-zisa a instructiunii

Etapa 1 cuprinde un ciclu de citire din memorie identic pentru toate instructiile. In cadrul acestui ciclu se citește locatia cu adresa indicata de PC si continutul ei se aduce in IR.

Etapa 2 cuprinde unul sau mai multe cicluri de citire respectiv scriere din / in memorie, specifice fiecărei instructii. Intreaga succesiune de activare / dezactivare a semnalelor necesare este asigurata de unitatea de control si sincronizare.

In general, realizarea unui SPN se bazeaza pe utilizarea unui circuit integrat de tip *microprocesor, microcontroler sau procesor de semnal*. De exemplu, un microprocesor Z80 nu contine din structura prezentata memoria interna si porturile I/E. Un microcontroler 8051 contine insa toate componentele din structura unui SPN.

1.2. Capacitatea de intreruperi

Conlucrarea dintre SPN si echipamentele periferice ar fi mai eficienta daca acesta ar avea capacitatea de a executa, in momente de timp necunoscute apriori, cind anumite evenimente exterioare o cer, secvente de instructii adecvate acestora, neincluse in programul in rulare ci stocate in zone de memorie prestabilite. D.p.d.v. logic aceste secvente de instructii apar ca si cum ar fi inserate in programul in rulare.

CAP.1. PRINCIPII GENERALE PRIVIND STRUCTURA SI FUNCTIONAREA UNUI SPN

Aceasta capacitate a fost denumita conceptual *intrerupere* bazat pe faptul ca ea conduce la intreruperea temporara a rularii programului care detine controlul asupra SPN. Astfel, executia programului de baza, numit program principal poate fi intrerupta de o cerere de intrerupere efectuata de un port asociat unui echipament periferic de I/E. Acceptarea cererii, determina, dupa terminarea instructiunii in curs de executie, apelul unei subrutine de tratare a intreruperii specifica sursei a carei cerere de intrerupere a fost acceptata. Dupa executia acesteia, SPN revine la executia programului principal incepind cu instructiunea urmatoare celei dupa care s-a acceptat intreruperea. Pentru executia corecta a programului principal, se impune ca la inceputul si la sfirsitul subrutinei de intrerupere sa se salveze, respectiv sa se restabileasca starea programului intrerupt. De exemplu, operatiile de salvare si restaurare vizeaza continuturile registrelor interne cu care opereaza si programul principal si subrutina de intrerupere. Salvarea se poate face, de exemplu, in memoria stiva cu instructiunea PUSH, iar restaurarea din stiva cu instructiunea POP.

Sursele de cereri de intrerupere pot fi *nemascabile* sau *mascabile*. O sursa se numeste nemascabila daca nu exista posibilitatea de blocare prin program a acceptarii de catre SPN a cererilor de intrerupere corespunzatoare sursei. In cazul surselor mascabile exista posibilitatea de validare sau invalidare prin program a acceptarii de catre SPN a cererilor de intrerupere corespunzatoare. Validarea sau invalidarea se poate realiza global, pentru toate sursele de cereri de intrerupere mascabile sau individual, pentru fiecare sursa.

Deoarece, la un moment dat, un SPN poate deservi o singura cerere de intrerupere, prin rularea subrutinei de intrerupere corespunzatoare, rezulta necesitatea stabilirii unei ordini de prioritate a surselor de cereri de intrerupere, ordine bazata pe criterii functionale si realizata atit prin structura sistemului cit si prin programare.

In general intreruperile sunt tratate prin *vectorizare* care consta in urmatoarele : se atribuie cite un numar (*index*) fiecărei cereri de intrerupere care trebuie sa duca la executia unei subrutine specifice. Dupa o anumita regula, cind o anumita intrerupere este acceptata de SPN acesta foloseste indexul pentru a calcula adresa la care se gaseste prima instructiune din subrutina care trebuie executata. In acest scop se creaza in memorie o asa numita *tabela de vectori de intrerupere*, fiecare vector reprezentind adresa la care se afla prima instructiune din cadrul unei subrutine de tratare a intreruperii. Deoarece pentru fiecare intrerupere sunt necesare 2 locatii de memorie in tabela (adrese pe 2 octeti), adresa la care se afla vectorul corespunzator unei intreruperi se calculeaza inmultind indexul acesteia cu 2. Tratarea unei intreruperi decurge astfel :

- Un dispozitiv activeaza cererea de intrerupere
- La sfirsitul instructiei in executie, cind in registrul PC se afla adresa urmatoarei instructii, microprocesorul anunta ca a acceptat cererea de intrerupere

3. Cum este organizata memoria unui microcontroler 80C552 ?

Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.1.2./ Pagina 33,34,35

1/2

P0.0-0.7 - este un port de I/O pe 8 biti cu iesiri de tip "colector in gol". In timpul accesarii memoriei externe liniile portului au functii de magistrala de adrese/date, multiplexata in timp

P1.0-1.7 - este un port de I/O pe 8 biti . Liniile portului pot avea si functii alternative

P2.0-2.7 - este un port de I/O pe 8 biti . In timpul accesarii memoriei externe, liniile portului au functii de magistrala de adrese continind octetul mai semnificativ al adresei.

P3.0-3.7 - este un port de I/O pe 8 biti . Liniile portului pot avea si functii alternative

P4.0-4.7 - este un port de I/O pe 8 biti . Liniile portului pot avea si functii alternative

P5.0-5.7 - este un port de intrare pe 8 biti . Liniile portului pot avea si functia alternativa de intrari pentru convertorul analog-numeric

RST - intrare/iesire RESET - ca intrare un nivel "1" realizeaza initializarea circuitului; ca iesire genereaza un impuls la depasirea capacitatii timer T3 (se realizeaza si un reset intern)

XTAL1, XTAL2 - intre cei doi pini se conecteaza cristallul de cuart pentru oscilatorul intern sau la XTAL1 se aduce semnalul de tact extern cind se utilizeaza un oscilator extern

V_{SS} - masa digitala

PSEN - *Program Store Enable* - iesire "0" activa; reprezintă strobul de citire din memoria program externa si este activ în fiecare ciclu masina de extragere a codului operatiei . *PSEN*/ nu este activat la accesarea memoriei de date externa

ALE - *Address Latch Enable* - iesire "1" activa; semnal folosit pentru memorarea octetului mai putin semnificativ al adresei, intr-un latch extern, pentru adresarea memoriei externe

EA - *External Access* - intrare pentru circuit; cind valoarea adusa la pin este "0" logic procesorul executa instructii din memoria program externa, daca valoarea adusa este "1" logic se executa instructii din memoria program interna atit timp cit numarul de program este mai mic decit 8192 (vezi organizarea memoriei)

AV_{REF-} - tensiunea de referinta "low" pentru convertorul analog- numeric

AV_{REF+} - tensiunea de referinta "high" pentru convertorul analog- numeric

AV_{SS} - masa analogica

AV_{DD} - tensiunea de alimentare analogica

3.1.2. Organizarea memoriei

Microcontrolerul 80C552 are spatiul de adrese separat pentru memoria program (MP) si pentru memoria de date (MD). Organizarea memoriei este prezentata in figura 3.1.2_1.

MP este de 64 Kocteti, intreg spatiul fiind extern circuitului, situatie in care pinul *EA*/ este conectat, prin "strapare" la "0" logic. MP este de tip ROM ea putind fi numai citita.

MD este de tip RAM si este împartita în doua blocuri: interna si externa. In interiorul circuitului se gasesc 256 octeti iar în exterior este disponibil un spațiu de 64 de Kocteti.

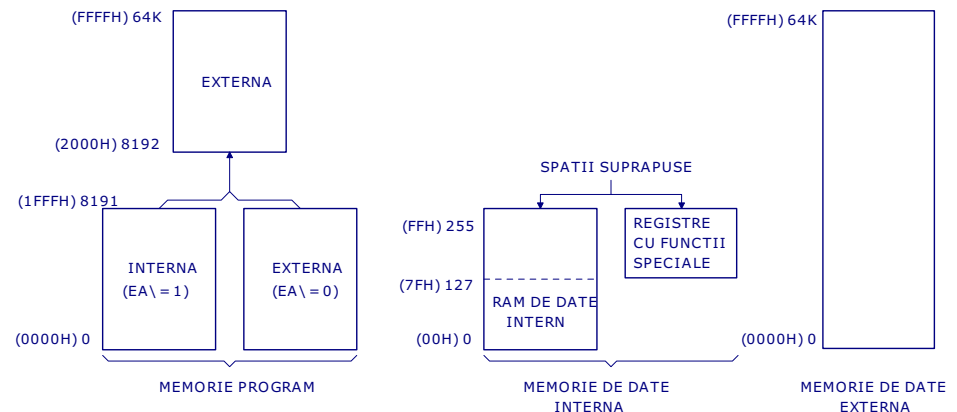


Fig. 3.1.2_1. Organizarea memoriei

MD internă (figura 3.1.2_2) este impartita in trei zone distincte:

- zona de adrese 00H - 7FH (128 octeti "low") - poate fi adresata direct și indirect.
- zona de adrese 80H - FFH (128 octeti "high") - poate fi adresata numai indirect prin registru.
- zona de adrese 80H - FFH (spatiul registrelor cu functii speciale) - este rezervata pentru SFR-uri (porturi, PSW-ul, timere, SP-ul, acumulator etc.), si poate fi adresata numai direct. Ultimele doua zone, desi au aceeasi adresa, sunt separate fizic.

Cind o instructie adreseaza o locatie internă cu adresa mai mare decit 7FH, CPU stie daca accesul este la octetii 128 superiori sau la SFR prin modul de adresare utilizat in instructie. Instructiile care utilizeaza adresare directa acceseaza spatiul SFR. De exemplu:

MOV 0A0H,data

acceseaza spatiul SFR, locatia 0A0H (care este P2).

Instructiile care folosesc adresare indirecta, acceseaza octetii 128 mai semnificativi. De exemplu:

MOV @R0,data

3. Cum este organizata memoria unui microcontroler 80C552 ?

Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.1.2./ Pagina 33,34,35

2/2

CAP.3. MICROCONTROLLERUL 80C552

unde R0 contine valoarea 0A0H acceseaza octetul de date la adresa 0A0H si nu portul P2.

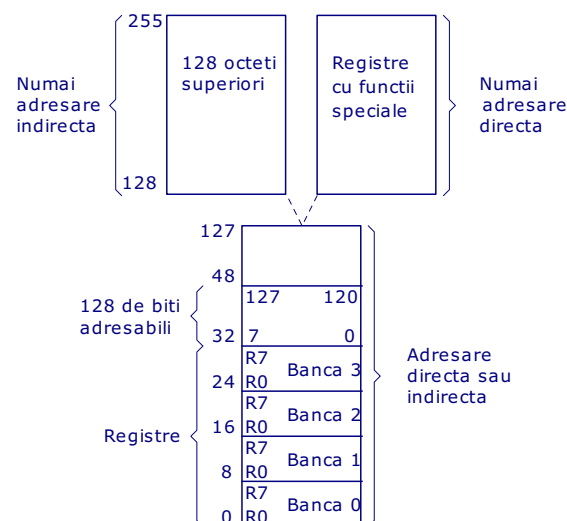


Fig. 3.1.2 2. Organizarea memoriei interne de date

Zona de adrese 00H – 7FH a RAM-ului intern este impartita astfel :

- zona pentru registrii R0-R7, de 32 octeti (de la 00H la 1FH), împartita la rindul ei în 4 "banci" a câte 8 octeti, fiecare octet reprezentind un registru general R0-R7. Numai o singura banca poate fi activa la un moment dat, ea fiind selectata prin program cu ajutorul bitilor RS1 și RS0 din registrul de stare PSW (figura 3.1.2_3). După o operatie de reset este activa banca 0 și SP este initializat la 07H.
- zona de lucru pentru procesorul boolean considerata ca memorie adresabila pe bit de la 20H până la 2FH (128 de adrese de bit).
- zona de lucru generala de la 30H pina la 7FH.

PSW

CY	AC	F0	RS1	RS0	OV	-	P
----	----	----	-----	-----	----	---	---

unde: CY - fanionul "carry"; poate fi setat/ resetat hard sau soft

AC - fanion "carry" auxiliar (pentru operatii BCD)

F0 - fanion ce poate fi definit de catre utilizator

RS1 RS0 - se folosesc la stabilirea grupei de registre folosita

0 0 - se selecteaza BANK 0

0 1 - se selecteaza BANK 1

4. Care este rolul registrelor cu functii speciale (SFR) pentru programarea unui microcontroller?

Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.1.3./ Pagina 36

CAP.3. MICROCONTROLLERUL 80C552

1 0 - se selecteaza BANK 2
1 1 - se selecteaza BANK 3
OV - fanion depasire; este setat/ resetat hard daca se constata depasire de capacitate
P - fanion de paritate; este setat/ resetat hard

Fig. 3.1.2_3. Registru de stare PSW

Pentru conectarea memoriei externe, adresele necesare selectiei sunt obtinute de la porturile P0 și P2. Liniile portului P0 au functii de magistrala de adrese/date multiplexate în timp. În momentul în care pe liniile P0.0 - P0.7 se afla adrese (A0-A7) microcontrollerul activeaza semnalul ALE care este strobul de validare a adreselor, și este folosit pentru memorarea adreselor într-un latch de adresa. Liniile portului P2 vor conține adresele A8-A15.

Pentru accesarea MP microcontrollerul activeaza semnalul PSEN/ (Program Strobe Enable) care are rolul de strob de citire. Accesarea MD în ciclurile de citire respectiv scriere se face prin folosirea semnalelor RD/ și WR/ (semnale obtinute de la pinii P3.7 și P3.6 ai portului P3) ca stoburi de citire respectiv scriere din / in MD. În cazul accesarii MD interna semnalele RD/ și WR/ nu se activeaza.

Accesarea MP se face în cicluri de extragere a codului instructiunii utilizind adrese pe 16 biti generate prin intermediul registrului PC. Pentru accesarea MD externe se pot utiliza adrese pe 16 biti, folosind registrul DPTR , sau adrese pe 8 biti, folosind adresarea indirecta prin registru .

3.1.3. Registre cu functii speciale (SFR)

Registrele SFR includ porturile, numaratoarele, registre pentru controlul interfetelor, etc. Acestea pot fi accesate doar prin adresare directa, adresele, care pot fi atit de octet cit și de bit sunt cuprinse între 80H și FFH.

Tabelul 3.1.3_1 prezinta registrele SFR .

Se observa ca nu toate adresele sunt ocupate. Adresele neocupate nu sunt implementate, astfel incit citirea lor va returna valori aleatoare, iar scrierea lor nu va avea nici un efect. De asemenea, 16 registre, IP1, B, IEN1, ACC, S1CON, PSW, TM21R, P4, IP0, P3, IEN0, P2, S0CON, P1, TCON, P0 pot fi accesate la nivel de bit, adresa celui mai puțin semnificativ bit fiind adresa registrului, iar adresa celui mai semnificativ bit fiind adresa registrului + 7.

5. Un timer poate fi programat ca numarator sau temporizator. Care este deosebirea intre cele doua notiuni ?

Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.3.1./ Pagina 47

CAP.3. MICROCONTROLLERUL 80C552

3.3. Sistemul de numarare/temporizare al microcontrollerului 80C552

3.3.1. Preliminarii

Microcontrollerul 8x552 contine trei numaratoare/temporizatoare de 16 biti denumite Timer 0 - T0 , Timer 1 - T1, Timer 2 - T2 și un temporizator de control, de 8 biti, Timer 3 - T3 .

In principiu, un numarator/temporizator pentru microcontrollerul 8x552 este format dintr-un registru de numarare (pe 8 sau 16 biti) care se incrementeaza la fiecare impuls de actionare extern sau intern (ciclu masina).

In momentul depasirii capacitatii registrului de numarare, se seteaza un fanion de intrerupere, se genereaza o intrerupere (daca intreruperile sunt validate) si se face un salt in rutina de tratare a intreruperii.

Numararea este declansata explicit prin control hard sau soft si porneste din zero sau dintr-o valoare care se incarca prealabil in registrul de numarare.

In modul de lucru *numarator* ("*counter*"), continutul registrului este incrementat la fiecare tranzitie din "1" în "0" (front negativ) a semnalului de intrare. Deoarece sunt necesare două cicluri masina (24 perioade de tact) pentru recunoasterea unei tranzitii, frecventa maxima de numarare este de 1/24 din frecventa de tact.

In modul de lucru *temporizator* ("*timer*"), continutul registrului este incrementat la fiecare ciclu masina executat. Astfel, deoarece un ciclu masina contine 12 perioade de tact, frecventa maxima de numarare este de 1/12 din frecventa de tact.

3.3.2. Timer 0 si Timer1

Resursele hard ale T0, respectiv T1, sunt urmatoarele:

- 2 registre de numarare pe 8 biti, TL0 si TH0 (pentru T0), respectiv TL1 si TH1 (pentru T1), care pot fi utilizate concatenate, pentru a obtine un registru pe 16 biti
- 1 registru pe 8 biti pentru programarea modului de lucru, TMOD ("Timer MODE") - fig.3.3.2_1
- 1 registru pe 8 biti pentru control, TCON ("Timer CONtrol") - fig.3.3.2_2

Registrul TMOD este comun ambelor timere; cei patru biti mai semnificativi programeaza T1, iar ceilalti T0.

Bitii M0, M1 selecteaza unul din cele patru moduri de operare. Modurile 0,1 și 2 sunt identice pentru ambele timere, iar modul 3 este diferit.

Bitul C/T selecteaza intre numarator sau temporizator.

Bitul GATE selecteaza modul de validare (de pornire) a numararii: validare hard (GATE=1) sau validare soft (GATE=0).

6. Care este rolul unui timer de tip “watchdog” într-un sistem cu microcontroler? Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.3.4. / Pagina 56

CAP.3. MICROCONTROLLERUL 80C552

depasire capacitate registru pe 16 biti (T2) prin bitul T2OV (TM2IR.7). Se poate programa ca una sau amindoua din depasirile de capacitate sa genereze intreruperi prin bitii T2IS0 (TM2CON.6) si T2IS1 (TM2CON.7). Ambele intreruperi au acelasi vector de adresa.

Toate fanioanele de intrerupere asociate lui T2 trebuie resetate prin program.

3.3.4. Timer 3 (T3)

Microcontrolerul 80C552 include un timer de control ("watchdog") alcatuit dintr-un divizor de frecventa pe 11 biti si un temporizator de 8 biti (T3). Schema bloc este prezentata in figura 3.3.4_1.

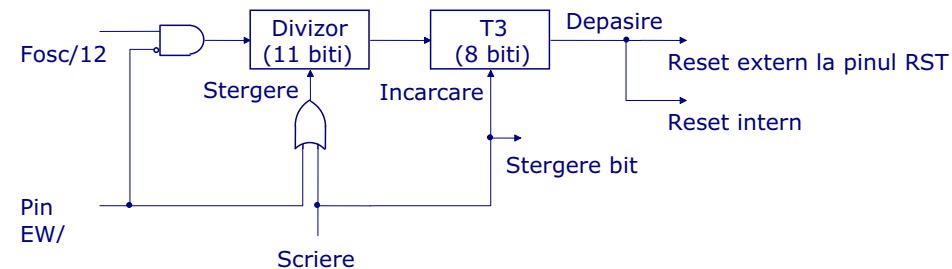


Fig. 3.3.4_1. Schema bloc pentru Timer 3

Frecventa cu care este incrementat T3 rezulta din formula:

$$f_{\text{timer}} = \frac{f_{\text{osc}}}{12 * 2048}$$

La depasirea capacitatii registrului T3, microcontrolerul este resetat si este generat si un impuls la pinul RST. Pentru a preveni acest lucru, registrul T3 trebuie reincarcat periodic de programul care ruleaza. Astfel, daca procesorul functioneaza anormal (hard sau soft) programul care rulează nu efectueaza la timp reincarcarea T3, fapt ce duce la generarea unui reset intern, care impiedeca astfel o functionare anormala a microcontrolerului.

T3 poate fi reincarcat doar dacă fanionul WLE (PCON.4) a fost setat prin soft. In momentul reincarcarii T3 fanionul este automat resetat. Intervalul de timp dupa care poate apare automat resetul depinde de valoarea care se incarca în numarator si poate varia, de exemplu, între 2 ms și 0.5 s pentru frecventa de oscilatie de 12 Mhz.

T3 este controlat extern prin semnalul /EW : "0" logic valideaza timerul si invalideaza modul "Power-down", iar "1" logic face actiunea inversa. In modul "Idle" timerul ramine activ.

7. Programarea si functionarea unei resurse a microcontrolerului se poate face cu sau fara intreruperi. Care este diferenta dintre cele 2 abordari ?

Intr-o aplicatie, programarea unei resurse a microcontrolerului se poate realiza, in principiu, in doua moduri:

- *fara intreruperi, prin interogare (“polling”) , testind un fanion de stare pentru a determina momentul producerii unor evenimente (de ex. sfirsit conversie analog-numeric, receptie seriala a unui caracter).*
- *prin intreruperi. In acest caz, programatorul trebuie sa scrie o subrutina de tratare a intreruperii unde se ajunge automat (prin mecanisme hard) atunci cind se produce evenimentul.*

Precizarile anterioare sunt valabile pentru sistemul de numarare/temporizare, convertor analog-numeric, interfata seriala .

8. Care este rolul modurilor speciale de reducere a puterii consumate pentru un microcontroler ?

Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.4.4./ Pagina 69

CAP.3. MICROCONTROLERUL 80C552

generat de T3 (3 cicluri masina) va activa tranzistorul de “pull – up” care “trage” la “1” logic linia RST.

Dupa reset, registrele SFR iau valori bine determinate, iar continutul RAM-ului intern nu este afectat.

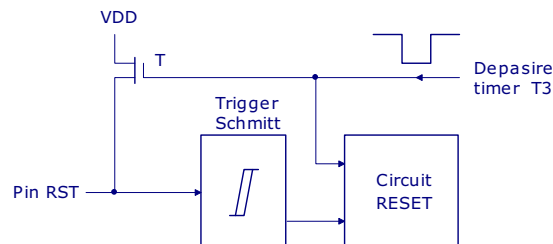


Fig. 3.4.3_1. Circuitul pentru RESET

Resetarea procesorului se poate obtine si la punerea sub tensiune, obtinindu-se asa numitul *reset automat* . In acest caz, se leaga pinul RST la VDD prin intermediul unui condensator de 2,2 μ F. Deoarece impulsul scurt generat de T3 nu poate descarca acest condensator, schema poate fi utilizata doar daca nu se are in vedere validarea “watchdog”. In caz contrar, trebuie utilizat un circuit separat pentru reset la punerea sub tensiune.

3.4.4. Modurile Idle si Power down

80C552 dispune de doua moduri speciale de reducere a puterii consumate, *Idle* si *Power down*, activate prin setarea unor biti din registrul PCON(figura 3.4.4_1).

Modul Idle, activat prin setarea bitului IDL (PCON.0), permite ca intreruperile, porturile seriale si Timerele 0 si 1, Timer 3 sa continue sa functioneze in timp ce procesorul, Timer T2, PWM0, PWM1 si ADC sunt oprite.

Odata instalat modul Idle, starea procesorului , continutul RAM si toate registrele SFR ramin intacte. Exista doua metode de a iesi din starea Idle:

- activarea oricarei intreruperi validate va duce la terminarea acestui mod; dupa procesarea intreruperii (dupa executia instructiunii RETI), se revine la urmatoarea instructie de executat, dupa cea care a dus la instalarea modului Idle; fanioanele GF0 si GF1 se pot folosi pentru a sti daca intreruperea a fost receptionata in timpul executiei normale sau in timpul modului Idle;
- prin reset hard extern sau prin reset intern cauzat de depasirea capacitatii lui T3. Deoarece tactul este validat, resetul hard trebuie sa fie activ cel putin pe durata a doua cicluri de masina.

9. Care sunt caracteristicile unui semnal generat pe iesirea PWM, care pot fi modificate prin programarea registrilor microcontrolerului 80C552 ?

Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.4.1./ Pagina 65

CAP.3. MICROCONTROLLERUL 80C552

3.4. Iesiri PWM. Bloc conversie analog - numerica

Circuitele de tact si de reset. Modurile Idle si Power down

3.4.1. Iesiri PWM

Microcontrolerul 80C552 contine doua canale (iesiri) pe care se pot genera impulsuri cu frecventa si factor de umplere programat (“pulse width modulation outputs”). Schema bloc este prezentata in figura 3.4.1_1

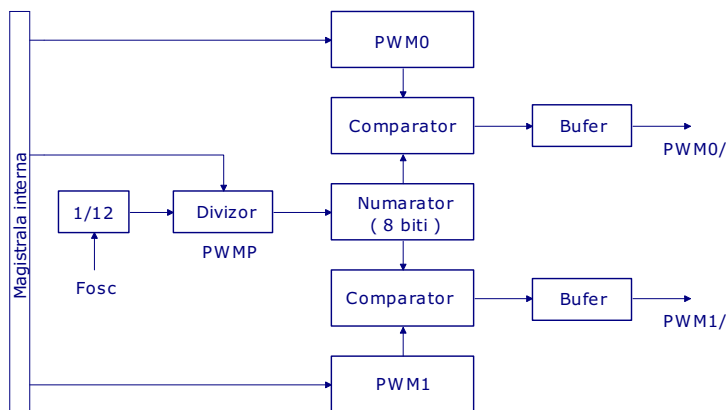


Fig. 3.4.1_1. Schema bloc pentru iesiri PWM

Resursele hard sunt urmatoarele:

- Registrul PWMP pe 8 biti, comun ambelor canale, cu rol de divizor de frecventa
- un registru de numarare pe 8 biti
- pentru fiecare canal, un registru asociat PWM0, respectiv PWM1, un comparator pe 8 biti si un bufer pentru formarea semnalelor de iesire

Frecventa de tact (Fosc) divizata succesiv cu 12 si cu registru PWMP actioneaza numarul comun celor doua canale care numara modulo 255 (deci intre 0 si 254 inclusiv).

Valoarea acestuia este comparata permanent cu continutul celor doua registre PWM0 si PWM1; daca continutul registrului este mai mare decit continutul numaratorului iesirea corespunzatoare a canalului este pusa pe zero, iar daca este mai mic sau egal, iesirea corespunzatoare este pusa pe unu. Astfel registrele PWMi determina factorul de umplere al semnalelor generate in domeniul 0 - 255/255

CAP.3. MICROCONTROLLERUL 80C552

programabil in increменти de 1/255. Frecventa semnalelor obtinute la cele doua iesiri este data de relatia:

$$f_{PWM} = \frac{f_{osc}}{2 * (1+PWMP) * 255}$$

iar valoarea PWMP pentru o frecventa dorita f_{PWM} este:

$$PWMP = \frac{f_{osc}}{f_{PWM} * 2 * 255} - 1$$

De exemplu, pentru frecventa de oscilatie de 12MHz rezulta f_{PWM} intre 92 Hz si 23,5 KHz.

Asa cum am mentionat, PWMP are rol de registru de divizare, factorul de divizare fiind dat de relatia:

$$\text{factor de divizare} = (PWMP) + 1$$

Daca registrele PWMi se incarca cu 00H sau FFH iesirile PWMi pot fi mentinute la un nivel constant de “1” respectiv “0”.

3.4.2. Bloc conversie analog - numerica

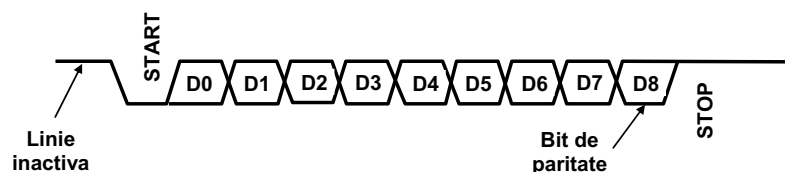
Blocul de conversie analog - numerica (BCAN) contine un multiplexor analogic pe 8 canale si un convertor analog - numeric cu rezolutia de 10 biti. Conversia necesita 50 de cicluri masina, adica 50 microsecunde la frecventa de tact de 12 MHz. Schema bloc este prezentata in figura 3.4.2_1.

BCAN este controlat prin registrul ADCON (figura 3.4.2_2).

Selectia, pentru conversie, a uneia din cele 8 intrari analogice (pe portul de intrare P5), se face prin bitii AADR2, AADR1 si AADR0 din registrul ADCON. Modificarea acestor biti se poate face doar cind bitii ADCI (ADCON.4) si ADCS (ADCON.3) sunt la “0” logic.

Startul pentru o conversie analog - numerica se poate face extern, de la pinul STADC, daca bitul ADEX = 1 (ADCON.5) sau intern, prin program. In ambele cazuri trebuie setat, prin program, bitul ADCS (ADCON.3), iar logica interna asigura ca acest bit sa ramina pe “1” atit timp cit se executa conversia. La sfirsitul acesteia, ADCS este resetat iar fanionul de intrerupere ADCI, setat. ADCS nu poate fi sters iar ADCI setat prin program (ci numai prin hard).

10. Figura reprezinta diagrama pentru schimbul de date prin interfata seriala in modul serial asincron. Precizati secventa de biti transmisi pe linia seriala pentru transferul caracterului 41H, pentru 8biti/caracter, paritate para, un bit de STOP.



Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.5.1./ Pagina 73

Caracterul 41H(adica in hexazecimal) se transforma in binar, iar D0-D7 sunt bitii acestei reprezentari binare.

Paritate para inseamna ca bitul D8, trebuie ales astfel incit intreaga reprezentare (D0-D8) trebuie sa aiba un numar par de biti de 1.

3.5. Interfata seriala UART a microcontrolerului 80C552

3.5.1. Preliminarii

Transferul serial al datelor între două echipamente se realizează sub forma bit după bit pe o singură linie fizică.

După direcția de deplasare a datelor, transferurile seriale se împart astfel:

- simplex – transfer unidirecțional, de la un transmitor la un receptor, pe o singură linie de semnal (plus linia de masă corespunzătoare).
- semi-duplex (half-duplex) – transfer bidirecțional desfășurat la momente de timp diferite pe o singură linie de semnal.
- duplex (full duplex) – transfer bidirecțional, care poate avea loc simultan și necesită două linii de semnal.

După modul de sincronizare între transmitor și receptor, există două modalități de transfer: asincron și sincron.

Transferul asincron numit și transfer pe caracter (fig. 3.5.1_1), începe cu un bit de START ("0" logic) folosit pentru sincronizarea cu receptorul. Urmuiează bitii caracterului, începând cu cel mai puțin semnificativ (5, 6, 7 sau 8 biti de date pe caracter). Bitul (optional) de paritate are rolul de a detecta o eroare de transfer singulară sau un număr impar de erori. Transferul se încheie cu 1, 1½ sau 2 biti de STOP ("1" logic) prevăzuți pentru a asigura o separare între două caractere consecutive. De asemenea, procesorul poate prelua caracterul asamblat de interfata serială pentru a evita suprascrierea acestuia.

Transferul sincron numit și transfer pe bloc (sau mesaj) începe cu unul până la cinci caractere speciale cu rol de sincronizare. Urmuiează bitii caracterului care alcătuiesc blocul și care sunt transmiși și recepționați sincronizat cu un tact generat de transmitor. Este necesară, în general, o linie de tact separată, dar există și tehnici care permit combinarea datelor și a tactului pe aceeași linie.

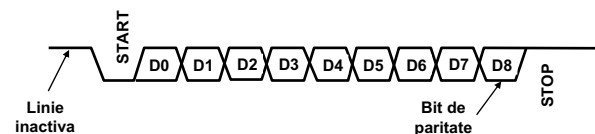
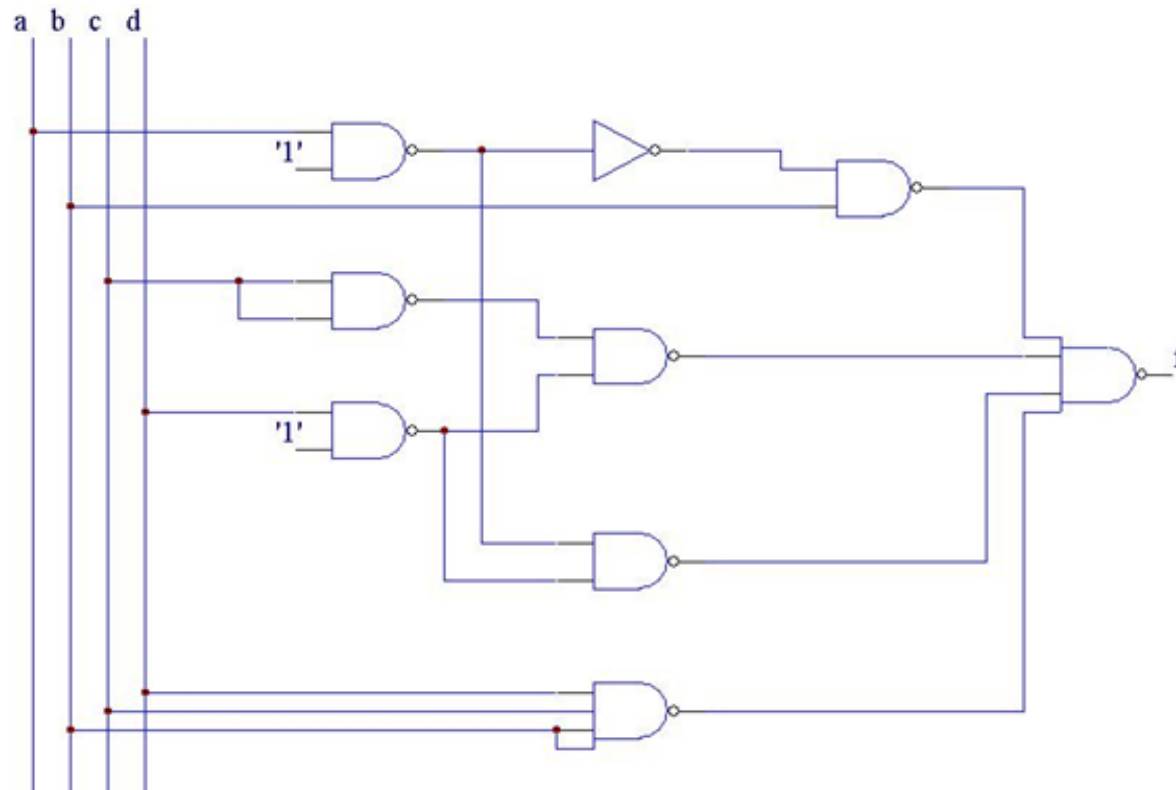


Fig. 3.5.1_1. Structura unui caracter în mod asincron

APLICAȚII – zona tematică 5

-TST-ID-

1. Să fie reprezentată funcția f din schema următoare cu numărul minim de porți logice SI-NU (2 sau 4 intrări):

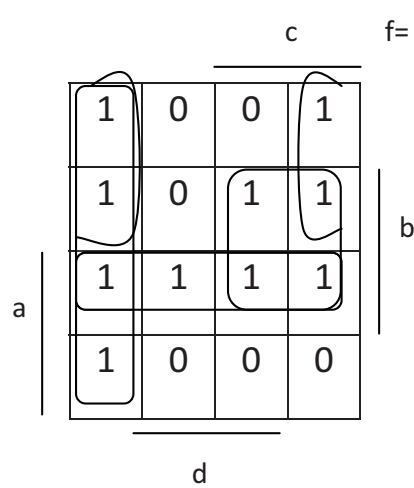


Soluție:

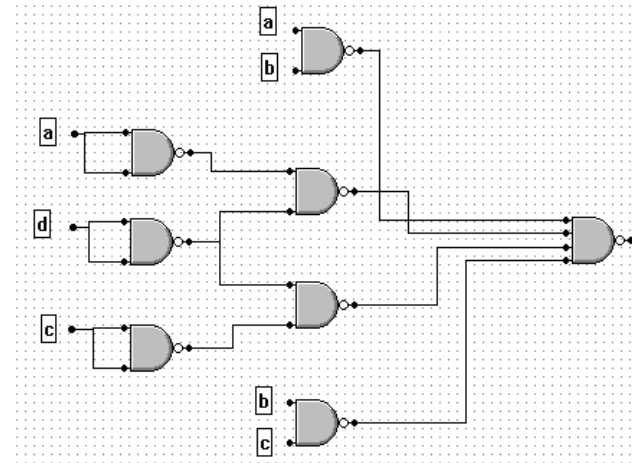
$$f = \overline{a \cdot 1 \cdot b \cdot c \cdot c \cdot d \cdot 1} + \overline{a \cdot 1 \cdot d \cdot 1 \cdot b \cdot b \cdot c \cdot d} = \overline{a \cdot b \cdot c \cdot d} + \overline{a \cdot d \cdot b \cdot c \cdot d}$$

Aplicând relațiile lui De Morgan obținem: $f = a \cdot b + \overline{c} \cdot \overline{d} + \overline{a} \cdot \overline{d} + b \cdot c \cdot d$

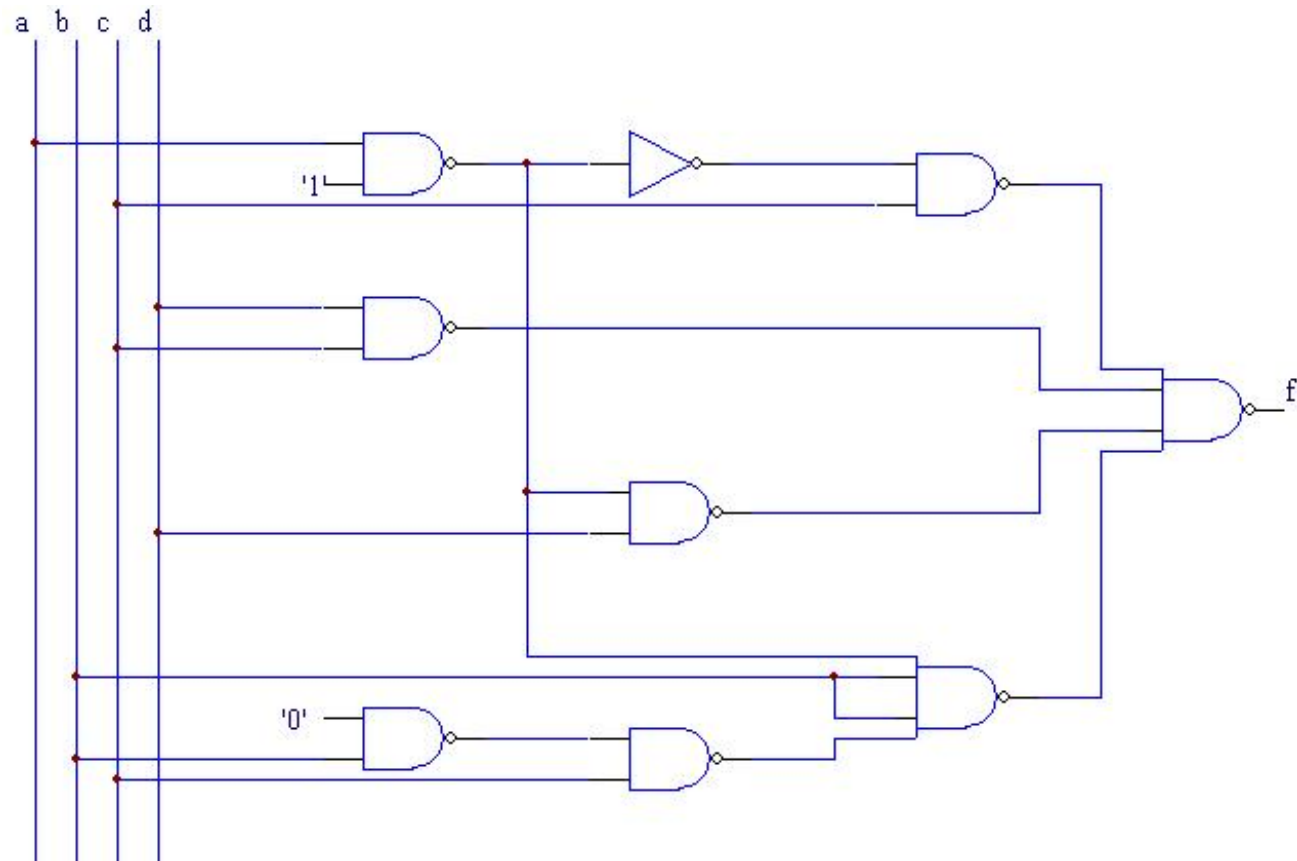
Pentru a obține forma minimă folosim diagrame Veitch-Karnaugh:



c $f = a.b + \overline{a}.\overline{d} + \overline{c}.\overline{d} + b.c$ Aplicând din nou teoremele lui De Morgan obținem:



2. Să fie reprezentată funcția f din figura următoare folosind un circuit multiplexor cu 2 intrări de adresă, 4 de date și porți logice:



Soluție:

$$f = \overline{a \cdot b} \cdot (a \cdot c + b \cdot d + a \cdot d + b \cdot c) = \overline{a \cdot b} \cdot a \cdot c + \overline{a \cdot b} \cdot b \cdot d + \overline{a \cdot b} \cdot a \cdot d + \overline{a \cdot b} \cdot b \cdot c$$

Aplicând relațiile lui De Morgan obținem: $f = a \cdot c + c \cdot d + \bar{a} \cdot d + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c}$

Pentru a reprezenta funcția cu multiplexor o scriem în formă tabelară. Pentru a scrie funcția în tabel folosim diagrame Veitch-Karnaugh:

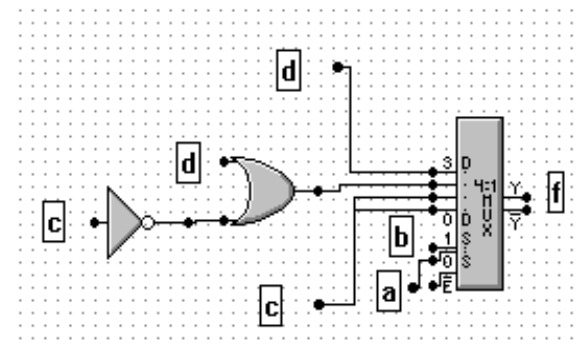
		c		b
a	0	1	1	0
	1	1	1	0
	0	0	1	1
	0	0	1	1
		d		

a	b	c	d	f
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

Vom pune la intrările de adresă ale multiplexorului variabilele a și b. Variabilele c și d sunt puse la intrările de date în funcție de valorile funcției. În fapt, fiecare intrare de date devine o funcție de cele 2 variabile c și d. obținem expresiile:

$$D_{00} = d, D_{01} = \bar{c} + d, D_{02} = D_{03} = c$$

O schemă posibilă este reprezentată în figura următoare (se acceptă și reprezentare simplificată pentru circuitul multiplexor cu punctarea doar a intrărilor și ieșirilor folosite):



1. Folosind un numărător sincron, binar, cu ștergere sincronă și porți convenabil alese, să se realizeze un numărător modulo 11 având secvența de numărare: 0, 1, 2, ..., 10, 0, 1, 2,

Soluție: Schema numărătorului modulo 11 este prezentată în figura 1. Pentru obținerea secvenței 0, 1, 2, ..., 10, 0, 1, ... se utilizează o poartă ȘI-NU, cu două intrări, care detectează starea 10 ($Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1010$) și, prin activarea intrării $\overline{CLR}$, determină ca următoarea stare să fie 0000. Deoarece ștergerea se face sincron, acest numărător nu necesită un circuit suplimentar pentru memorarea impulsului de ștergere.

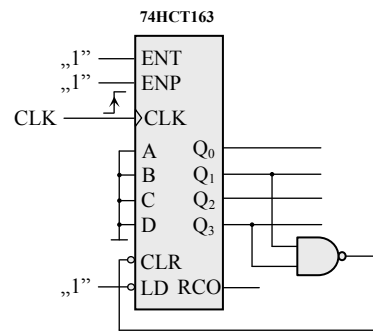


Figura 1. Schema numărătorului sincron modulo 11 cu secvența de numărare 0, 1, 2, ..., 10, 0, 1, ...

2. Folosind memorii EPROM de tip 27C256 (32k x 8 biți) și un număr minim de porți logice, să se obțină o memorie de 64k x 8 biți.

Soluție: a). Numărul necesar de circuite 27C256 este:

$$N = \frac{64k \times 8 \text{ biți}}{32k \times 8 \text{ biți}} = 2.$$

b). Memoria de 32k are $2^5 \cdot 2^{10} = 2^{15}$ locații de memorie care pot fi accesate utilizând 15 linii de adresă ($A_0, \dots, A_{14}$).

Memoria de 64k are $2^6 \cdot 2^{10} = 2^{16}$ locații de memorie, adică 16 linii de adresă.

Adresa suplimentară, A_{15} , se folosește pentru validarea celor două memorii conform tabelului 1.

Tabelul 1. Tabelul de validare a memoriei de 64k x 8 biți.

A_{15}	$A_{14} - A_0$	Memoria validată	Condiția de validare	
			$\overline{CS}_0$	$\overline{CS}_1$
0	X.....X	0	0	1
1	X.....X	1	1	0

Schema memoriei de 64k x 8 biți este prezentată în figura 2.

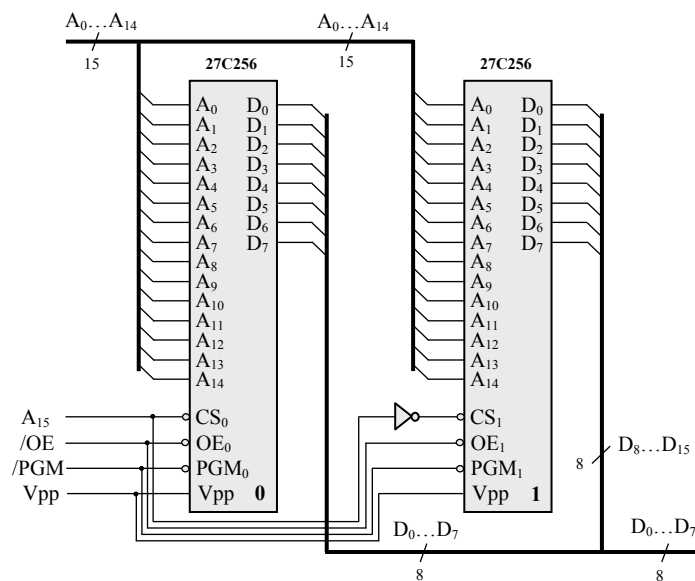
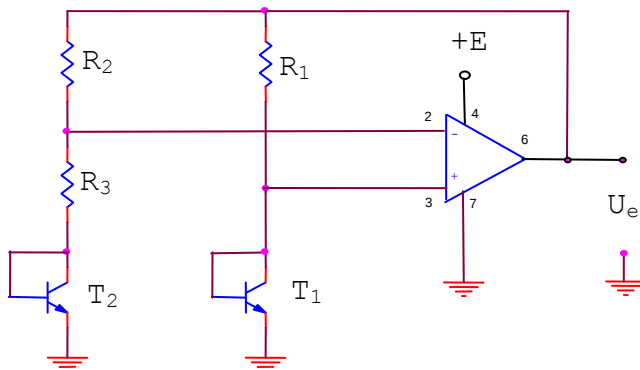


Figura 2. Memorie de capacitate 64k x 8 biți.

Problema 1.

- a) Să se demonstreze faptul că circuitul din figură poate fi o sursă de tensiune de referință de tip “band gap” (T_1 și T_2 fiind identice).
- b) Să se determine valoarea rezistenței R_3 în acest caz, având $R_1=10k\Omega$, $R_2=27,2k\Omega$.
- c) Pentru $U_{BE} \approx 0,6V$ să se calculeze valorile curenților de colector ai tranzistoarelor, neglijând pe I_B .

**Soluție**

Se pot scrie ecuațiile

$$U_{BE1} - U_{BE2} = I_{C2} R_3 \quad (1)$$

$$I_{C2} R_2 = I_{C1} R_1 \quad \text{sau} \quad \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{deci} \quad I_{C2} = I_{C1} \frac{R_1}{R_2} \quad (2)$$

Din (1) și (2) rezultă $U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C1} \frac{R_1 R_3}{R_2}$ sau $U_T \ln \frac{R_2}{R_1} = I_{C1} \frac{R_1 R_3}{R_2}$ deci

$$I_{C1} = \frac{R_2}{R_1 R_3} U_T \ln \frac{R_2}{R_1}$$

Tensiunea de ieșire se scrie acum

$$U_e = I_{C1} R_1 + U_{BE1} = \frac{R_2}{R_1 R_3} R_1 U_T \ln \frac{R_2}{R_1} + U_{BE1} \quad (3)$$

Se constată că U_e are forma:

$$U_e = U_{BE1} + \left(\frac{R_2 \ln \frac{R_2}{R_1}}{R_3} \right) U_T = U_{BE1} + N \cdot U_T$$

unde $N = \left(\frac{R_2 \ln \frac{R_2}{R_1}}{R_3} \right)$ este o constantă realizabilă cu precizie datorită rapoartelor de rezistențe. Se știe că este o sursă de tip “band gap” și că pentru $N=23$ apare compensarea termică a lui U_e și că $U_e \cong 1,2V$

Calculul curenților:

$$I_{C1} R_1 \cong 0.6V \quad \text{deci} \quad I_{C1} = \frac{0.6}{R_1} = \frac{0.6}{10} = 0.06 \text{ mA} = 60 \mu A$$

$$I_{C2} = I_{C1} \frac{R_1}{R_2} = 60 \frac{10}{27.2} = 22.1 \mu A$$

Pentru compensare termică: $N=23$ și pentru $R_2=27,1k\Omega$ și $R_1=10k\Omega$

$$\frac{R_2 \ln \frac{R_2}{R_1}}{R_3} = 23 \quad \frac{R_2}{R_3} = 23 \quad \text{deci} \quad R_3 = \frac{R_2}{23} = 1.178 K\Omega$$

Problema 2.

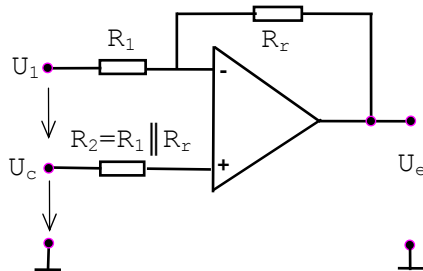
5.15 Să se dimensioneze rezistențele amplificatorului operațional și tensiunea U_1 astfel încât, dispunând de o tensiune de intrare $U_c = -3 \dots +3V$, să se obțină $U_e = 0 \dots 12V$. Tensiunea fixă se va realiza apoi cu ajutorul uneia din sursele de alimentare $\pm E = \pm 5V$ (bine stabilizate) ale amplificatorului. Rezistența de la intrarea inversoare se va adopta de $5k\Omega$.

Soluție

Tensiunile U_c și U_e au același sens de variație deci trebuie utilizat un amplificator neinversor. Tensiunea variabilă U_c se aplică la intrarea neinversoare iar tensiunea fixă o considerăm la cealaltă intrare pentru simplitate.

Se verifică dacă amplificarea necesară este mai mare decât 1 (pentru că altfel la intrarea + este necesară divizarea tensiunii U_c întrucât pentru această întare $A_{ur+} \geq 1$).

Astfel



$$A_{ur+} = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_c} = \frac{U_{emax} - U_{emin}}{U_{cmax} - U_{cmin}} = \frac{12 - 0}{3 - (-3)} = 2 > 1$$

prin urmare nu este necesar divizor.

Notînd $A_{ur-} = R_r / R_1$ (amplificarea pentru intrarea -) se scrie tensiunea de ieșire la una din cele două limite, de exemplu:

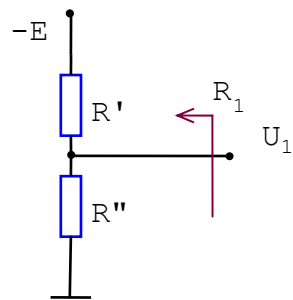
$$U_{emin} = -U_1 \cdot A_{ur-} + U_{cmin} \cdot (1 + A_{ur-})$$

unde $A_{ur-} = A_{ur+} - 1 = 1$. Se obține astfel

$$U_1 = [U_{cmin} (1 + A_{ur-}) - U_{emin}] / A_{ur-} = \frac{-3 \cdot 2 - 0}{1} = -6V$$

Adoptînd $R_1 = 5k\Omega$ rezultă $R_r = A_{ur-} \cdot R_1 = 5k\Omega$.

Tensiunea U_1 se realizează cu un divizor, astfel că R_1 nu se mai folosește:



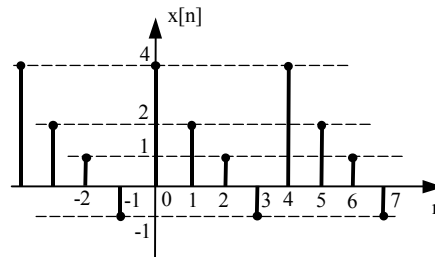
$$\begin{cases} U_1 = E \frac{R''}{R' + R''} \\ R_1 = R' \parallel R'' = R' R'' / (R' + R'') \end{cases}$$

Făcînd raportul ecuațiilor se obține

$$R_1 / U_1 = R' / E \Rightarrow R' = 12,5k\Omega \text{ și } R'' = 8,33k\Omega$$

Toate cele patru rezistențe trebuie să fie de precizie.

1. Fie semnalul în timp discret cu graficul din figură:



- a.) Să se determine coeficienții a_k ai seriei Fourier exponențiale atașate semnalului
 b.) Sa se evalueze puterea semnalului pe baza eșantioanelor $x[n]$ și apoi pe baza coeficienților a_k .

Rezolvare:

- a.) Perioada semnalului este $N = 4$, iar seria Fourier exponențială are expresia:

$$x[n] = \sum_{k=0}^3 a_k e^{jk \frac{2\pi}{N} n}$$

Pentru calculul coeficienților avem:

$$a_0 = \frac{1}{4} \sum_{n=0}^3 x[n] e^{j0} = \frac{1}{4} (x[0] + x[1] + x[2] + x[3]) =$$

$$= \frac{1}{4} (4 + 2 + 1 - 1) = \frac{6}{4} = \frac{3}{2}$$

$$a_1 = \frac{1}{4} \sum_{n=0}^3 x[n] e^{-j \frac{\pi}{2} n} = \frac{1}{4} \left(4e^0 + 2e^{-j \frac{\pi}{2}} + 1e^{-j\pi} - 1e^{-j \frac{3\pi}{2}} \right) =$$

$$= \frac{1}{4} (4 - 2j - 1 - j) = \frac{3 - 3j}{4}$$

$$\begin{aligned}
 a_2 &= \frac{1}{4} \sum_{n=0}^3 x[n] e^{-jn\frac{\pi}{2}} = \\
 &= \frac{1}{4} (x[0]e^0 + x[1]e^{-j\pi} + x[2]e^{-2j\pi} + x[3]e^{-3j\pi}) = \\
 &= \frac{1}{4} (4 + 2(-1) + 1 + (-1)(-1)) = \frac{4}{4} = 1 \\
 a_3 &= \frac{1}{4} \sum_{n=0}^3 x[n] e^{-j3\frac{\pi}{2}n} = \frac{1}{4} (3 + 3j)
 \end{aligned}$$

Întrucât $x[n] \in \mathbb{R}$ coeficienții au proprietatea:

$$a_3 = a_1^* = \frac{1}{4} (3 + 3j).$$

$$\text{b.) } P_x = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} |x[n]|^2 = \frac{1}{4} (16 + 4 + 1 + 1) = \frac{22}{4} = \frac{11}{2}$$

$$\begin{aligned}
 P_x &= \sum_{k=\langle N \rangle} |a_k|^2 = \frac{9}{4} + \frac{|3-3j|^2}{16} + \frac{|3+3j|^2}{16} + 1 = \\
 &= \frac{9}{4} + \frac{9 \cdot 2}{16} \cdot 2 + 1 = \frac{11}{2}
 \end{aligned}$$

2. Fie sistemul caracterizat de ecuația cu diferențe finite:

$$y[n] + a \cdot y[n-1] = x[n]$$

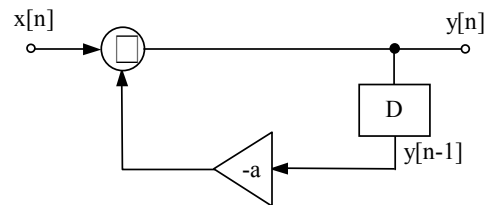
- Să se găsească o schemă de implementare a filtrului utilizând sumatoare, multiplicatoare și linii de întârziere.
- Cum se numeste un astfel de sistem?

Rezolvare:

a) Explicitând pe $y[n]$ se obține:

$$y[n] = -a \cdot y[n-1] + x[n]$$

ce conduce la următoarea schemă:



Se remarcă prezența în cadrul structurii a unei bucle de reacție ca o consecință a naturii recursive a filtrului.

b) Sistemul este un filtru cu răspuns infinit la impuls (IIR)

Problema 1

Sa se programeze (in limbaj C) Timer 1, in modul 1, pentru a genera intreruperi la fiecare milisecunda. Frecventa de tact este 12MHz.

Se scriu 3 functii: functia de initializare timer, functia de intrerupere si o functie pricipala (main).

Rezolvarea problemei este prezentata in curs ID la paginile 59-60, cu precizarea ca nu se mai foloseste bitul de port P1.0.

// Programul foloseste Timer 0 in mod 1 ca temporizator

```
#include <reg552.h>
```

```
#include <..\..\lib\ap_lib.h>
```

```
// .....
```

```
// Initializeaza Timer 0
```

```
void InitTimer0(void)
```

```
{
    TMOD = TMOD | 0x01;    // sau TMOD = 0x01;
                           // modul 1(16 biti), temporizator, control    // soft
    TL0 = 0x18; TH0 = 0xFC; // valoarea de incarcare pentru 1ms
    ET0 = 1;               // validare intrerupere Timer 0
    TR0 = 1;               // porneste Timer 0
    EA = 1;                // autorizeaza global intreruperile
}
```

```
// Rutina de intrerupere pentru Timer0
```

Timer0() interrupt 1

```
{  
    // Reincarca valoarea pentru 1 ms  
    TL0 = 0x18; TH0 = 0xFC;  
}
```

void main(void)

```
{  
    InitTimer0();  
    while( 1 );  
}  
// end
```

Problema 2

Sa se programeze (in limbaj C) interfata seriala UART , in modul 1, fara facilitati multiprocesor, cu rata de transfer 4.8 Kbauds, pentru a transmite continuu pe linia seriala, caracterul ASCII 'A' (cod hexazecimal 0x41) la aproximativ 2 secunde. Frecventa de tact este de 11.0592MHz.

Se scriu 3 functii: o functie de initializare interfata seriala, o functie de transmisie octet si o functie principala (main).

Pentru rezolvare se urmareste exemplul din curs ID de la pagina 79.

In functia de initializare, se programeaza S0CON conform temei iar pentru obtinerea ratei de transfer se urmareste tabelul de la pagina 78.

In functia principala (main), in bucla “while(1){}” se face doar transmisia caracterului ‘A’ si temporizare 2 secunde folosind functia Delay(2000).

```
// Transmisie pe portul serial fara intreruperi( polling )
#include <reg552.h>
#include <..\..\lib\ap_lib.h>

// Initializeaza interfata seriala UART
void InitSerial(void)
{
    S0CON = 0x40;      // modul 1
    TMOD  = 0x20;      // Timer 1 in mod 2, temporizator
    TH1 = 0xFA;        // rata de transfer 4800 bauds
    TL1 = 0xFA;
    TR1 = 1;           // porneste Timer 1
    ET1 = 0;           // NU genereaza intrerupere Timer 1
    ES0 = 0;           // NU genereaza intrerupere UART
    TI = 1;            // se poate transmite
}

// Functia de transmisie octet
void Transmit(unsigned char Data)
{
    // Transmite un caracter pe linia seriala daca TI = 1
    while(! TI );      // asteapta TI=1
```

SPNP - Aplicatii

4/4

```
TI = 0;
TB8 = 0;           // bitul 9 pe zero
S0BUF = Data;
}

// .....
void main(void)
{
    InitSerial();

    while( 1 ){
        Transmit( 'A' );           // transmisie caracter "A"
        Delay(2000);
    }
}
// .....
// end
```

□ ISCIPLIN □ □ SP □ CIALITAT □

-TST-I□-

RADIOCOMUNICAȚII
ANUL 3, SEMESTRUL 5

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

1.4.2. EFECTUL SUPRAFEȚEI TERESTRE ASUPRA PROPAGĂRII

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

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

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

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

1.4.2.1. Curbura Pământului

Pentru o legătură LOS trebuie luată în calcul curbura Pământului, care reprezintă o limitare geometrică fundamentală, în sensul că convexitatea suprafeței terestre nu permite realizarea unei legături radio în linie dreaptă între două puncte îndepărtate, situate pe sfera terestră.

Exemplu numeric: dacă distanța între punctele A și B este $d = 250 \text{ km}$ și se consideră raza pământului $R = 6400 \text{ km}$ (figura 1.12), atunci rezultă săgeata $h \approx 1 \text{ km}$.

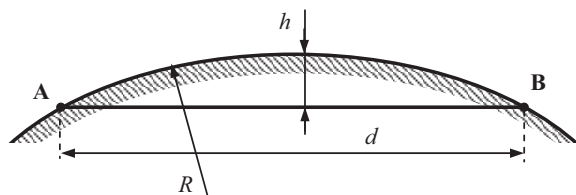


Fig.1.12. Convexitatea suprafeței terestre.

Soluția actuală de rezolvare a comunicațiilor la mare distanță, cu acoperirea unor zone întinse, o constituie sateliții de telecomunicații geostaționari.

O altă soluție o constituie utilizarea unor frecvențe pentru care se constituie și alte căi de propagare decât linia dreaptă între sursă și destinație.

Pentru acoperirea unor distanțe de ordinul zecilor de kilometri, se practică înălțarea antenelor față de sol (figura 1.13). Înălțarea antenei AE cu h asigură o suprafață de acoperire cu raza:

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 unei reflectate.

Prin reflexia unei unde 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:

$$\begin{aligned}\Delta d &= d_2 - d_1 = \sqrt{D^2 + (h_R + h_E)^2} - \sqrt{D^2 + (h_R - h_E)^2} = \\ &= D \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{h_R + h_E}{D}\right)^2} - D \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{h_R - h_E}{D}\right)^2} \approx \\ &\approx D \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_R + h_E}{D}\right)^2 - 1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_R - h_E}{D}\right)^2 \right] \approx \\ &\approx \frac{2 \cdot h_E \cdot h_R}{D} .\end{aligned}\tag{1.16}$$

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 unei spațiale și a celei de suprafață. Dacă însă antenele se ridică mai sus, intensitatea unei 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 unei reflectate depinde de polarizarea unei 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. (Bibliografie 1 – pag.45-46)

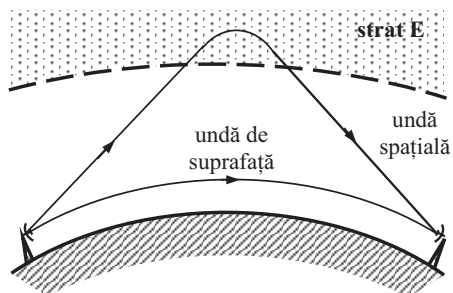


Fig.1.34. Producerea fenomenului de “fading” la recepție.

Datorită modificărilor în radiația ionizantă provenită de la Soare precum și datorită curenților atmosferici, gradul de ionizare al stratului **E** se modifică aleator și adâncimea de pătrundere a unei radio în strat nu se menține constantă. Apare o fluctuație în timp a diferenței de drum între cele două unde, deci un defazaj la recepție, care micșorează intensitatea câmpului rezultat. Schimbările sunt mai rapide pentru lungimi de undă mai mici.

Se poate asigura recepție stabilă în timp pe o rază de câteva sute de km în jurul antenei de emisie cu o putere de ordinul a sute de kW.

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 radiolegături 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.

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 $\alpha = 0^\circ$ (tangențial 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.

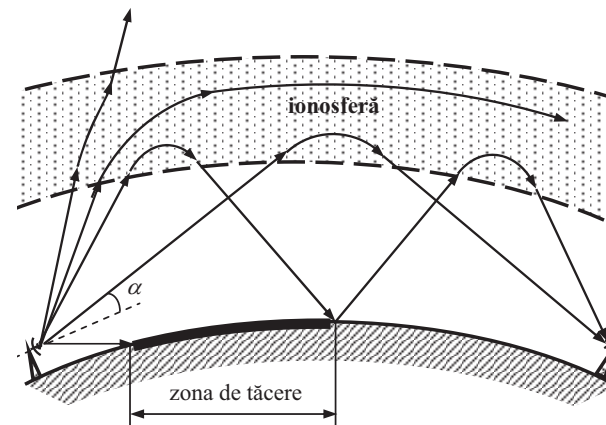


Fig.1.35. Trasee de propagare a US scurte funcție de elevație.

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).

1.4.4.4. Undele ultrascurte (UUS)

Undele ultrascurte, **UUS** (“very high frequency” **VHF**), se caracterizează prin frecvențe $30 \text{ MHz} \leq f \leq 300 \text{ MHz}$ (lungimi de undă $10 \text{ m} \geq \lambda \geq 1 \text{ m}$). Se propagă în principal prin unda directă și unda spațială reflectată de troposferă. Se asigură o legătură stabilă în limitele vizibilității directe dintre antena de emisie și antena de recepție. Distanța maximă de vizibilitate directă se poate calcula în funcție de înălțimile la care sunt plasate cele două antene și de raza pământului, conform relației (1.11):

$$D_{\max} = \sqrt{2 \cdot R} \cdot (\sqrt{h_E} + \sqrt{h_R}) \quad (1.31.a)$$

sau, înlocuind $R = 6370 \text{ km}$:

$$D_{\max} = 3,57 \cdot (\sqrt{h_E} + \sqrt{h_R}) [\text{km}], \quad (1.31.b)$$

3. Definiti directivitatea antenelor si exemplificati pe caracteristica de directivitate a antenei dipol unghiul de deschidere in planul E. (Bibliografie 1 – pag.82-83, 104)

1/2

82

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

Pentru antena izotropă, densitatea de putere radiată prin unitatea de suprafață este:

$$p_{izo} = \frac{P_{\Sigma}}{A} = \frac{P_{\Sigma}}{4\pi r^2} \quad [W/m^2]. \quad (2.4)$$

Atunci când raza sferei este mult mai mare decât lungimea de undă a radiației ($r \gg \lambda$), într-un punct aflat la distanța r de antenă unda devine plană și densitatea de putere radiată se poate reprezenta prin vectorul lui Poynting, $\bar{S}$, a cărui modul are valoarea:

$$|\bar{S}| = p_{izo} = \frac{P_{\Sigma}}{4\pi r^2} = \frac{E_{ef}^2}{Z_0}. \quad (2.5)$$

În acest caz, intensitatea câmpului electric produs de o antenă izotropă într-un punct aflat la distanța r față de sursa de câmp electromagnetic este:

$$E_{ef} = \sqrt{\frac{Z_0 \cdot P_{\Sigma}}{4\pi r^2}} = \sqrt{\frac{120 \pi P_{\Sigma}}{4 \cdot \pi \cdot r^2}} = \frac{\sqrt{30 \cdot \pi}}{r} \approx 5,5 \frac{\sqrt{P_{\Sigma}}}{r}. \quad (2.6)$$

Relația (2.6) ne arată dependența intensității câmpului electric față de putere și distanță. Întrucât aceasta este invers proporțională cu distanța, apare o atenuare de propagare. Antenele reale au o serie de caracteristici și proprietăți, care pot fi riguros definite, ce le diferențiază între ele și de antena izotropă.

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

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

ANTENE ȘI SISTEME RADIANTE

83

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

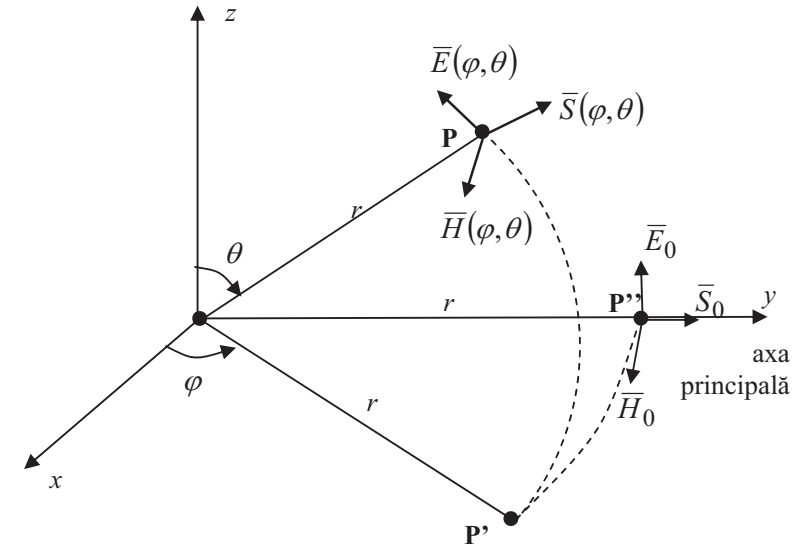


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

Funcția $\rho(\varphi, \theta)$, astfel definită, caracterizează distribuția câmpului electric radiat de antenă după orice direcție din spațiu. Analog se definește caracteristica de radiație, ca raport între puterile radiate pentru cele două direcții considerate:

$$F(\varphi, \theta) = \frac{p(\varphi, \theta)}{p_0}. \quad (2.8)$$

Spre deosebire de caracteristica de directivitate, caracteristica de radiație, are un caracter energetic deoarece exprimă distribuția puterii radiate de antenă.

Dacă ținem cont de relația (2.5), între $\rho(\varphi, \theta)$ și $F(\varphi, \theta)$ există următoarea relație de legătură:

$$F(\varphi, \theta) = \rho^2(\varphi, \theta). \quad (2.9)$$

Din punct de vedere al antenelor, caracteristicile tipice de radiație sunt cele prezentate în figura 2.3.

3. Definiti directivitatea antenelor si exemplificati pe caracteristica de directivitate a antenei dipol unghiul de deschidere in planul E. (Bibliografie 1 – pag.82-83, 104) 2/2

104

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

și este reprezentată în figura 2.14.

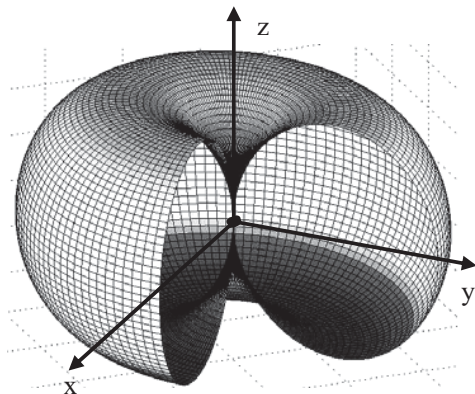


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în $\lambda/2$.

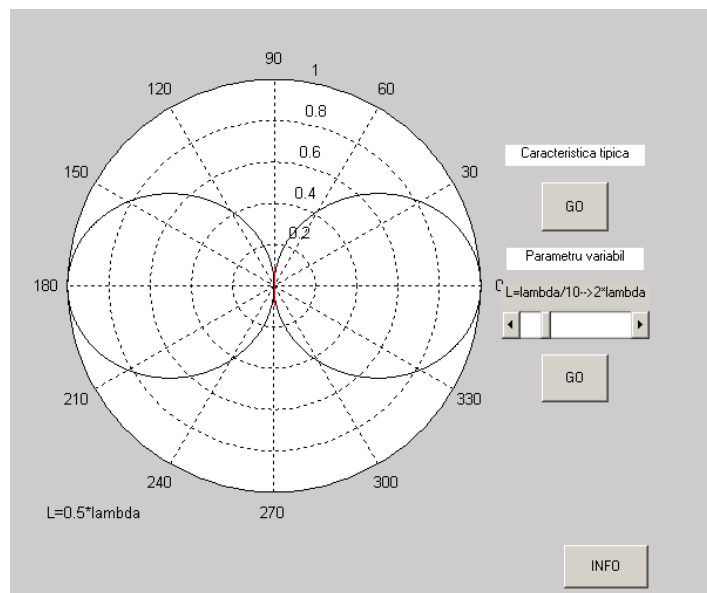


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

4. Înălțimea și suprafața efectivă a antenelor. (Bibliografie 1 – pag.91-94)

$$R_{inA} = \frac{R_A}{\sin^2 \frac{\pi \cdot l}{\lambda}} = \frac{R_\Sigma + R_D}{\sin^2 \frac{\pi \cdot l}{\lambda}}. \quad (2.29)$$

Formele de variație a rezistenței de intrare R_{inA} și reactanței X_{inA} pentru un dipol în funcție de raportul l/λ sunt reprezentate în figura 2.6.

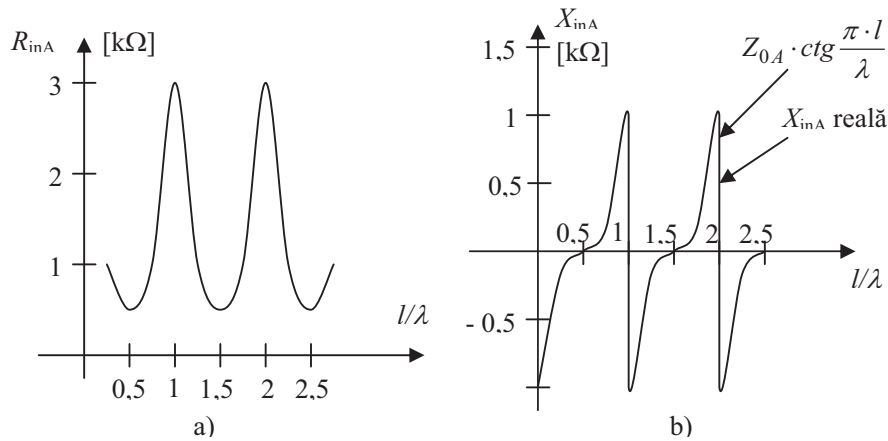


Fig. 2.6. a) variația rezistenței de intrare; b) variația reactanței de intrare.

Se observă că pentru $l/\lambda = 0,5$ se obține $R_{inA} = R_A$ iar pentru $l = \lambda$ o valoare teoretic infinită, dar cu o valoare reală dată de relația (2.28). Datorită rezistenței de radiație, în cazul antenelor, curbele de selectivitate în jurul punctelor de rezonanță sunt mai plate decât în cazul circuitelor LC rezonante.

O problemă importantă legată de impedanța antenelor o constituie adaptarea acestora. Prin adaptare se urmărește transferul maxim de putere precum și evitarea apariției undelor staționare pe linia de alimentare în cazul antenelor de emisie, respectiv transferul maxim de putere către receptor în cazul antenelor de recepție. Această problemă este deosebit de importantă, în special pentru antenele de măsurare de bandă largă.

2.1.5. 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”.

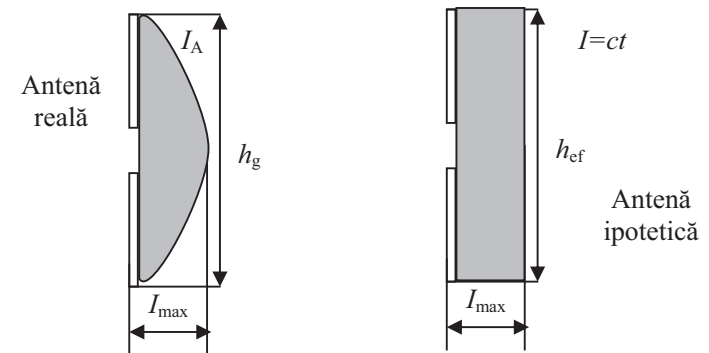


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

4. Înălțimea și suprafața efectivă a antenelor. (Bibliografie 1 – pag.91-94)

2.1.6. BANDA DE FRECVENȚĂ

Banda de frecvență se definește ca “intervalul de frecvență în care performanțele antenei asociate unui parametru prestabilit se păstrează într-un domeniu specificat”. Ea se mai poate defini și ca domeniul de frecvență, de o parte și de alta a unei frecvențe centrale (cea de rezonanță, de exemplu), în care caracteristicile de interes (diagrama de radiație, câștigul, impedanța de intrare, direcția sau deschiderea unghiulară a lobului principal, polarizarea, nivelul lobilor secundari, eficiența de radiație – toate sau un grup restrâns al acestora) se păstrează apropiate de cele de la frecvența centrală. Deoarece caracteristicile enumerate nu sunt afectate în mod identic de modificarea frecvenței, banda de frecvență a unei antene nu se poate defini în mod unitar, ci în funcție de aplicație. Cel mai adesea banda de frecvență se definește în funcție de diagrama de radiație (ca formă, nivel al lobilor secundari, direcție a lobului principal sau deschidere unghiulară a acestuia), de impedanță și de câștig. De exemplu, se poate utiliza curba de selectivitate obținută prin variația impedanței Z_{inA} cu cel mult 3 dB.

În primul caz, banda de frecvență se definește ca intervalul de frecvențe Δf în care dezadaptarea produsă de modificarea lui Z_{inA} conduce la un factor de undă staționară de 0,5 pe linia de alimentare.

Banda de frecvențe se poate exprima fie prin valori absolute a lui Δf fie prin procente din frecvența centrală. În funcție de mărimea benzii de frecvență antenele se clasifică în: *antene rezonante* (pentru care banda de frecvență reprezintă câteva procente din frecvența centrală), *antene de bandă largă* (pentru care raportul dintre frecvența maximă și cea minimă este în jur de 10) și *antene independente de frecvență* (pentru care raportul dintre frecvența maximă și cea minimă este mai mare ca 100).

2.1.7. 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 împrăstierii 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.

2.1.8. ZGOMOTUL ANTENELOR

Antena de recepție și etajul de intrare al receptorului constituie o sursă de zgomot a cărui pondere este semnificativă în nivelul de zgomot de la ieșirea receptorului. Acest lucru se datorează faptului că zgomotul este amplificat de întregul lanț de amplificare.

Pentru a estima nivelul de zgomot se pornește de la expresia zgomotului termic:

5. Enumerati principalele caracteristici ale dipolului in $\lambda/2$. Cum se poate modifica impedanta acestuia si care este cea mai utilizata forma? (Bibliografie 1 – pag.102-108)

102

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

1/4

103

$$R_{\Sigma} = 60 \cdot \int_0^{\pi} \rho^2(\theta) \sin \theta d\theta. \quad (2.61)$$

2.2.3. ÎNĂLȚIMEA EFECTIVĂ

Așa cum am discutat, înălțimea efectivă a unei antene depinde de distribuția curentului de-a lungul acesteia și are expresia:

$$h_{ef} = \frac{1}{I_{\max}} \cdot \int_{-l/2}^{l/2} I(\xi) \cdot e^{j2\pi \frac{\xi}{\lambda} \cos \theta} d\xi. \quad (2.62)$$

Pentru antenele rectilinii simetrice, între înălțimea efectivă și rezistența de radiație este valabilă relația:

$$R_{\Sigma} = 80\pi^2 \cdot \left(\frac{h_{ef}}{\lambda} \right)^2. \quad (2.63)$$

2.3. TIPURI CONSTRUCTIVE DE ANTENE FILARE

Antenele practice ce materializează conceptul teoretic de antenă filară se clasifică în două mari categorii: *antene dipol* și *antene long-wire* (fir lung). Diferențierea între cele două categorii se face în funcție de raportul dintre lungimea acesteia și lungimea de undă corespunzătoare $n = l/\lambda$ (lungime electrică echivalentă), însă limitele acceptate de diverse clasificări diferă foarte mult. În general, se admite că o antenă filară este de tip dipol dacă $n \leq 0,5$ și că este de tip "long-wire" sau undă progresivă dacă $n > 3$.

2.3.1. 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:

ANTENE ȘI SISTEME RADIANTE

- 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.

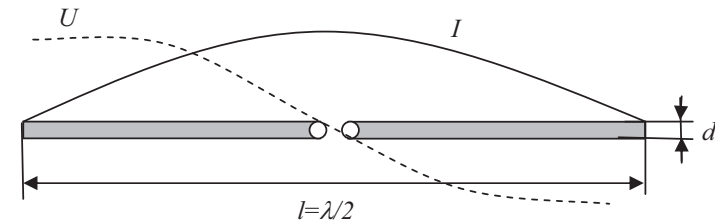


Fig. 2.12. Dipolul în $\lambda/2$.

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:

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

5. Enumerati principalele caracteristici ale dipolului în $\lambda/2$. Cum se poate modifica impedanta acestuia si care este cea mai utilizata forma? (Bibliografie 1 – pag.102-108)

104

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

și este reprezentată în figura 2.14.

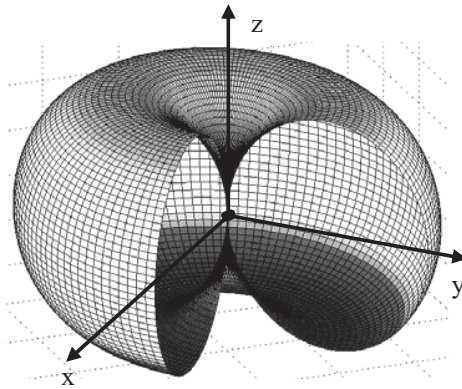


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în $\lambda/2$.

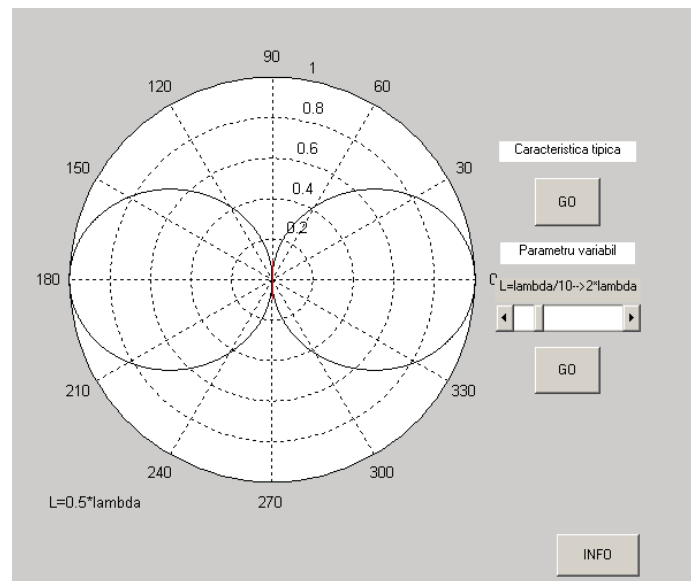


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

ANTENE ȘI SISTEME RADIANTE

2/4

105

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 $0,216 \cdot f_0$.

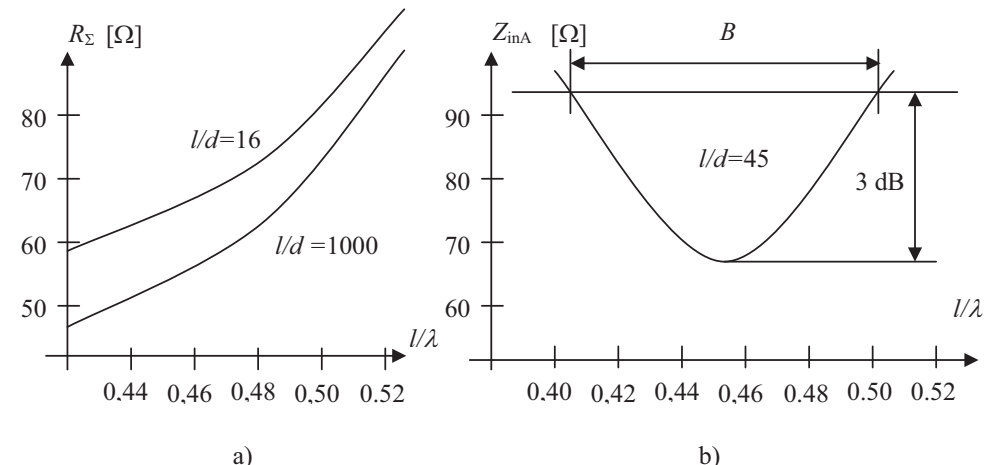


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în $\lambda/2$.

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

5. Enumerati principalele caracteristici ale dipolului în $\lambda/2$. Cum se poate modifica impedanta acestuia și care este cea mai utilizată formă?

(Bibliografie 1 – pag.102-108)

106

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

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 $2\theta_0$. 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.

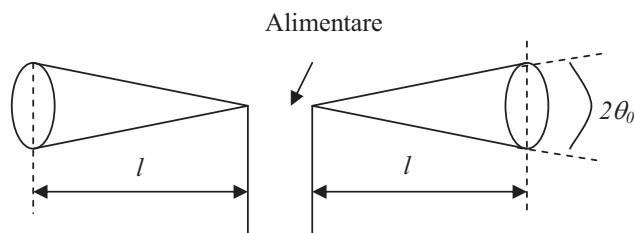


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

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.

ANTENE ȘI SISTEME RADIANTE

3/4

107

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.

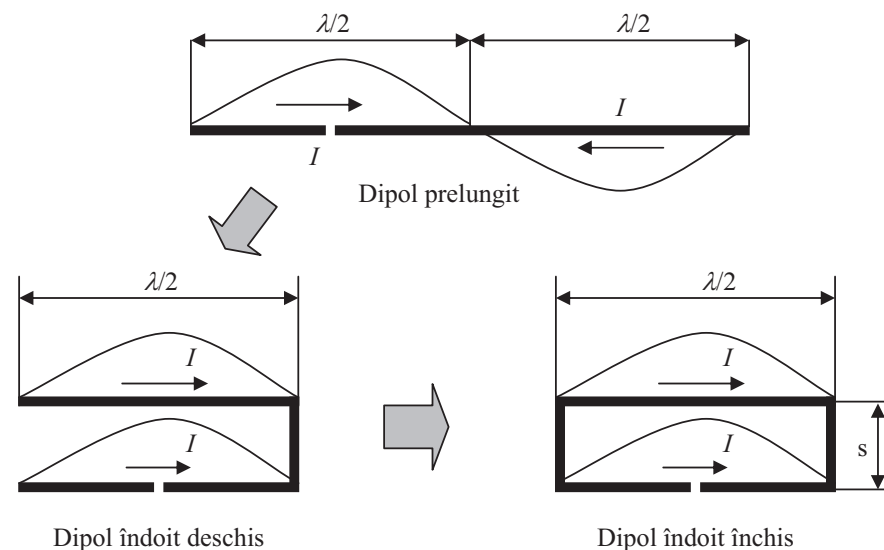


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

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.

5. Enumerati principalele caracteristici ale dipolului in $\lambda/2$. Cum se poate modifica impedanta acestuia si care este cea mai utilizata forma? (Bibliografie 1 – pag.102-108)

4/4

108

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

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 (cablu bifilar) adaptarea de impedanță.

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.

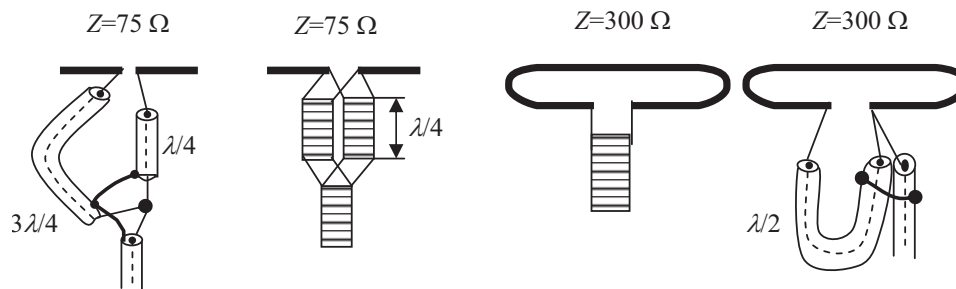


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

2.3.2. ANTENE MONOPOL

Prin amplasarea unei antene în apropierea solului comportamentul ei este influențat de conductivitatea și permitivitatea acestuia. Studiul efectului acestei influențe asupra antenelor este facilitat de utilizarea imaginii virtuale a antenei ce se crează față de suprafața pământului (figura 2.20). Apariția acestei imagini se explică prin fenomenul de reflexie ce apare la suprafața unui conductor ideal. Astfel într-un punct P se însumează unda directă cu unda reflectată de suprafața conductoare. În această situație unda reflectată poate fi considerată ca undă directă produsă de

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

128

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

2.4.7. 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 logaritmically, 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: $\tau = 0,9 \dots 0,5$.

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.

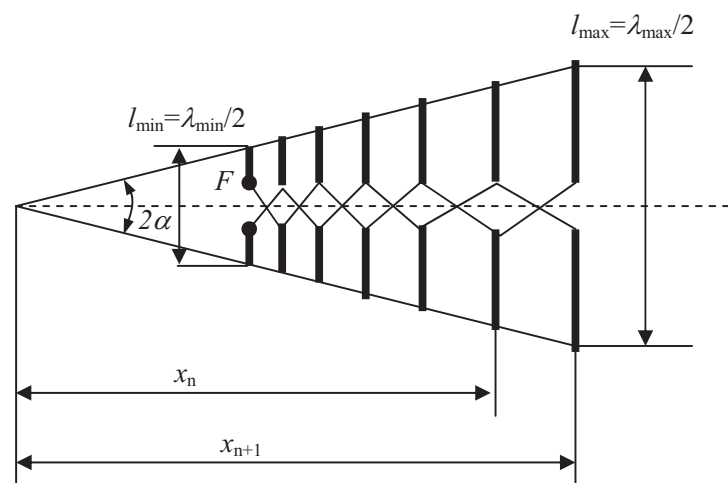


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

7. Cum se poate obtine un sistem radiant, cum poate fi caracterizat si care este caracteristica de radiatie a sistemului radiant format din doi dipoli comandati in antifaza? (Bibliografie 1 – pag.115-118)

1/2

2.4. 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:

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

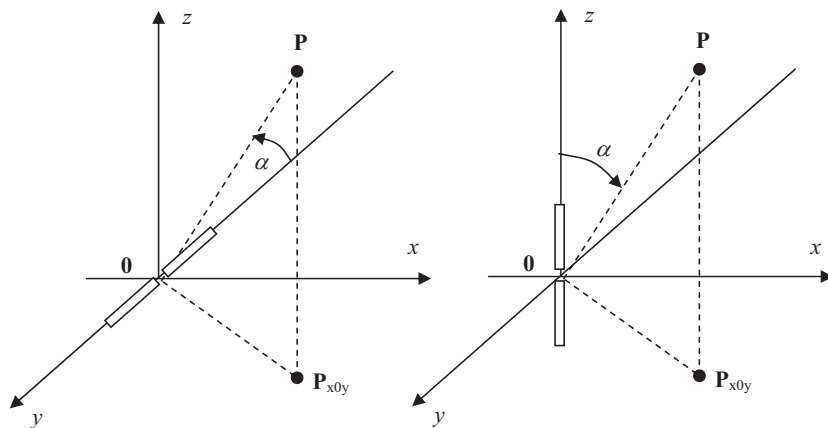


Fig. 2.29. Definierea unghiului α pentru dipolul orizontal și respectiv vertical.

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 xOy (sau

yOz), iar planul H este xOz . Pentru dipolul vertical, orientat după axa z, planul E este xOz (sau yOz), iar planul H este xOy .

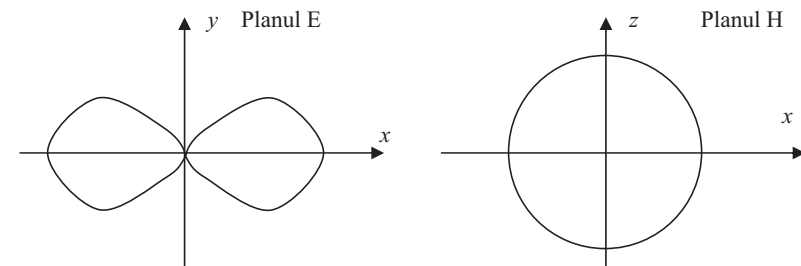


Fig. 2.30. Caracteristica de directivitate a dipolului elementar în $\lambda/2$ cu poziția coliniară cu axa y.

2.4.1. 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 xOy , 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:

7. Cum se poate obtine un sistem radiant, cum poate fi caracterizat si care este caracteristica de radiatie a sistemului radiant format din doi dipoli comandati in antifaza? (Bibliografie 1 – pag.115-118)

2/2

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

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 $G = 10 \cdot \lg n$.

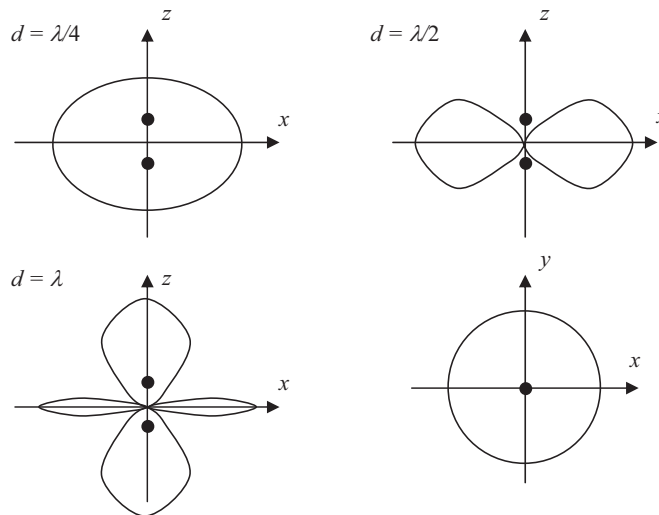


Fig. 2.31. Comportarea sistemului format din două antene izotrope funcție de distanța d dintre elementele sistemului.

2.4.2. 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 interferează (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° .

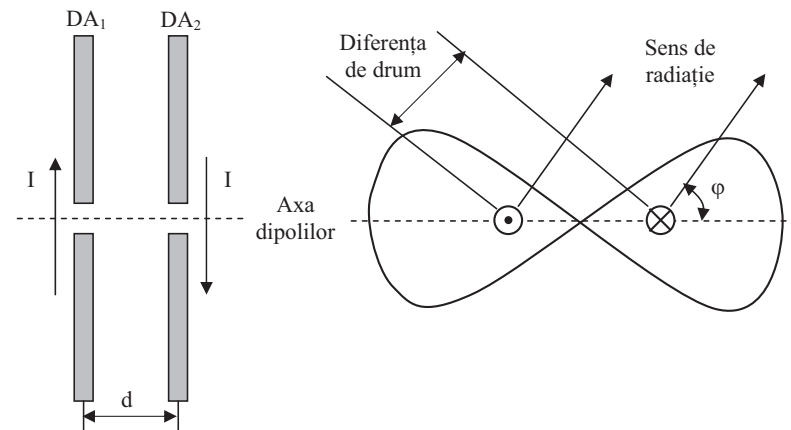


Fig. 2.32. Sistem format din doi dipoli comandați în antifază.

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.

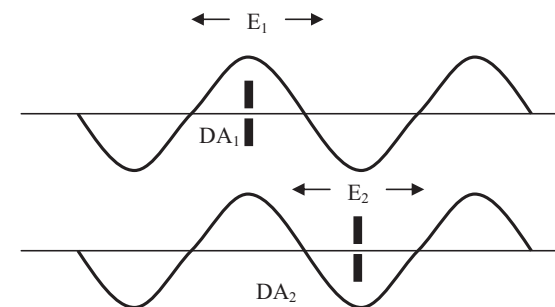


Fig. 2.33. Câmpul produs de doi dipoli comandați în antifază pe axa principală de radiație.

8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

(Bibliografie 1 – pag.201-211, Bibliografie 2 – paginile 6-12)

1/8

Blocul de radiofrecvență (Bloc RF) realizează în principal:

1) Amplificarea

Semnalul util recepționat poate avea o amplitudine mult mai mică decât alte semnale având frecvențe foarte apropiate. Puterea recepționată depinde de distanța dintre emițător și receptor, de puterea de emisie precum și de mediul care înconjoară receptorul. Nivelul puterii de radiofrecvență la intrarea receptorului este de obicei foarte mic. El poate varia între $n \times 10^{-12} W$ și $n \times 10^{-6} W$, ceea ce necesită din partea sistemului de recepție o funcționare într-un domeniu cu dinamică foarte largă.

2) Selecția

Sunt necesare mai multe filtrări consecutive pentru a putea separa semnalul dorit de semnalele interferente. Disponibilitatea unor filtre adecvate dictează arhitectura receptorului.

3) Translația de frecvență

Translația sau schimbarea de frecvență este necesară în vederea prelucrării semnalului la frecvențe mai convenabile. Astfel, o parte din amplificarea semnalului și operația de demodulare se pot efectua la o frecvență mult mai joasă decât frecvența radio recepționată de antenă.

Amplificatorul demodulator (Amplif. Demod.) realizează extragerea semnalului util din cel de înaltă frecvență, prin operația de demodulare adecvată (AM, FM, SSB, FSK, PSK, QAM sau altele) și amplificarea semnalului demodulat la nivelul necesar.

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

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

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**.

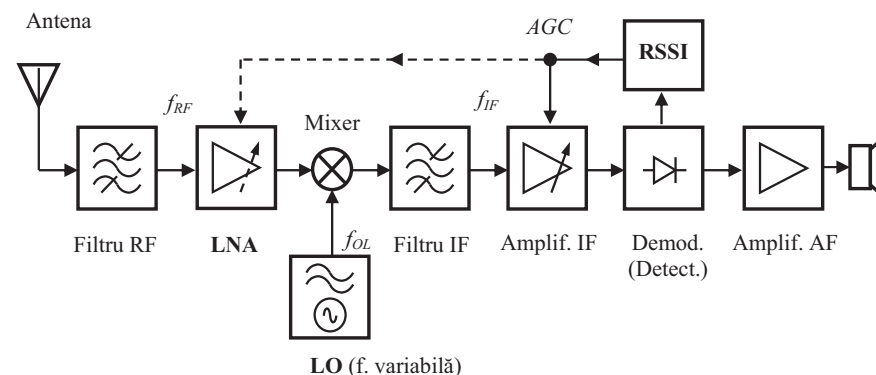


Fig.4.3. Schema bloc a receptorului heterodină.

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 reacordat), selecția unui anumit canal fiind obținută prin schimbarea frecvenței oscilatorului local.

Acordul receptorului se realizează în blocul RF (“tuner”). Trecerea de la un post la altul presupune reacordarea circuitului de intrare (Filtru RF + LNA) concomitent cu modificarea frecvenței oscilatorului local (LO), astfel încât relația (4.1) să fie respectată. Acordul se poate realiza în două variante:

a) Acordul manual

Se poate realiza capacitiv (sau eventual inductiv), ca în figura 4.4. El presupune reglarea simultană a două reactanțe de valori diferite (monoreglaj), dar apar probleme de aliniere în gama de reglaj.

8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

(Bibliografie 1 – pag.201-211, Biblografie 2 – paginile 6-12)

2/8

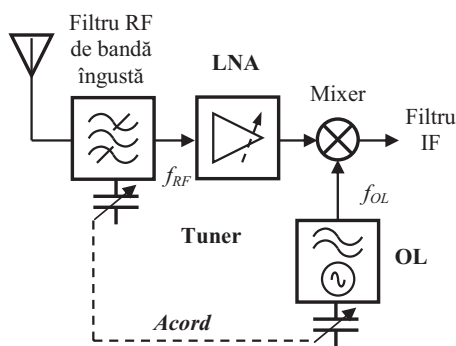


Fig.4.4. Realizarea acordului manual.

b) Acordul electronic

Se poate realiza acordul OL cu o diodă varicap comandată în tensiune, sau se poate utiliza o comandă numerică (permite memorarea frecvenței) și un convertor numeric - analogic (CNA) pentru realizarea tensiunii de comandă (figura 4.5). Comanda numerică se poate utiliza direct dacă OL este înlocuit cu un sintetizor de frecvență.

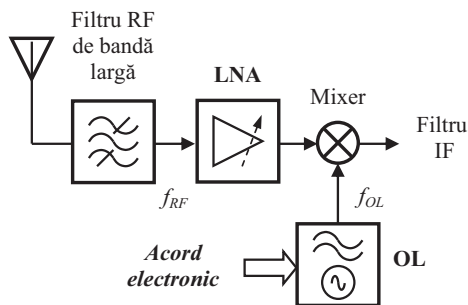


Fig.4.5. Realizarea acordului electronic.

Mixerul sau schimbătorul de frecvență realizează heterodinarea. Mixarea frecvențelor este de fapt o multiplicare a semnalelor de intrare ale mixerului. Dacă

semnalele de intrare sunt cele din figura 4.6, atunci semnalul de ieșire al mixerului este dat de una din relațiile de mai jos:

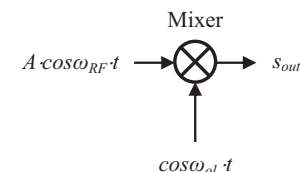


Fig.4.6. Simbolizarea mixerului.

- dacă $f_{RF} > f_{OL}$, atunci:

$$\begin{aligned} s_{out} &= A \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) = \\ &= \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL}) \cdot t + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL}) \cdot t; \end{aligned} \quad (4.2.a)$$

- dacă $f_{OL} > f_{RF}$, atunci:

$$\begin{aligned} s_{out} &= A \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) = \\ &= \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{OL} - \omega_{RF}) \cdot t + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF}) \cdot t. \end{aligned} \quad (4.2.b)$$

Filtrul de frecvență intermediară (Filtru IF) selectează doar componenta cu minus din relațiile (4.2). Amplificatorul de frecvență intermediară (Amplif. IF) realizează amplificarea semnalului de frecvență intermediară, asigurând distorsiuni minime și atenuarea canalelor adiacente.

Demodulatorul (Demod.) extrage semnalul de audiofrecvență din semnalul modulat. Amplificatorul de audiofrecvență (Amplif. IF) amplifică semnalul audio la nivelul dorit. Difuzorul transformă semnalul electric în semnal acustic.

Semnalele de radiofrecvență captate de antenă au nivele de putere foarte diferite, de la zeci ... sute de μV (de la posturi de mică putere sau îndepărtate) până la unități ... zeci de mV (de la posturi de mare putere sau apropiate). O amplificare globală constantă ar produce la ieșirea difuzorului o intensitate sonoră dependentă de nivelul semnalului de intrare în radioreceptor. Pentru a evita această situație, deci pentru o audiere de nivel aproape constant, independent de postul recepționat, se realizează o buclă de **reglaj automat al amplificării (AGC)** care utilizează

8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

(Bibliografie 1 – pag.201-211, Biblografie 2 – paginile 6-12)

3/8

care atacă circuitul de intrare, la comanda unor elemente de circuit ce modifică amplificarea lanțului de transmitere în sensul menținerii constante a componentei continue, deci și a semnalului demodulat.

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.

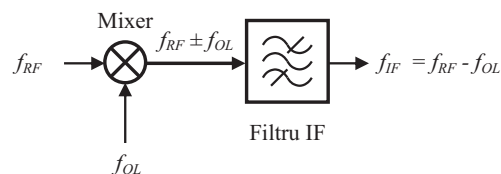


Fig.4.7. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul $f_{RF} > f_{OL}$.

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

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

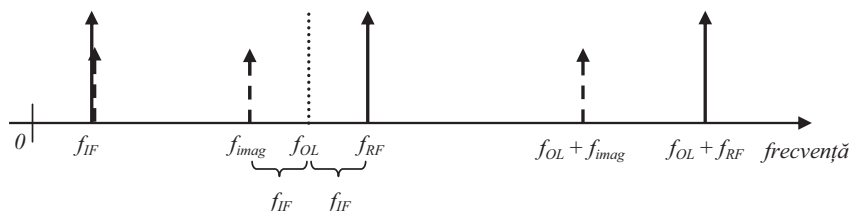


Fig.4.8. Frecvența imagine în cazul $f_{RF} > f_{OL}$.

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

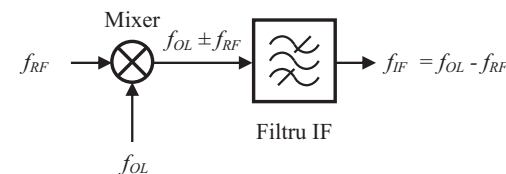


Fig.4.9. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul $f_{OL} > f_{RF}$.

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

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

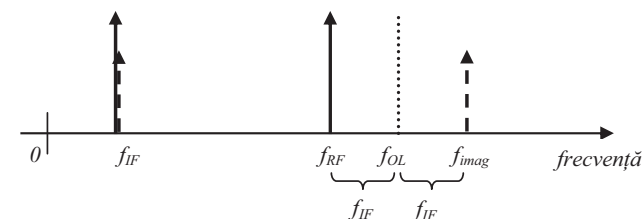


Fig.4.10. Frecvența imagine în cazul $f_{OL} > f_{RF}$.

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.

8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

(Bibliografie 1 – pag.201-211, Biblografie 2 – paginile 6-12)

4/8

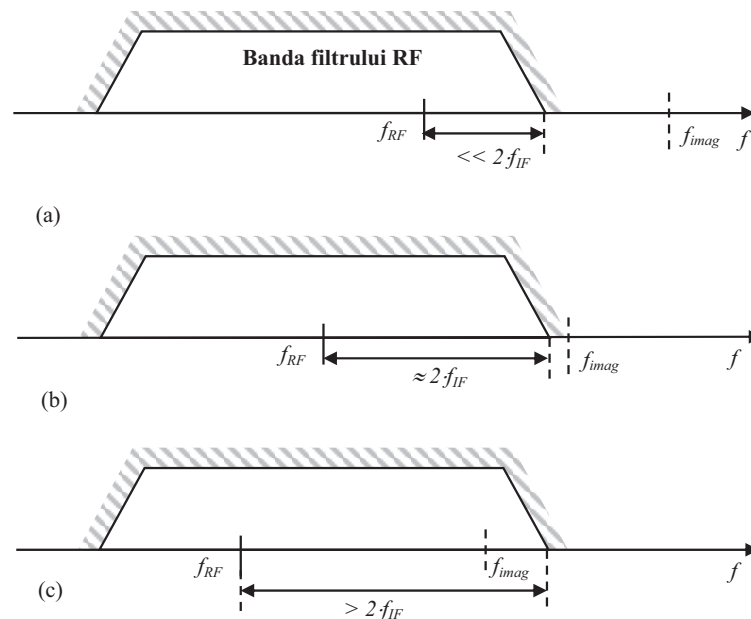
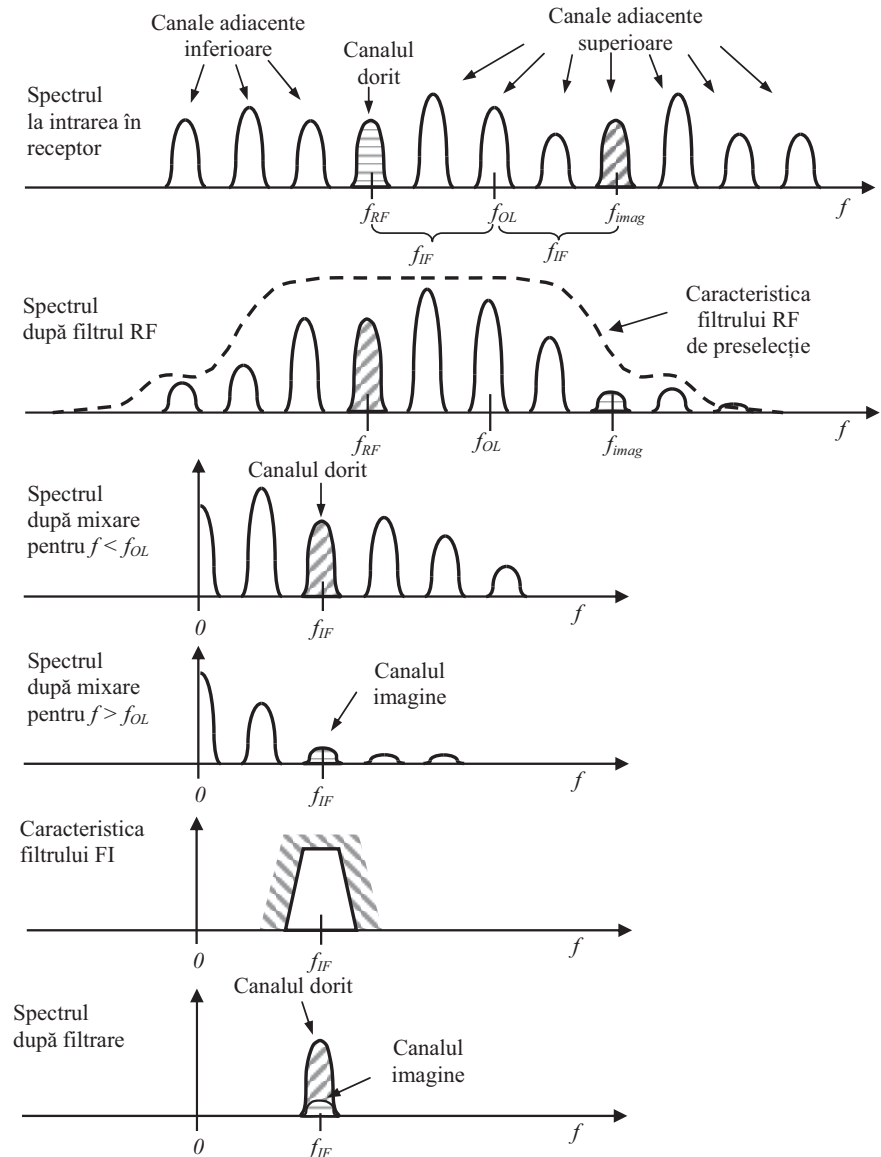


Fig.4.11. Diverse poziții ale frecvenței imagine relativ la banda filtrului RF: caz favorabil (a), caz limită (b) și caz defavorabil (c).

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

Dacă filtrul RF de preselecție nu atenuază suficient frecvența imagine, după mixare și filtrare, la ieșirea filtrului 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").



8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

(Bibliografie 1 – pag.201-211, Biblografie 2 – paginile 6-12)

5/8

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.

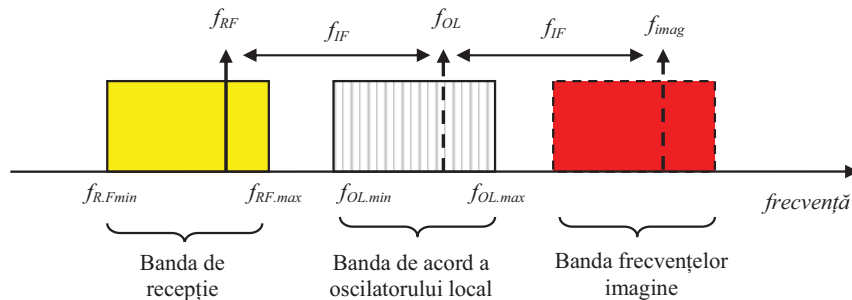


Fig.4.13. Banda frecvențelor imagine.

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.

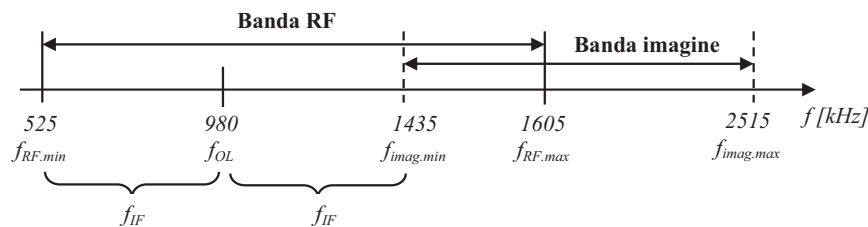


Fig.4.14. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio AM.

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.

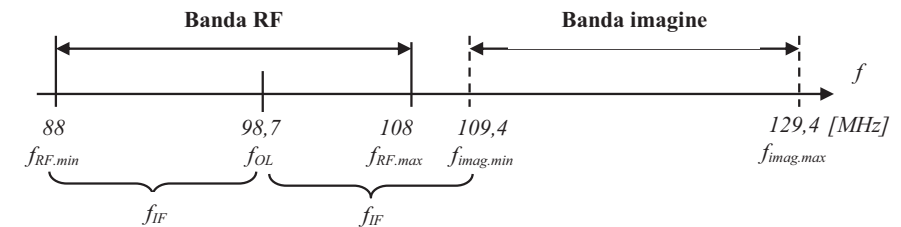


Fig.4.15. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio FM.

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.

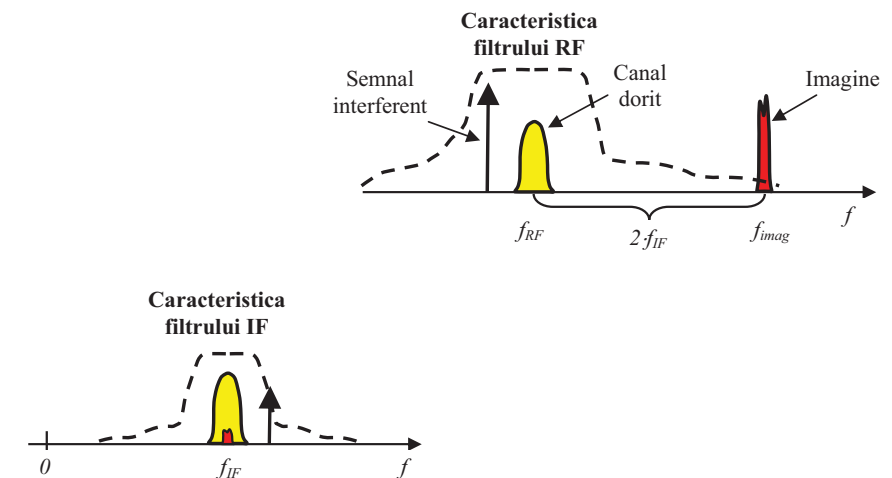


Fig.4.16. Cazul frecvență intermediară mare.

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

8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

(Bibliografie 1 – pag.201-211, Biblografie 2 – paginile 6-12)

6/8

redușă a canalelor adiacente canalului util. Această atenuare poate fi mai ușor obținută la o frecvență intermediară joasă (figura 4.17).

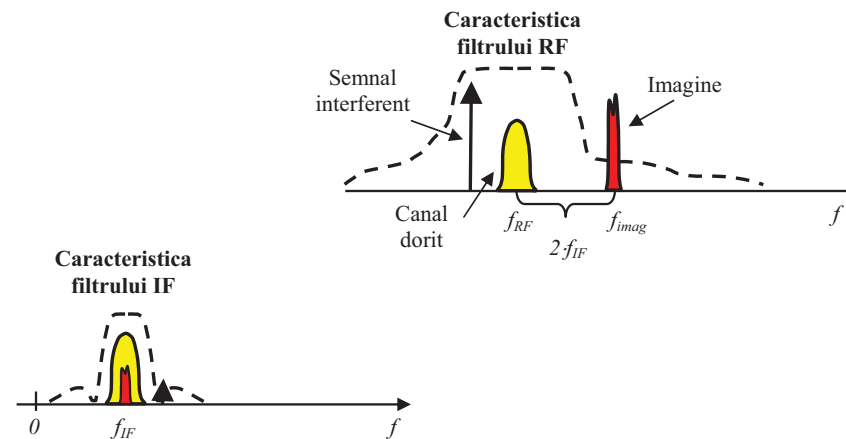


Fig.4.17. Cazul frecvență intermediară mică.

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.

4.2.4. TEHNICA DUBLEI HETERODINĂRI

Schema bloc a unui receptor cu **dublă schimbare de frecvență** (cu două frecvențe intermediare) este prezentată în figura 4.18.

Schema folosește două frecvențe intermediare diferite:

- în primul AFI:

$$f_{IF.1} = f_{OL.1} - f_{RF}, \quad (4.4)$$

- în al doilea AFI:

$$f_{IF.2} = f_{OL.2} - f_{IF.1}, \quad (4.5)$$

Între cele două frecvențe există relația $f_{IF.1} > f_{IF.2}$. Prima frecvență intermediară se alege de valoare foarte mare, ceea ce permite utilizarea unui modul RF de bandă largă. A doua frecvență intermediară de valoare mică poate fi o valoare standard, de exemplu 10.7 MHz. ceea ce reduce costul implementării.

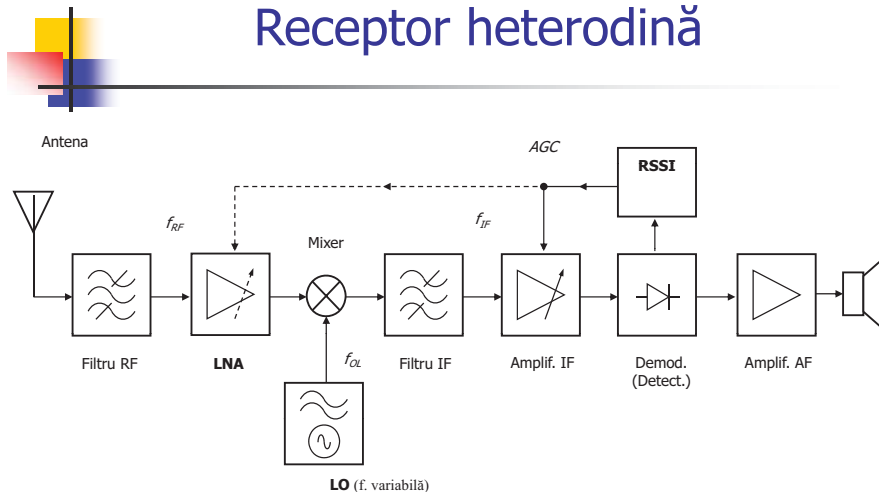
8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

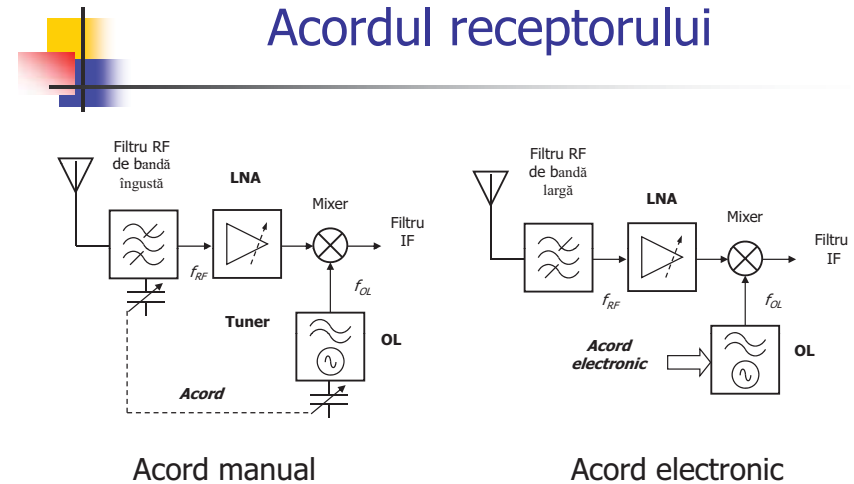
(Bibliografie 1 – pag.201-211, Biblografie 2 – paginile 6-12)

7/8

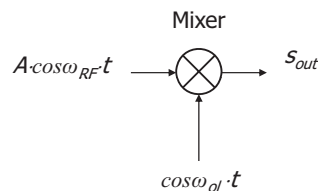
Receptor heterodină



Acordul receptorului



Mixarea semnalelor



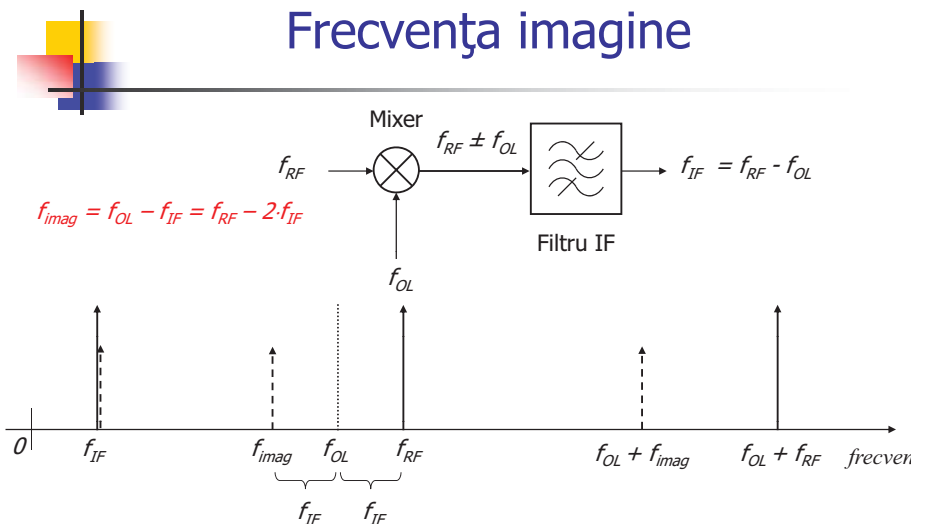
$$s_{out} = A \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL}) \cdot t + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL}) \cdot t;$$

$$f_{RF} > f_{OL}$$

$$s_{out} = A \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{OL} - \omega_{RF}) \cdot t + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{OL} + \omega_{RF}) \cdot t.$$

$$f_{RF} < f_{OL}$$

Frecvența imagine



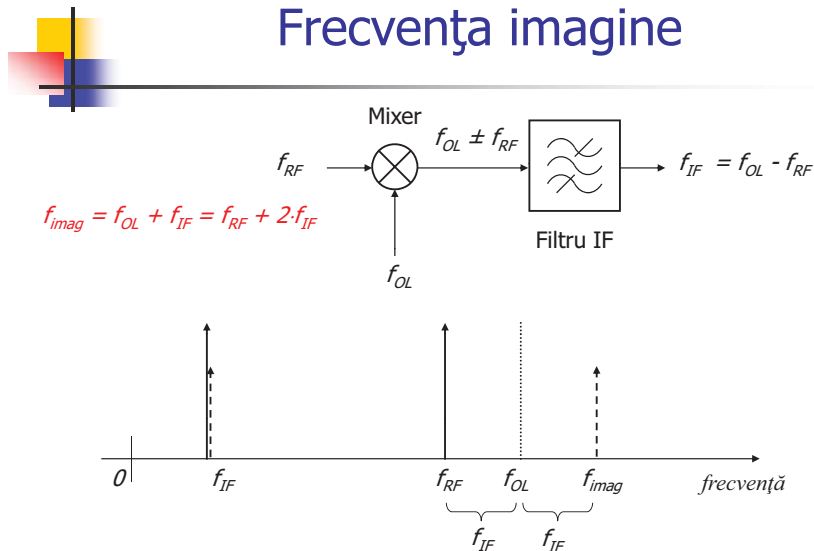
8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

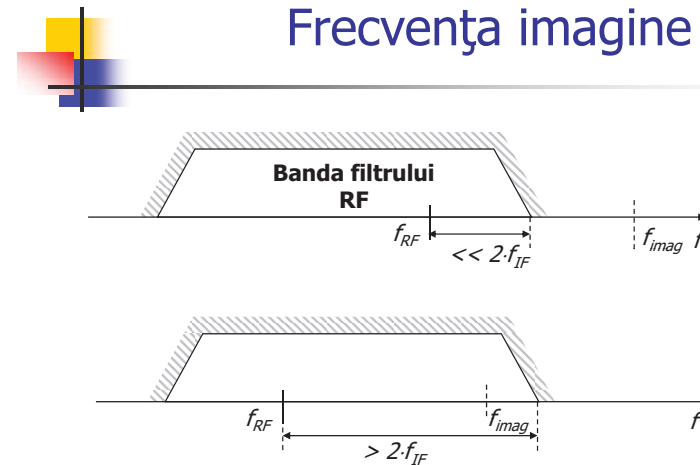
(Bibliografie 1 – pag.201-211, Bibliografie 2 – paginile 6-12)

8/8

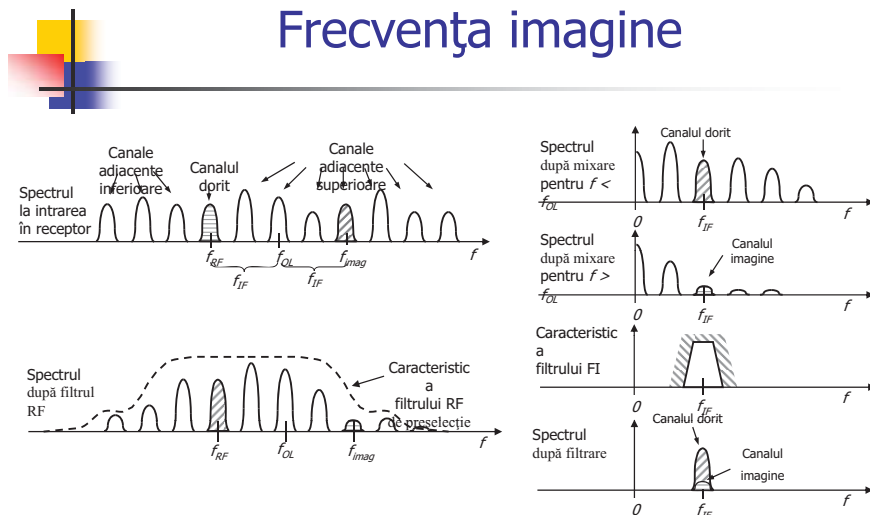
Frecvența imagine



Frecvența imagine



Frecvența imagine



9. Ce reprezinta sensibilitatea unui receptor si care este legatura dintre aceasta si zgomotul de intrare? (Bibliografie 1 – pag.231-235)

1/3

Semnalul de la ieșire depinde de cel de la intrare și de câștigurile diferitelor etaje înseriate prin relația:

$$S_{out} = S_{in} \times G_{total} = S_{in} \times G_1 \times G_2 \times G_3. \quad (4.30)$$

Factorul de zgomot total al ansamblului este:

$$F = \frac{N_{out}}{G_{total} \cdot N_{in}} = \frac{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot N_{in} + G_2 \cdot G_3 \cdot N_{ad1} + G_3 \cdot N_{ad2} + N_{ad3}}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot N_{in}}$$

$$= 1 + \frac{N_{ad1}}{G_1 \cdot N_{in}} + \frac{N_{ad2}}{G_1 \cdot G_2 \cdot N_{in}} + \frac{N_{ad3}}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot N_{in}},$$

sau:

$$F_{Total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}. \quad (4.31)$$

Observație: pentru un bloc funcțional fără dispozitive active – fără zgomot, (de exemplu un filtru RF), care introduce o anumită atenuare sau pierdere de semnal L (“loss”), factorul de zgomot este egal cu valoarea acestei pierderi:

$$F = \frac{N_{out}}{L \cdot N_{in}} = \frac{1}{L}, \quad (4.32)$$

sau:

$$NF [dB] = -L [dB]. \quad (4.33)$$

4.4.3. SENSIBILITATEA

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

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

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

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

în condiția în care zgomotul termic de intrare este:

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

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

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

În aceste condiții, factorul de zgomot devine:

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

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

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

Prin împărțire cu 1 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:

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

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 = “noise floor”) și reprezintă nivelul de la

9. Ce reprezinta sensibilitatea unui receptor si care este legatura dintre aceasta si zgomotul de intrare? (Bibliografie 1 – pag.231-235)

2/3

intrare al semnalului minim detectabil, MDS (“minimum detectable signal”). El se definește prin relația (figura 4.35):

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

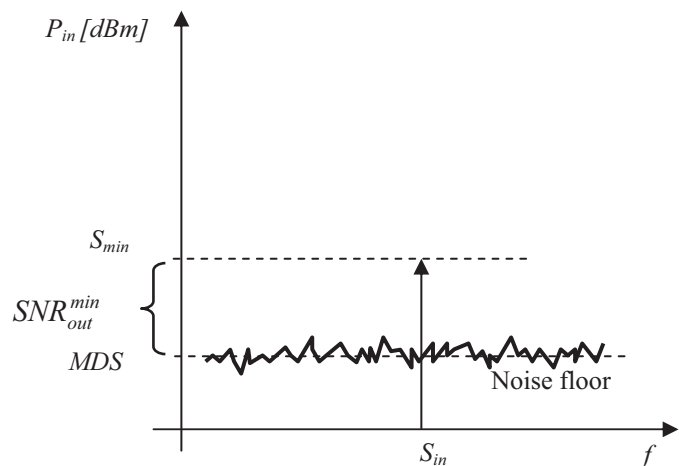


Fig.4.35. Definirea P_{nf} și MDS_{in} .

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

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

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):

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

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:

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

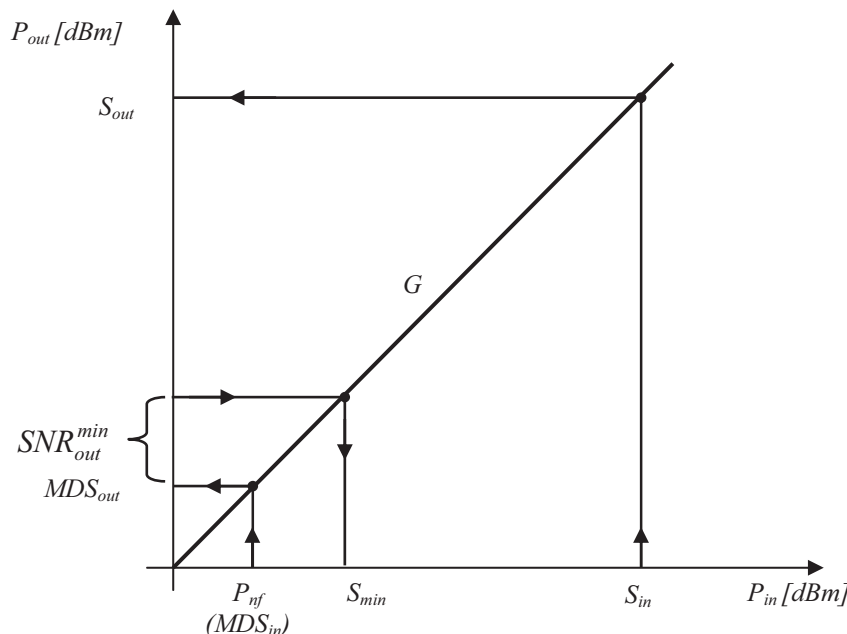


Fig.4.36. Definirea MDS_{out} .

O altă formă de prezentare pentru aceeași relație este următoarea:

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

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

Exemplu numeric: se consideră un receptor al cărui bloc RF constă dintr-un filtru de RF, ce introduce o atenuare de 3 dB, urmat de un comutator cu o pierdere de 1 dB, un amplificator de zgomot redus, LNA, cu un câștig de 13 dB și un mixer (figura 4.37). Banda sistemului este de 200 kHz, iar pentru a se asigura o valoare a BER de 10^{-3} este necesar ca SNR_{out}^{min} să fie de 7 dB. Se ignoră zgomotul introdus de AFI.

9. Ce reprezinta sensibilitatea unui receptor si care este legatura dintre aceasta si zgomotul de intrare? (Bibliografie 1 – pag.231-235)

3/3

Se cere să se determine: a) factorul de zgomot al receptorului; b) sensibilitatea receptorului.

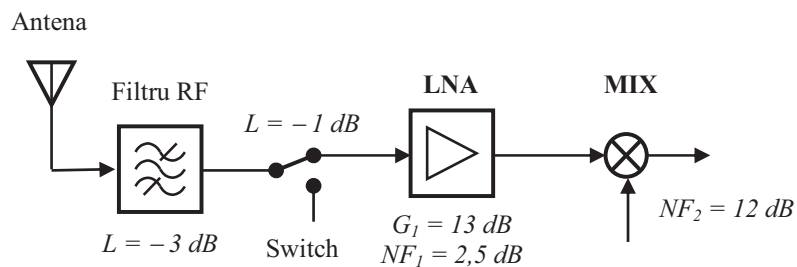


Fig.4.37. Schema bloc pentru exemplul numeric.

Rezolvare.

a) Pentru a determina factorul de zgomot trebuie aplicată formula:

$$NF[dB] = -L[dB] + 10 \cdot \lg \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right):$$

- din $NF_1 = 10 \cdot \lg F_1 = 2,5 dB$ rezultă că $F_1 = 10^{0,25} = 1,78$;

- din $G_1[dB] = 10 \cdot \lg G_1 = 13 dB$ rezultă că $G_1 = 10^{1,3} = 20$;

- din $NF_2 = 10 \cdot \lg F_2 = 12 dB$ rezultă că $F_2 = 10^{1,2} = 15,85$.

Rezultă că:

$$\begin{aligned} NF[dB] &= 3dB + 1dB + 10 \lg \left(1,78 + \frac{15,85 - 1}{20} \right), \\ &= 4dB + 10 \lg 2,52 = 4dB + 10 \times 0,4 = 8dB. \end{aligned}$$

b) Se calculează nivelul de prag al zgomotului:

$$\begin{aligned} P_{nf}[dBm] &= 10 \lg kT_0 + 10 \lg B + NF[dB] = -174 dBm + 10 \lg (2 \cdot 10^5) + 8dB \\ &= -174 dBm + 53 dB + 8 dB = -113 dBm, \end{aligned}$$

În final rezultă sensibilitatea receptorului:

$$S_{min}[dBm] = P_{nf}[dBm] + SNR_{out}^{min} = -113 dBm + 7 dB = -106 dBm.$$

4.4.4. SELECTIVITATEA

Selectivitatea unui receptor reprezintă abilitatea acestuia de a extrage în mod satisfăcător semnalul dorit, în prezența unor semnale interferente puternice. Ea poate fi definită prin abilitatea de a rejecta semnalele nedorite cu frecvențe apropiate canalului util. În majoritatea arhitecturilor de receptoare, această funcție este realizată de filtrul

10. Definiti domeniul dinamic de blocare al unui receptor si specificati ce reprezinta acesta din punctul de vedere al semnalului util. (Bibliografie 1 – pag.242-243)

$$\left(a_1 \cdot A_1 + \frac{3}{2} \cdot a_3 \cdot A_1 \cdot A_2^2 + \frac{3}{4} \cdot a_3 \cdot A_1^3 \right) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t).$$

Dacă se ține seama că $A_1 < A_2$ și că A_1^3 este neglijabil față de A_1 , componenta utilă devine:

$$\begin{aligned} \left(a_1 \cdot A_1 + \frac{3}{2} \cdot a_3 \cdot A_1 \cdot A_2^2 \right) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) = \\ = \left(a_1 + \frac{3}{2} \cdot a_3 \cdot A_2^2 \right) \cdot A_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t). \end{aligned}$$

Câștigul receptorului în prezența unui semnal interferent puternic devine :

$$G = \left(a_1 + \frac{3}{2} \cdot a_3 \cdot A_2^2 \right). \quad (4.58)$$

Cum, în cazul tipic, coeficientul $a_3 < 0$, câștigul pentru semnalul util este o funcție care scade odată cu creșterea amplitudinii A_2 a semnalului interferent. În mod corespunzător are loc reducerea sensibilității receptorului. Dacă G este redus până la punctul în care semnalul util nu mai este recepționat, se spune că semnalul util a fost blocat.

O valoare interesantă este amplitudinea semnalului interferent care produce o reducere de 3 dB a câștigului pentru semnalul util, sau o compresie de 3 dB a acestuia.

Din relația:

$$20 \cdot \lg \left(a_1 + \frac{3}{2} \cdot a_3 \cdot A_2^2 \right) = 20 \cdot \lg a_1 - 3 \text{ dB} \quad (4.59)$$

rezultă că:

$$A_{-3\text{dB}} = 0,441 \cdot \sqrt{\left| \frac{a_1}{a_3} \right|}. \quad (4.60)$$

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):

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

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

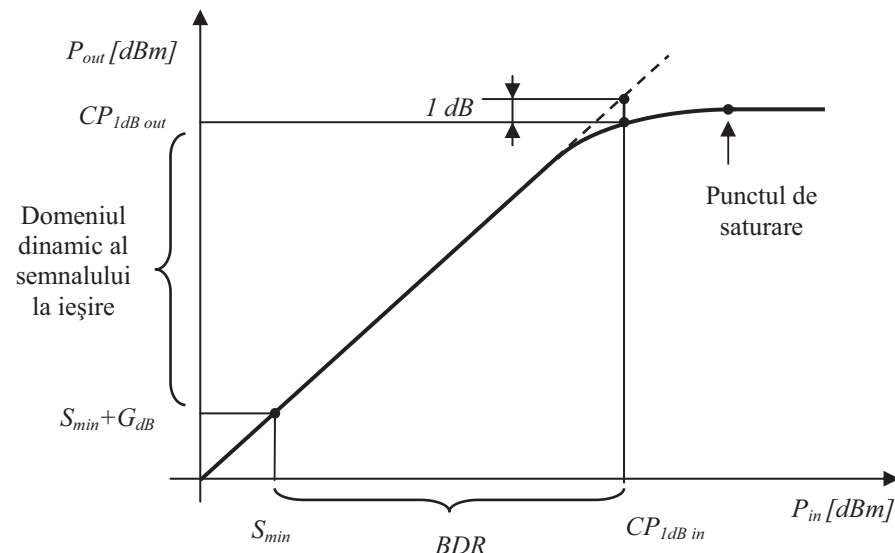


Fig.4.43. Definierea BDR.

Exemplu numeric: se consideră blocul RF al unui receptor având un câștig $G = 9 \text{ dB}$ și sensibilitatea $S_{\min} [\text{dBm}] = -106 \text{ dBm}$. La intrare se aplică un ton RF de nivel mic în banda de trecere. Crescând progresiv nivelul de la intrare, la ieșire se constată că pentru un nivel de -10 dBm , câștigul s-a redus cu 1 dB.

Se cere să se determine domeniul dinamic de blocare al receptorului, BDR .

Rezolvare.

Din relația de legătură:

$$CP_{1\text{dB out}} = CP_{1\text{dB in}} + \text{Gain} - 1 \text{ dB},$$

se determină pentru început punctul de compresie 1-dB de la intrare:

$$CP_{1\text{dB in}} = CP_{1\text{dB out}} - \text{Gain} + 1 \text{ dB} = -10 \text{ dBm} - 9 \text{ dB} + 1 \text{ dB} = -18 \text{ dBm}.$$

Apoi se determină BDR cu relația:

$$BDR [\text{dB}] = CP_{1\text{dB in}} - S_{\min} = -18 \text{ dBm} - (-106 \text{ dBm}) = 88 \text{ dB}.$$

4.4.8. MODULAȚIA ÎNCRUCIȘATĂ

Se consideră din nou cazul în care un semnal util, considerat armonic și având expresia $A_1 \cos(\omega_1 t)$, este recepționat în prezența unui semnal interferent de nivel

COMUNICAȚII DE DATE
ANUL 3, SEMESTRUL 5

1. Care sunt dispozitivele de interconectare in retele?

La nivel fizic sunt repetoare si hub-uri (repetoare multiport), la nivel legatura de date sunt punti (bridge) sau switch-uri (punti multiport), la nivel retea este ruterul, iar la nivelurile superioare sunt portile (gateway)

2. În ce constă codarea NRZ și RZ?

La codarea NRZ (Non Return to Zero) se mentine acelasi nivel de tensiune pe toata durata bitului, iar la codare RZ (return to Zero) nu se mentine acelasi nivel de tensiune pe toata durata bitului

3. Ce intelegeti prin USB ?

USB (Universal Serial Bus) este o magistrala seriala pentru interfatarea dispozitivelor atasate unui calculator, ce permite debite de 1,5 Mbps, 12 Mbps, 480 Mbps.

4. Care este tehnica de acces la mediu la retelele Ethernet?

Tehnica de acces la mediu este „asculta inainte de a vorbi si asculta si in timpul propriei transmisii, pentru a detecta coliziunile” sau CSMA-CD (Carrier Sense Multiple Access)

5. Ce este protocolul HDLC?

HDLC (High Data level Link Control) este un protocol de nivel 2, legatura de date, pentru comunicarea nod-la-nod, adica intre doua calculatoare invecinate direct, care marcheaza inceputul si sfarsitul cadrelor de date cu delimitatori, le numeroteaza si permite controlul fluxului si al erorilor.

6. Care sunt serviciile asigurate de ISDN?

Serviciile asigurate de ISDN sunt: telefonul cu functii multiple, punerea in asteptare a apelurilor, transferul apelurilor, 2 canale de comunicatie, fax, conectarea la calculator, etc.

7. Care sunt clasele de adresare asigurate de protocolul IP?

Sunt 5 clase de adresare, A,B,C,D,E, cea mai utilizata fiind clasa C (3 octeti pentru clasa si retea, un octet pentru hosturi)

8. Care sunt serviciile asigurate de protocolul TCP ?

Serviciile asigurate de TCP sunt: expedierea datelor (SEND), urgentarea expedierii (PUSH) si urgentarea receptiei (URGENT)

9.Ce este protocolul FTP?

FTP (File Transfer Protocol) este un protocol care permite transferul fisierelor intre calculatoare, eficient si sigur. Fisierele pot fi programe sau date si pot avea forme de reprezentare si dimensiuni diferite.

10. Ce este HTTP ?

HTTP (Hyper) Text Transfer Protocol este protocolul ce sta la baza web-ului, folosit de orice aplicatie ce foloseste hipertext (pagini care contin legaturi spre alte pagini, deci salturile intre pagini trebuie facute rapid si eficient).

GRAFICĂ COMPUTERIZATĂ

ANUL 3, SEMESTRUL 6

1. Definiți fracția Weber. Comentati semnificația ei în cuantizarea imaginilor.

1.2. Percepția luminanței, Cap. 2. Paragraful « Cuantizarea imaginilor »

1/4

1.2 Percepția luminanței

Datorită mecanismelor de adaptare, gama dinamică a intensităților percepute de sistemul vizual uman (SVU) este uriașă, de ordinul 10^{10} . Cu toate acestea, pentru un anumit nivel de adaptare (ce se poate schimba relativ încet datorită naturii chimice a proceselor responsabile) gama dinamică percepută este mai mică decât 10^2 . Percepția luminanței este influențată de mai mulți factori.

Pentru lumină acromatică, factorii principali sunt:

- iluminarea fundalului
- schimbările de luminanță în zone apropiate stimulului
- forma spațială și variația temporală a stimulului

Efectele de mai sus interacționează, dar pentru mai multă claritate, le vom analiza independent.

Iluminarea fundalului are efecte ce pot fi studiate folosind aranjamentul din Fig.1.1.

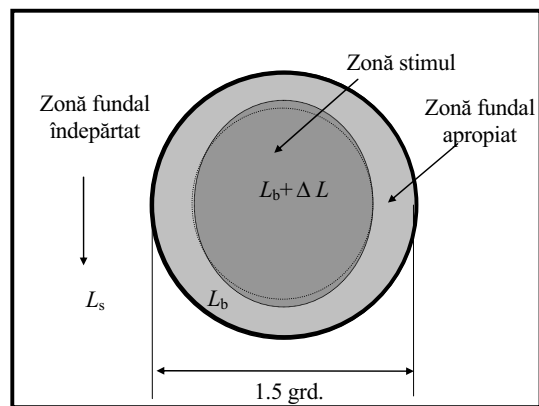


Fig. 1.1. Schema experimentului pentru studiul percepției luminanței.

Subiectul trebuie să stabilească pragul ΔL la care zona stimulului se distinge pe fundalul apropiat, la diferite iluminări ale fundalului apropiat și îndepărtat. Rezultatele acestor experimente sunt redată în Fig.1.2. Se observă că raportul $\Delta L/L$, denumit *fracție Weber*, este aproximativ constant, ceea ce implică o percepție logaritmică a luminanței, asemenea celorlalte simțuri. La luminanțe reduse, fracția Weber crește ușor. O valoare orientativă a fracției Weber este 2%, ceea ce corespunde

capacității de a se distinge aproximativ 50 de niveluri de luminanță într-o imagine cu contrast ridicat. Pe un ecran de calculator sau TV, numărul lor este ușor redus față de această cifră.

Influența fundalului îndepărtat este de fapt o manifestare a efectului menționat la punctul b), denumit *fenomen de mascare*. Datorită conturului ce se formează între fundalul apropiat și cel îndepărtat, se produce o creștere a pragului de sensibilitate. Rezultatul este util în compresia imaginilor pentru că el relevă faptul că zonele cu texturi complicate pot fi redată cu un număr redus de niveluri de gri, fără ca acest lucru să fie sesizat de observatorul uman. Prezența fundalului afectează nu numai pragul de sensibilitate ci și nivelul de luminanță perceput.

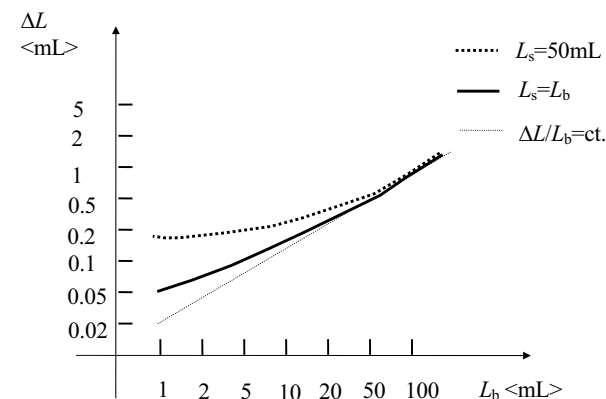


Fig. 1.2. Rezultatele experimentelor privind percepției luminanței.

Un experiment interesant ce pune în evidență relativitatea percepției luminanței este ilustrat în Fig. 1.3. Cele două regiuni pătrate cu luminanțe identice sunt percepute cu luminanțe diferite când sunt separate și plasate pe fundal diferit.

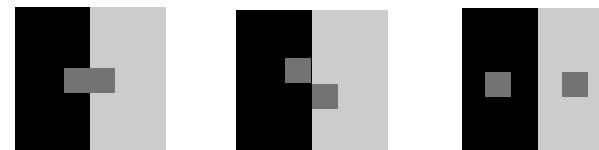


Fig. 1.3. Relativitatea percepției luminanței.

Relativitatea percepției nu se limitează la luminanță. Dimensiunile percepute sunt supuse unei legi similare (Fig. 1.4). Cercurile interioare par de dimensiuni diferite. Linia superioară pare mai lungă.

1. Definiți fracția Weber. Comentati semnificația ei în cuantizarea imaginilor.

1.2. Percepția luminanței, Cap. 2. Paragraful « Cuantizarea imaginilor »

2/4

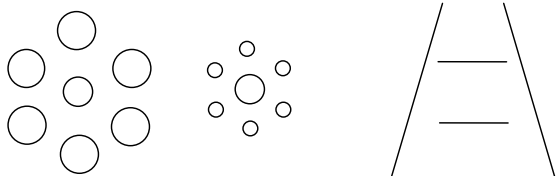


Fig. 1.4. Iluzii optice ce ilustrează relativitatea percepției dimensiunilor

Trebuie evitată confuzia care se face uneori între fenomenul de mascare și fenomenul Mach. Ultimul este o manifestare directă a inhibiției laterale, care operează o filtrare de tip trece-sus, ce poate fi modelată prin convoluția cu un operator obținut prin derivarea de ordinul doi a unei funcții gaussiene. În Fig. 1.5 se ilustrează fenomenul Mach cu ajutorul mirei cu trepte de gri. O bandă uniformă este percepută mai luminoasă în stânga ei și mai întunecată în partea dreaptă prin efectul derivativ al inhibiției laterale.

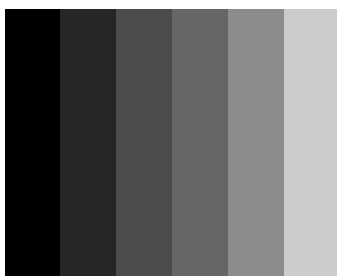


Fig. 1.5. Fenomenul benzilor Mach

Efectul de mascare se manifestă și în domeniul temporal. Percepția obiectelor aflate în mișcare este dependentă de faptul dacă observatorul urmărește obiectul de-a lungul traiectoriei sau atenția nu este fixată pe un anumit obiect. Este util să reținem orientativ că, în cazul mișcărilor violente, rezoluția obiectului aflat în mișcare poate fi redusă de zece ori fără a fi percepută, cu condiția de a fi restabilită la valoarea normală în mai puțin de o jumătate de secundă de la încetarea mișcării.

O formă importantă de manifestare a pragului de vizibilitate temporală este *frecvența critică de fuziune a imaginilor*. Presupunând că stimulul este descris de o lege de variație de forma:

$$S(t) = L + \Delta L \cos(2\pi ft), \quad (1.1)$$

Se poate determina vizibilitatea stimulului în funcție de L , ΔL și f . Pentru o curbă $L = \text{ct.}$, ΔL are un maxim în jurul frecvenței de 15 cicluri pe secundă. La frecvențe mari, răspunsul se anihilează rapid în jurul

valorii de 70 Hz. Mărimea suprafeței stimulului de pâlpare influențează, de asemenea, vizibilitatea lui. Este un aspect ce a fost deja exploatat în televiziune, prin alegerea modului de explorare întretesută și reducerea frecvenței cadrelor la numai 25 Hz.

1. Definiți fracția Weber. Comentati semnificatia ei în cuantizarea imaginilor.

1.2. Perceptia luminantei, Cap. 2. Paragraful « Cuantizarea imaginilor »

3/4

Cuantizarea imaginilor

Imaginile reale (analogice) conțin o infinitate de nuanțe de gri sau culori. Având în vedere faptul că eșantioanele imaginii sunt reprezentate după conversie folosind un număr finit de biți, rezultă și un număr finit de niveluri posibile.

Mărimile care pot lua un număr finit de valori se numesc cuantizate, iar operația prin care o mărime continuă se transformă într-una cuantizată se numește cuantizare.

Imaginea din Fig. 2.3 este reprezentată pe 8 biți, ceea ce corespunde la un număr maxim de $2^8 = 256$ niveluri de gri. În Fig. 2.4, aceeași imagine este reprezentată succesiv pe 32, 16, 8, și 4 niveluri de gri, folosind cuantizare cu pas constant, numită *cuantizare uniformă*. Se poate remarca la aceste imagini apariția unor contururi false (fenomen de conturare) în zone de imagine netede, cu variații lente ale luminanței. Fenomenul de conturare este o consecință a erorilor introduse de procesul de cuantizare. Conturarea este nu este perceptibilă în imagini redată pe 128 sau 64 de niveluri de gri, motiv pentru care acele imagini nu au fost incluse în figură. Practic, erorile sau zgomotul de cuantizare din acele imagini rămân imperceptibile ochiului. Cu toate acestea, zgomotul de cuantizare produce efecte nedorite asupra unor operatori de prelucrare sensibili la zgomot, cum sunt cei de derivare, folosiți la extragerea contururilor.

Cuantizarea uniformă nu asigură o reprezentare optimă, cu eroare medie patratică minimă, decât pentru cazul particular în care nivelurile de gri au o distribuție uniformă. Presupunând că se dorește cuantizarea unei variabile f pe un număr specificat, de Q niveluri de cuantizare, *legea de cuantizare*.

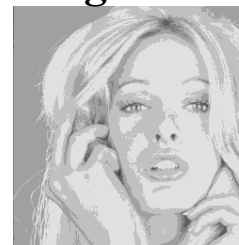
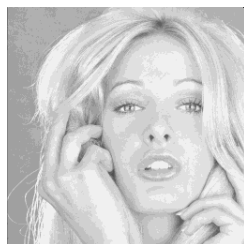
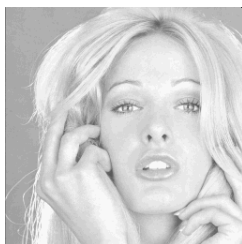


Fig. 2.4. Cuantizare uniformă. Imagine cu: a) 32 niveluri de gri; b) 16 niveluri de gri; c) 8 niveluri de gri; d) 4 niveluri de gri

O lege de cuantizare poate fi specificată prin precizarea subdomeniilor mărimii de intrare, f , care se transformă în fiecare nivel de ieșire, r_i , numit *nivel de reconstrucție*. Subdomeniile sunt delimitate de niveluri de decizie, d_k (vezi Figura 2.5).

Deoarece sistemele de achiziție a imaginilor sunt proiectate de cele mai multe ori pentru a servi aplicații diverse, distribuția nivelurilor de gri la conversia analog numerică este în general necunoscută. În medie se poate considera uniformă. În plus, sistemele de achiziție contemporane asigură o cuantizare suficient de fină pentru a reduce importanța problemei minimizării erorilor de cuantizare. Totuși, în numeroase situații, optimizarea procesului de cuantizare a imaginilor rămâne o problemă actuală. Este cazul compresiei imaginilor sau al tipăririi imaginilor color folosind o paletă redusă de culori.

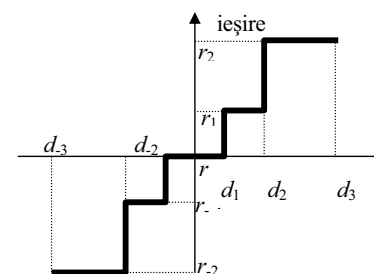


Fig. 2.5. Exemplu de lege de cuantizare

Uzual distribuția nivelurilor de gri în imagine este neuniformă. Considerând numărul nivelurilor de cuantizare, Q , fix se pune problema determinării nivelurilor de decizie și a nivelurilor de cuantizare, astfel încât un anumit criteriu de optimizare să fie realizat. Se presupune

1. Definiți fracția Weber. Comentati semnificația ei în cuantizarea imaginilor.

1.2. Perceptia luminantei, Cap. 2. Paragraful « Cuantizarea imaginilor »

4/4

cunoscută distribuția nivelurilor de gri (histograma nivelurilor de gri). Cel mai frecvent se impune minimizarea erorii medii patratice, EMP. Se demonstrează [Max 1960] că soluția îndeplinește condițiile următoare:

1. Nivelurile de reconstrucție sunt *valorile medii* (centrozii) variabilei cuantizate în interiorul fiecărui interval determinat de nivelurile de decizie.
2. Nivelurile de decizie sunt situate la *distanțe egale* de nivelurile de reconstrucție ale intervalelor adiacente.

Prima condiție stabilește că fiecare interval este reprezentat (reconstruit) prin valoarea medie a nivelului de gri în interiorul său. De observat că valoarea medie coincide cu mijlocul intervalului numai dacă variabila este distribuită uniform în interiorul intervalului respectiv. Notând cu p_i probabilitatea de apariție a nivelului f_i și cu I_k intervalul reconstruit prin r_k , avem expresia valorii medii:

$$r_k = \frac{\sum_{f_i \in I_k} p_i f_i}{\sum_{f_i \in I_k} p_i} \quad (2.1)$$

Condiția a doua plasează nivelurile de decizie la jumătatea distanței dintre două niveluri de reconstrucție, ceea ce asigură alocarea fiecărui nivel de intrare la nivelul de ieșire *cel mai apropiat*. Soluția optimă poate fi obținută prin metode numerice. Pentru unele legi de distribuție mai frecvent întâlnite în prelucrarea semnalelor (Gauss, Laplace etc.), rezultatele cuantizării optimale sunt tabelate și pot fi consultate în literatura de specialitate. Pentru legi mai generale, se pot folosi cu succes algoritmi de învățare nesupervizată (de exemplul algoritmul mediilor).

2. Ce este histograma nivelurilor de gri? Cum poate fi folosită histograma la calculul mediei și a dispersiei nivelurilor de gri?

Cap. 2, paragraful « Caracteristici statistice »

Caracteristici statistice

Prelucrarea imaginii poate fi *adaptată* automat la specificul fiecărei imagini folosind *caracteristici statistice* ale acesteia. Astfel, distribuția nivelurilor de gri poate fi utilă pentru recuantizare sau pentru transformarea scării de gri în vederea redării optimale pe ecran sau la prin imprimare. Probabilitatea de apariție a fiecărui nivel de gri se poate calcula folosind ecuația:

$$p_i = \frac{n_i}{N_{pix}} \quad (2.7)$$

unde p_i este probabilitatea de apariție a nivelului z_i , n_i este numărul de pixeli cu nivelul z_i și N_{pix} este numărul total de pixeli din imagine. Frecvent distribuția nivelurilor de gri este vizualizată cu ajutorul *histogramei* nivelurilor de gri:

$$h_i = n_i \quad (2.8)$$

Histograma *normalizată* corespunde ecuației (2.7), cu coloanele reprezentând probabilitățile de apariție ale fiecărui nivel de gri. Un exemplu de imagine cu histograma asociată se găsește în Figura 2.7. Pe axa orizontală a histogramei este reprezentat nivelul de gri. Pe axa verticală înălțimea fiecărei coloane este proporțională cu numărul de pixeli care au nivelul de gri corespunzător. Factorul de proporționalitate a fost ales astfel încât înălțimea maximă a coloanei să fie de 128 de pixeli în imaginea histogramei. Procedul utilizat se numește scalare a histogramei.



Fig. 2.8. Imaginea "boats" (stânga) și histograma ei (dreapta).

Pentru imagini color sau multispectrale, putem construi câte o histogramă pentru fiecare componentă tricromatică. Alternativ, cele trei histogramme pot fi concentrate într-una singură, tridimensională, a cărei vizualizare nu este însă o sarcină simplă. Cel mai frecvent histogrammele se calculează *global*, adică pentru întreaga imagine, însă există și aplicații care fac apel la *histograme locale*, calculate pe subblocuri precizate ale imaginii.

Media și dispersia nivelului de gri în imagine se numără printre caracteristicile statistice cele mai simple și frecvent utilizate în prelucrare. *Media de gri* a unei imagini f se poate calcula cu ajutorul ecuației:

$$\mu = \langle f \rangle = \frac{1}{N_{pix}} \sum_{k=0}^{N_{pix}-1} f_k = \sum_{i=0}^{L-1} p_i f_i \quad (2.9)$$

Media pătratică a nivelului de gri are o definiție asemănătoare:

$$\langle f^2 \rangle = \frac{1}{N_{pix}} \sum_{k=0}^{N_{pix}-1} f_k^2 = \sum_{i=0}^{L-1} p_i f_i^2 \quad (2.10)$$

Dispersia nivelului de gri este:

$$\sigma^2 = \langle (f - \langle f \rangle)^2 \rangle = \frac{1}{N_{pix}} \sum_{k=0}^{N_{pix}-1} (f_k - \mu)^2 = \langle f^2 \rangle - \langle f \rangle^2 \quad (2.11)$$

Dacă dispersia se evaluează regional, pentru un număr de pixeli relativ scăzut, N_{pix} din ultima ecuație, se înlocuiește cu $N_{pix}-1$. În caz contrar, se poate demonstra că estimatorul dispersiei este unul *deplasat*.

3. Explicați necesitatea utilizării tehnicilor de interpolare în tranformările geometrice ale imaginilor. Definiți interpolarea liniară bidimensională.

2.5. Transformări geometrice

1/3

2.5 Transformări geometrice

Definiții

Transformările geometrice au aplicații numeroase în analiza imaginilor și în compresie. Ele permit, de exemplu, corecția unor distorsiuni geometrice produse la captarea imaginii, modelarea schimbării parametrilor de poziție, orientare și translocare a camerei, estimarea mișcării sau modelarea transformării imaginii.

O transformare geometrică proiectează fiecare pixel, de coordonate (x, y) , al imaginii de intrare la o nouă poziție, (x', y') . Transformarea poate fi descrisă prin ecuațiile:

$$\begin{aligned}x' &= T_x(x, y), \\y' &= T_y(x, y).\end{aligned}$$

Transformările T_x, T_y pot fi cunoscute dinainte sau pot fi estimate pe baza imaginii inițiale și a celei transformate. Transformarea geometrică generală este aproximată frecvent cu ajutorul unor ecuații polinomiale. Câteva transformări particulare de interes mai larg sunt prezentate în continuare.

Transformările afine

Ecuațiile de transformare sunt:

$$\begin{aligned}x' &= a_0 + a_1x + a_2y, \\y' &= b_0 + b_1x + b_2y.\end{aligned}$$

Transformările afine includ:

- **Translația**

$$\begin{aligned}x' &= a_0 + x, \\y' &= b_0 + y.\end{aligned}$$

- **rotația** în planul imaginii, cu unghiul θ față de origine

$$\begin{aligned}x' &= x\cos\theta + y\sin\theta, \\y' &= -x\sin\theta + y\cos\theta.\end{aligned}$$

- **rescalarea** cu factor diferit pe cele două direcții

$$\begin{aligned}x' &= ax, \\y' &= by.\end{aligned}$$

- **înclinare** cu unghiul φ

$$\begin{aligned}x' &= x + y\operatorname{tg}\varphi, \\y' &= y.\end{aligned}$$

Transformările de perspectivă

Ecuațiile transformărilor de perspectivă sunt:

$$\begin{aligned}x' &= \frac{a_1x + a_2y + a_3}{a_7x + a_8y + 1}, \\y' &= \frac{a_4x + a_5y + a_6}{a_7x + a_8y + 1}.\end{aligned}$$

Transformările de perspectivă, și transformările afine corespund proiecțiilor de perspectivă, respectiv ortografice ale unui corp solid tridimensional și nedeformabil ce se poate mișca arbitrar.

Interpolarea luminanței

Implementarea unei transformări geometrice particulare presupune inversarea ecuațiilor (5.1), (5.2). Aplicația este privită din perspectiva imaginii de ieșire. Pentru fiecare punct, de coordonate (x', y') al acestei imagini, se caută coordonatele (x, y) ale pixelului din imaginea de intrare ce l-a generat. Practic, trebuie să atribuim la ieșire intensitatea:

$$g_{x',y'} = f_{x,y}.$$

Problema este că valorile (x, y) obținute în urma calculelor nu sunt în general numere întregi, în timp ce imaginea $f_{x,y}$ este definită numai pentru un număr finit de puncte (Fig. 2.18), corespunzând unor valori întregi ale coordonatelor (x, y) . Soluția pentru estimarea intensității în punctele nesituate pe grila de eșantionare a imaginii de intrare o constituie interpolarea.

Fie m, n coordonate întregi, pentru care imaginea de intrare, $f_{m,n}$, este definită. Imaginea interpolată pentru o pereche de coordonate (x, y) arbitrară este

$$f_{x,y} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f_{m,n} h_{x-m,y-n}$$

3. Explicați necesitatea utilizării tehnicilor de interpolare în tranformările geometrice ale imaginilor. Definiți interpolarea liniară bidimensională.

2.5. Transformari geometrice

2/3

Recunoaștem în ecuația de mai sus o sumă de convoluție bidimensională aproape obișnuită.

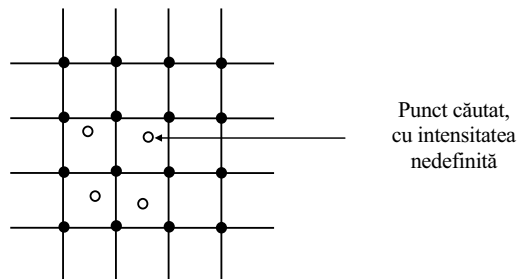


Fig. 2.18. Problema interpolării imaginii

Observații:

- Suma poate fi evaluată pentru coordonate (x, y) *continuale*, numărul lor fiind nelimitat.
- Nucleul operatorului, h , este o funcție de coordonatele *continue* x și y .
- În practică, fereastra operatorului de interpolare, h , are dimensiuni ce nu depășesc trei-șapte pixeli.

Interpolarea de ordinul zero

Cea mai simplă soluție la problema expusă este interpolarea de ordinul zero, numită sugestiv și **metoda de interpolare a vecinului celui mai apropiat**, conform căreia, pixelului căutat i se atribuie intensitatea celui mai apropiat pixel din grila de eșantionare. Formal, metoda poate fi descrisă cu ajutorul sumei de convoluție, cu $h_{x,y}$ definit ca:

$$h_{x,y} = \text{rect}(x,y) = \text{rect}(x) \text{rect}(y).$$

Pentru calcule este convenabilă exprimarea interpolării de ordin zero cu ajutorul operației de rotunjire. Notând cu $\lfloor x \rfloor$ partea întreagă a lui x , interpolarea de ordinul zero se reduce la:

$$f_{x,y} = f_{\lfloor x+0,5 \rfloor, \lfloor y+0,5 \rfloor}.$$

În Fig. 2.19, este ilustrată interpolarea de ordinul zero a unui semnal unidimensional. Interpolarea de ordinul zero produce rezultate modeste în special la mărirea imaginilor (zoom), prin faptul că imaginea interpolată conține arii de intensitate constantă de dimensiunea pixelului în imaginea inițială. Un aspect pozitiv este acela că tranzițiile abrupte se păstrează.

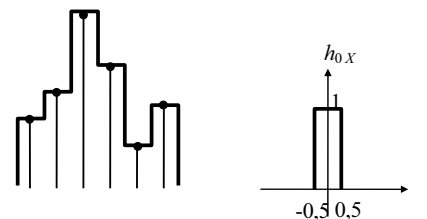


Fig. 2.19. Interpolare de ordinul zero a unui semnal 1D.

Interpolarea de ordinul unu sau liniară

Nucleul de interpolare liniară se poate obține prin convoluția nucleului de interpolare de ordinul zero cu el însuși. Fig. 2.20 prezintă un exemplu de interpolare liniară pentru semnalul unidimensional din Fig. 2.19. La semnale bidimensionale, $h_{1,xy} = h_{1,x} h_{1,y}$. Notând cu α și β partea fracționară a coordonatelor x și y ,

$$\alpha = x - \lfloor x \rfloor,$$

$$\beta = y - \lfloor y \rfloor.$$

interpolarea liniară bidimensională, numită și interpolare biliniară, se poate scrie:

$$f_{x,y} = (1-\alpha)(1-\beta)f_{\lfloor x \rfloor, \lfloor y \rfloor} + \alpha(1-\beta)f_{\lfloor x \rfloor+1, \lfloor y \rfloor} + (1-\alpha)\beta f_{\lfloor x \rfloor, \lfloor y \rfloor+1} + \alpha\beta f_{\lfloor x \rfloor+1, \lfloor y \rfloor+1}.$$

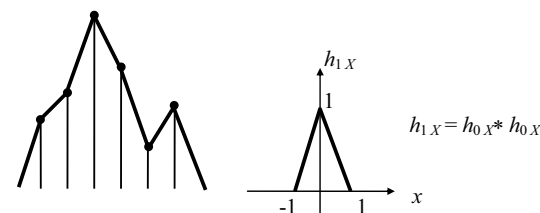


Fig. 2.20. Interpolare liniară 1D.

Procedura de interpolare liniară 2D (biliniară) este ilustrată în Fig. 2.21. Interpretarea grafică se bazează pe faptul că interpolarea liniară 2D se poate obține prin interpolări 1D succesive pe direcțiile axelor

3. Explicați necesitatea utilizării tehnicilor de interpolare în tranformările geometrice ale imaginilor. Definiți interpolarea liniară bidimensională.

2.5. Transformari geometrice

3/3

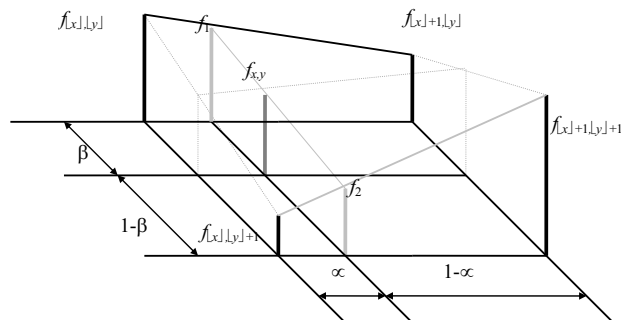


Fig. 2.21. Interpretare grafică a interpolării liniare 2D

de coordonate. De exemplu, putem proceda în ordinea:

$$\begin{aligned} f_1 &= (1-\alpha)f_{x, \lfloor y \rfloor} + \alpha f_{x, \lfloor y \rfloor + 1}, \\ f_2 &= (1-\alpha)f_{x, \lfloor y \rfloor + 1} + \alpha f_{x, \lfloor y \rfloor + 1 + 1}, \\ f_{x, y} &= (1-\beta)f_1 + \beta f_2. \end{aligned}$$

Un pixel interpolat rezultă prin medierea ponderată a celor patru pixeli vecini situați pe grila de eșantionare a imaginii de intrare. Prin procesul de mediere se obține o imagine mai netedă. Efectul este benefic în regiunile omogene ale imaginii, dar i se poate reproșa faptul că prin mediere contururile obiectelor se estompează. Pentru comparație, în Fig. 2.22 este redat un detaliu din rezultatul prelucrării de tip lupă (“zoom”) cu interpolare de ordin zero și de ordin unu, la imaginea “Lena”.



Fig. 2.22. Efect de mărire (“zoom”) prin interpolare de ordin zero (stânga) și liniară (dreapta)

Exemplu

Se dă imaginea:

1	6	8
2	3	9
5	4	7

Se mărește imaginea pentru a fi redată în formatul 5×5. Se utilizează interpolare de ordinul unu. Se cere intensitatea la coordonatele (2,3).

Rezolvare:

Transformarea geometrică este:

$$x' = 5x/3,$$

$$y' = 5y/3.$$

Prin inversarea ecuațiilor transformării, obținem:

$$x = 3x'/5,$$

$$y = 3y'/5.$$

Pentru $(x', y') = (2, 3)$, obținem:

$$x = 1.2$$

$$y = 1.8.$$

La interpolarea imaginii $f_{x, y} = f_{1.2, 1.8}$, folosim eșantioanele $\begin{matrix} 3 & 9 \\ 4 & 7 \end{matrix}$:

$$f_{x, \lfloor y \rfloor} = f_{1, 1} = 3, f_{x, \lfloor y \rfloor + 1} = f_{2, 1} = 9, f_{x, \lfloor y \rfloor + 1} = f_{1, 2} = 4, f_{x, \lfloor y \rfloor + 1 + 1} = f_{2, 2} = 7.$$

Avem $\alpha = 0.2$, $\beta = 0.8$. Folosind ecuația (5.38), obținem:

$$f_{1.2, 1.8} = (1-0.2) \times (1-0.8) \times 3 + 0.2 \times (1-0.8) \times 9 + (1-0.2) \times 0.8 \times 4 + 0.2 \times 0.8 \times 7 = 4.52.$$

În final, $g_{3,3} = f_{1.2, 1.8} = 4.52$. În aproximarea cu numere întregi, $g_{3,3} \approx 5$.

Interpolare bicubică

Nuclee de interpolare de ordin superior se pot obține prin convoluția repetată a nucleului de ordinul zero (fereastra rectangulară). Pe măsură ce ordinul de interpolare crește, forma lui $h_{x, y}$ tinde spre o funcție gaussiană. Totodată dimensiunile ferestrei de interpolare cresc și efectul de netezire mai accentuat. Pentru a se obține imagini interpolate cu contururi mai puțin estompate, se pot folosi operatori ce combină netezirea cu derivarea. Un asemenea operator de interpolare, ce folosește o regiune de 16×16 pixeli este operatorul bicubic,

$$h_x = \begin{cases} 1-2|x|^2+|x|^3 & \text{pentru } 0 < |x| < 1 \\ 4-8|x|+5|x|^2-|x|^3 & \text{pentru } 1 < |x| < 2 \\ 0 & \text{în rest} \end{cases}$$

Alternativ, imaginea interpolată liniar poate fi postprocesată cu un filtru de tip trece-sus.

4. Explicați utilitatea filtrului median în netezirea imaginilor. Ce criteriu de optimalitate stă la baza definiției filtrului median?

2.6. Filtre. « Filtrul median »

1/3

Filtre de netezire neliniare

Filtrul median

Metodele de netezire liniare funcționează bine în regiunile de imagine netede, afectate de zgomot cu distribuție gaussiană, dar au probleme în prezența zgomotului în impulsuri, de tipul produs de erorile introduse de canale de comunicație digitală afectate de perturbații. Un asemenea zgomot se caracterizează prin faptul că pixelii afectați sunt relativ distanțați spațial, dar amplitudinea erorii este mare, valoarea pixelului afectat de zgomot părând să nu mai aibă vreo legătură cu valoarea corectă. Acest tip de zgomot mai este denumit zgomot de canal sau zgomot de tip sare și piper, de la aspectul produs în imagine (Fig. 2.26 a).



a)



b)



c)



d)

Fig.2.26. Imagine cu zgomot binar: a) imaginea cu zgomot, b) filtru median 5×5 , c) filtru uniform 5×5 , d) filtru binomial 5×5

Filtre liniare cu mediere sau cu mediere ponderată, vezi Fig. 2.26. c) și d), au o eficacitate modestă în prezența unui asemenea zgomot. Prin mediere, impulsurile scad în intensitate, dar se redistribuie pe suprafață

4. Explicați utilitatea filtrului median în netezirea imaginilor. Ce criteriu de optimalitate stă la baza definiției filtrului median?

2.6. Filtre. « Filtrul median »

2/3

mai mare, vizibilitatea lor fiind puțin influențată favorabil de operația de filtrare liniară. Concomitent, se manifestă și efectul nefavorabil al filtrelor liniare, de estompare a conturilor. Atât zgomotul binar cât și conturile violează flagrant ipotezele de optimalitate pentru filtrele liniare. Prin comparație, filtrul median 5×5 (Fig. 2.26 b), elimină aproape integral zgomotul binar și în același timp afectează mai puțin redarea conturilor.

Filtrul median este un *operator neliniar*, ce înlocuiește fiecare pixel cu mediana pixelilor aflați într-o fereastră centrată în jurul acestuia. *Mediana* unui șir de numere reprezintă elementul aflat la mijlocul șirului, după *ordonarea* lui. Prin ordonare, vom înțelege în general ordonarea în sensul crescător, deși acest aspect este neimportant din punctul de vedere al definiției medianei. Schema bloc a procedurii de prelucrare pentru un pixel de ieșire este redată în fig.2.27. Vom nota cu $f_1, f_2, \dots, f_N$ pixelii din fereastră și cu $f_{(1)}, f_{(2)}, \dots, f_{(N)}$ pixelii din șirul ordonat. Rezultatul prelucrării este $f_{(m)}$, cu proprietatea: $m = (N + 1) / 2$. De menționat că numărul elementelor din fereastră, N , se alege impar, astfel ca m să fie un număr întreg.

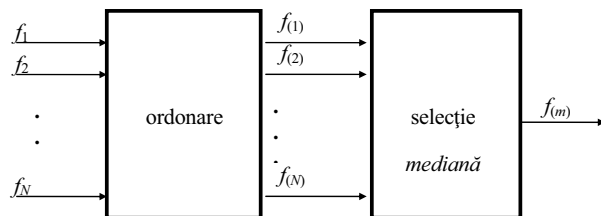


Fig. 2.27 Schema-bloc a filtrului median

Un exemplu de calcul pentru un filtru median cu fereastră pătrată de 3×3 pixeli se dă în Fig. 2.28.

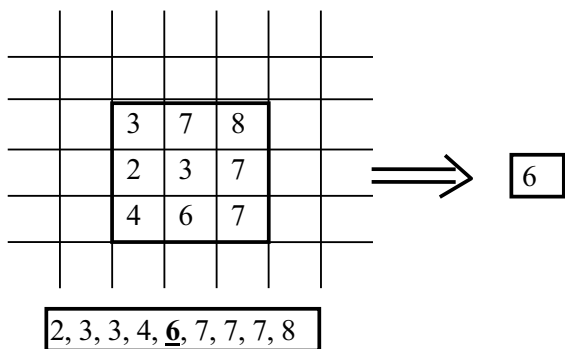


Fig. 2.28. Exemplu de calcul al mediei mediane într-o fereastră pătrată 3×3

Proprietăți ale filtrului median

- *Nelinaritate*

Selecția este o operație neliniară. Astfel,

$$\text{mediana}\{f_1 + f_2\} \neq \text{mediana}\{f_1\} + \text{mediana}\{f_2\}.$$

Totuși,

$$\text{mediana}\{c \cdot f\} = c \cdot \text{mediana}\{f\},$$

$$\text{mediana}\{c + f\} = c + \text{mediana}\{f\}.$$

- *Efectul asupra mediei*

Mediana modifică media imaginii, dacă distribuția intensității este nesimetrică.

- *Optimalitate*

Asemenea filtrului de mediere aritmetică, filtrul median posedă o anumită proprietate de optimalitate, în sensul că furnizează o estimare de eroare minimă a intensității dintr-o fereastră cu un nivel constant. În acest caz însă, eroarea minimizată este definită prin suma abaterilor în modul față de nivelul estimat:

$$\varepsilon(f_{(m)}) = \sum_{k=1}^N |f_k - f_{(m)}|.$$

Această proprietate a filtrului median, de a minimiza suma distanțelor la restul eșantioanelor din fereastră, poate servi și ca definiție mai generală a filtrului median, valabilă și pentru date vectoriale, de exemplu imagini color. Prin aplicarea independentă a filtrului median asupra componentelor color (de exemplu R,G,B) nu se mai garantează selecția medianei pentru cele trei componente de la același eșantion din fereastră, putând rezulta culori false, mai ales la zonele de tranziție dintre obiecte.

- *Rejecția zgomotului*

Așa cum s-a menționat deja, filtrul median este deosebit de eficient în rejecția zgomotului binar. Să presupunem că într-o zonă cu nivelul de gri constant se injectează un zgomot conținând în impulsuri, de mare amplitudine. Cât timp proporția pixelilor afectați de zgomot este sub 50% în fereastra de filtrare, filtrul median reconstituie semnalul perfect, ca și cum zgomotul nu ar fi existat! Pe de altă parte, filtrul median are performanțe mediocre în prezența zgomotului gaussian, pentru care filtrele liniare sunt mai bine adaptate.

- *Efectul asupra muchiilor*

Filtrul median păstrează muchiile mult mai bine decât filtrele de netezire liniare. O muchie treptă este redată perfect, pentru că filtrul median nu

4. Explicați utilitatea filtrului median în netezirea imaginilor. Ce criteriu de optimalitate stă la baza definiției filtrului median?

2.6. Filtre. « Filtrul median »

3/3

mediază ci *selectează* un anumit pixel din fereastră. Filtrul median păstrează rampele de luminanță.

- Efectul asupra punctelor, colțurilor și a liniilor subțiri

O proprietate uneori mai puțin favorabilă a filtrului median este aceea că el șterge punctele izolate, colțurile, liniile subțiri, și alte detalii de dimensiuni reduse în comparație cu fereastra de filtrare.

- Aplicare repetată

Filtrul median poate fi aplicat în mod repetat, rezultând o netezire mai pronunțată. După un număr de iterații, ieșirea tinde să se stabilizeze, deși acest lucru nu se întâmplă în mod necesar.

Filtrul median ponderat sau mediana cu repetiții se definește cu ajutorul unei măști cu ponderi, asemănător filtrelor liniare. Ponderea fiecărui pixel indică de câte ori se repetă acel pixel pentru a fi introdus în șirul ordonat. Procedul permite să li se acorde pixelilor o importanță dependentă de poziția lor în fereastră. În general, pixelii centrali vor fi ponderați mai puternic. De menționat că ponderile pot fi și numere neîntregi. Mediana se obține pornind de la o extremă a șirului ordonat și însumând ponderile aferente eșantioanelor șirului până când se cumulează jumătate din suma totală a ponderilor acordate. Un exemplu se dă în Fig. 2.29. Filtrul median cu repetiții păstrează contururile mai bine decât filtrul median convențional. În același timp, eficiența lui în eliminarea zgomotului binar este diminuată.

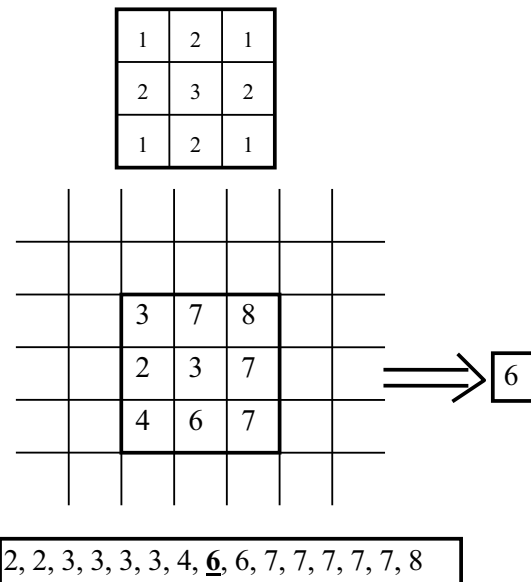


Fig. 2.29. Filtrul median ponderat

5. Descrieți metoda diferențială pentru trasarea cercurilor.

3. Tehnici de trasare. 3.2 Cercuri

3.2 Cercuri

Ecuția unui cerc ce trece prin origine:

$$f(x, y) = x^2 + y^2 - r^2 = 0. \quad (3.4)$$

Dacă centrul este în (x_c, y_c) , se face o translație, definită prin

$$\begin{aligned} x_t &= x + x_c, \\ y_t &= y + y_c. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Forma (3.4) nu este adecvată pentru trasare. De exemplu, dând valori lui x , pentru a găsi y trebuie rezolvată o ecuație de gradul doi, trebuie verificat dacă soluțiile sunt reale etc.

Forma diferențială a ecuației cercului este:

$$2xdx + 2ydy = 0, \text{ sau} \quad \frac{dx}{dy} = -\frac{y}{x} \Leftrightarrow \begin{cases} dx = \varepsilon y, \\ dy = -\varepsilon x. \end{cases} \quad (3.6)$$

Incrementul ε se alege invers proporțional cu raza r .
Rezultă forma discretă a ecuației cercului:

$$\begin{cases} x_{n+1} = x_n + \varepsilon y_n, \\ y_{n+1} = y_n - \varepsilon x_n. \end{cases} \quad (3.7)$$

Problemă: folosind ecuația de mai sus, se trasează de fapt o spirală, pentru că raza se modifică ușor la fiecare iterație :

$$\begin{aligned} x_{n+1}^2 + y_{n+1}^2 - r^2 &= (x_n + \varepsilon y_n)^2 + (y_n - \varepsilon x_n)^2 - r^2 = \\ x_n^2 + y_n^2 - r^2 + \varepsilon^2 (x_n^2 + y_n^2) &> x_n^2 + y_n^2 - r^2. \end{aligned}$$

Soluție: Se modifică ecuațiile (3.7), în forma

$$\begin{cases} x_{n+1} = x_n + \varepsilon y_n, \\ y_{n+1} = y_n - \varepsilon x_{n+1}. \end{cases} \quad (3.8)$$

Se poate arăta (ca exercițiu lăsat în seama cititorului) că raza rămâne constantă în acest caz.

Algoritmul DDA pentru cerc

Folosind ecuațiile (3.8), se obține următorul algoritm DDA pentru cerc. Algoritmul exploatează simetria cercului și trasează simultan câte 8 puncte. De fapt se generează doar un octant (între 45° și 90°).

```
cercDDA(int x_c, int y_c, int r)
{
    float x = 0, y = r;
    float epsilon = 1 / (float) r;
    while( x < y )
    {
        put8pix( round(x), round(y), x_c, y_c ); // pune 8 pixeli
        x += epsilon * y;
        y -= epsilon * x; // x a fost deja actualizat!
    }
} // end cercDDA()

put8pix( int x, int y, int x_c, int y_c )
{
    putpixel(x+x_c, y+y_c, 0);
    putpixel(x-x_c, y+y_c, 0);
    putpixel(x+x_c, y-y_c, 0);
    putpixel(x-x_c, y-y_c, 0);
    putpixel(y+y_c, x+x_c, 0);
    putpixel(y-y_c, x+x_c, 0);
    putpixel(y+y_c, x-x_c, 0);
    putpixel(y-y_c, x-x_c, 0);
}
```

6. Descrieți algoritmul Cohen-Sutherland pentru decuparea segmentelor de dreaptă.

3.5 Tehnici de decupare

3.5 Tehnici de decupare

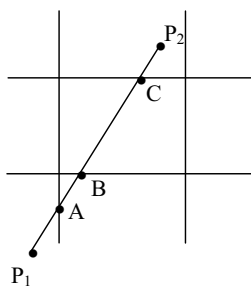
În procesul de manipulare și reprezentare a obiectelor grafice, este posibil ca unele părți ale acestora să nu se încadreze în interiorul ferestrei de vizualizare. O soluție simplă pentru rezolvarea evitărea redării punctelor situate în afara ferestrei de afișare este să se verifice pentru fiecare punct încadrarea în fereastră și să se traseze pixelul corespunzător numai în cazul afirmativ. O asemenea rezolvare nu este însă și rapidă. Pentru forme simple, de tipul dreaptă sau poligon, este mai eficient să se determine partea vizibilă înainte de afișare și să se reprezinte numai partea respectivă. Partea invizibilă se decupează.

Decuparea segmentelor de dreaptă 2D. Algoritmul Cohen-Sutherland

Planul grafic se împarte în nouă regiuni, codificate conform figurii 3.6.

1001	0001	0101	
1000	0000	0100	y_{vr}
1010	0010	0110	y_{vb}
	x_{vl}	x_{vr}	

a)



b)

Fig. 3.6. Decuparea unui segment de dreaptă

Codurile se construiesc atribuind fiecăruia din cei 4 biți valori după cum urmează:

- Bitul b_0 este 1 dacă punctul este deasupra marginii superioare, y_{vr}
- Bitul b_1 este 1 dacă punctul este dedesubtul marginii inferioare, y_{vb}
- Bitul b_2 este 1 dacă punctul este la dreapta marginii din dreapta, x_{vr}
- Bitul b_3 este 1 dacă punctul este la stânga marginii din stânga, x_{vl}

Algoritmul primește codurile capetelor segmentului de dreaptă, pe care le combină eficient pentru a identifica mai multe situații posibile. În exemplul din figură, P_1 are codul 1010, iar P_2 are codul 0001.

Pasul 1.

Se calculează funcția logică *pe biți* SAU. Dacă SAU dă zero pe toate pozițiile, ambele puncte sunt în interiorul ferestrei de afișare și nu este nevoie de decupare. Se trece la Pasul 5, pentru a se trasa dreapta. În caz contrar, se trece la pasul următor.

Pasul 2.

Dacă SAU nu dă 0 pe toate pozițiile, se face ȘI logic între coduri. Dacă funcția ȘI nu dă zero pe toate pozițiile (avem cel puțin un 1) segmentul este complet în afara ferestrei de afișare, deci nu avem de trasat nimic și algoritmul se încheie. În caz contrar, segmentul trebuie decupat și se trece la pasul următor.

Pasul 3.

Se inspectează codul lui P_1 .

Astfel, dacă P_1 are codul este 0000, P_1 este un punct valid și se trece la pasul următor.

Dacă P_1 are nu are codul este 0000, urmează să fie decupat. Se verifică întâi bitul cel mai semnificativ, b_3 . Dacă $b_3=1$, P_1 este situat la stânga marginii din stânga. În acest caz (valabil pentru figura de mai sus), se calculează intersecția dintre segmentul P_1P_2 și marginea din stânga. Se obțin coordonatele punctului care înlocuiește P_1 . În exemplul din figură, este punctul A. Acesta primește codul corespunzător poziției și algoritmul se reia de la primul pas, cu $P_1=A$. În exemplul din figură, A primește codul 0010 (un punct de pe marginea stângă este considerat valid pentru trasare, deci bitul b_3 este setat pe zero).

Pasul 4.

Se inspectează codul lui P_2 . Se procedează la fel ca la Pasul 3, pentru punctul P_2 .

De observat că la acest punct se ajunge numai după ce punctul P_1 a fost complet rezolvat. În exemplul din figură, pentru că noul P_1 (A) are codul nenul, este din nou decupat, de data aceasta față de marginea de jos, pentru care bitul b_1 este setat pe 1. Se obține punctul B, care devine noul P_1 . La Pasul 4, P_2 va fi decupat și va primi coordonatele lui C.

Pasul 5.

Se trasează segmentul de dreaptă P_1P_2 decupat (devenit segmentul BC).

Algoritmul se încheie.

Un exemplu de program C de decupare ce folosește două funcții pentru implementarea algoritmului de decupare Cohen-Sutherland se prezintă în continuare.

7. Ce metode de eliminare a erorilor alias sunt folosite în grafică?

3.6 Erori alias

3.6 Erori alias

Aspectul dreptelor și curbilor pe ecrane cu rezoluție slabă poate fi considerat inestetic, fiind perceptibilă reprezentarea prin puncte distincte. Liniile au un aspect rugos, grosimea este neuniformă. În contextul teoretic al prelucrării semnalelor, problema poate fi identificată ca una de subeșantionare. Aici vom face doar o scurtă discuție, mai degrabă pragmatică și intuitivă asupra modalităților de abordare posibile. Menționăm doar că termenul alias desemnează în limba engleză un nume echivalent. Asemeni spionilor ce-și ascund identitatea reală sub un alias, componente de frecvențe înalte din spectrul semnalului pot reapare cu frecvențele modificate, determinând false componente de joasă frecvență și de aici imposibilitatea reconstruirii corecte a semnalului, la o eșantionare insuficient de fină.

O primă soluție posibilă constă în creșterea rezoluției. Este o soluție costisitoare în sensul consumului de memorie și creșterii timpului de trasare. În plus, nu rezolvă problema de fond, o face doar mai puțin acută.

O soluție alternativă constă în filtrarea imaginilor prin convoluție cu un operator de tip trece jos (filtru de netezire). Asemenea filtre se vor prezenta într-un capitol special dedicat. Filtrarea transformă imaginea binară (cu numai două niveluri de gri, corespunzătoare albului și negrului) într-o imagine cu nuanțe de gri.

O soluție a cărei idee este foarte simplă, o reprezintă eșantionarea de suprafață neponderată, ilustrată în figura 3.10.

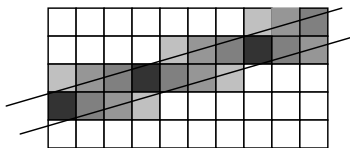


Fig. 3.10. Eșantionarea cu suprafață neponderată

Intensitatea fiecărui pixel este proporțională cu procentul din suprafața sa ce se suprapune cu linia, considerată a avea o grosime finită, precizată. Prin intensitate înțelegem în contextul de față negativul ei. Astfel, intensității maxime, 255 îi corespunde negrul, 0. Valorii 100 îi corespunde $255 - 100$ etc. Se obține o redare cu tranziții mai line a contururilor, cu un aspect mai natural, deși aparent metoda antrenează o pierdere de rezoluție prin îngroșarea de facto a traseului liniei. O redare și mai realistă a liniilor se obține prin eșantionare de suprafață ponderată. Metoda reprezintă o generalizare a ideii precedente, prin care intensitatea unui pixel depinde nu numai de procentul din aria sa suprapus cu traseul liniei ci și de distanța la mediana liniei. O interpretare posibilă a eșantionării neponderate ar fi următoarea. Pe fiecare pixel suprapunem centrat un cub cu latura egală cu cea a pixelului. Dacă linia intersectează pixelul, delimitează un subvolum al cubului (proporțional cu suprafața de intersecție). Intensitatea pixelului este apoi stabilită proporțională cu subvolumul delimitat de linia ce se trasează.

La eșantionarea de suprafață ponderată, figura centrată pe pixel nu mai este un cub. Poate fi înlocuită de exemplu cu un con, a cărui înălțime descrește monoton de la centru spre margini, dar se poate utiliza orice alt corp cu proprietăți similare (sferă, clopot gaussian etc.). Corpurile (ce stabilesc până la urmă dimensiunea pixelului) pot depăși în dimensiuni pasul rețelei, ceea ce înseamnă o suprapunere a zonelor acoperite de pixeli vecini.

Nimic nou în acest aranjament, ținând cont de faptul că acest lucru se întâmplă curent la toate monitoarele bazate pe tuburi catodice, la care spotul de explorare are oalură aproximativ gaussiană și acoperă semnificativ mai mult decât o linie de explorare.

Tehnicile anti alias sunt incorporate uzual direct în algoritmii de trasare.

8. În ce constă utilitatea coodonatelor omogene în grafica computerizată? Exemplificați.

4.2 Coordonate omogene si reprezentari matriciale ale transformarilor 2D,

4.3 Transformari geometrice 3D

1/3

4.2 Coordonate omogene și reprezentări matriciale ale transformărilor 2D

Reprezentările matriciale introduse prezintă inconvenientul că translația este descrisă de o ecuație cu formă diferită de cele pentru scalare sau rotație. Acest neajuns poate fi înlăturat simplu prin introducerea coordonatelor omogene. Coordonatele omogene 2D ale unui punct sunt de forma unui triplet (x_h, y_h, w) . Variabila suplimentară nu este propriu-zis o coordonată, deși se poate găsi și o interpretare de acest tip. Rolul ei este de a permite manipularea convenabilă a calculelor cu transformări geometrice în forma matricială. Coordonatele carteziene se obțin pe baza coordonatelor omogene prin ecuațiile:

$$x = x_h / w,$$

$$y = y_h / w.$$

Frecvent se alege $w=1$, împărțirea fiind astfel evitată, dar există situații în care este util ca w să poată lua valori diferite de 1.

În coordonate omogene, translația se poate scrie în forma:

$$\mathbf{p}^* = \mathbf{T}_p, \text{ sau}$$

$$\begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & d_x \\ 0 & 1 & d_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix}$$

Menționăm că unii autori preferă să scrie ecuația de mai sus cu vectorul linie al coordonatelor premultiplicând matricea de transformare, în speță matricea de translație. În acest caz matricea de translație are forma transpusă, pentru că

$$(\mathbf{T}_p)^T = \mathbf{p}^T \mathbf{T}^T.$$

În coordonate omogene toate cele trei transformări introduse au forma generală comună. Ceea ce diferă este numai forma matricii din ecuația de transformare. Pentru scalare, ecuația ia forma:

$$\mathbf{p}^* = \mathbf{S}\mathbf{p}, \text{ sau}$$

$$\begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_x & 0 & 0 \\ 0 & s_y & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix}$$

Respectiv pentru rotație forma

$$\mathbf{p}^* = \mathbf{R}_p, \text{ sau}$$

$$\begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Ce se întâmplă dacă facem două translații succesive cu (d_{x1}, d_{y1}) și (d_{x2}, d_{y2}) ? Din proprietățile elementare ale operațiilor cu vectori, anticipăm că rezultatul este echivalent cu o translație unică cu vectorul-sumă $(d_{x1} + d_{x2}, d_{y1} + d_{y2})$. Este ușor de verificat că:

$$\mathbf{p}^* = \mathbf{T}_2(\mathbf{T}_1\mathbf{p}) = (\mathbf{T}_2\mathbf{T}_1)\mathbf{p},$$

$$\begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & d_{x1} \\ 0 & 1 & d_{y1} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & d_{x2} \\ 0 & 1 & d_{y2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & d_{x1} + d_{x2} \\ 0 & 1 & d_{y1} + d_{y2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Similar se comportă și celelalte două transformări. Ele pot fi simplu *concatenate*, prin multiplicări succesive ale matricilor de transformare. Mai mult, o succesiune de transformări de tipul translație, urmată de rescalare, urmată de a doua translație, urmată de o rotație, se poate realiza prin multiplicare cu o singură matrice $\mathbf{M} = \mathbf{R}\mathbf{T}_2\mathbf{S}\mathbf{T}_1$.

Un exemplu de folosire a proprietății de concatenare a transformărilor constă în rotația unei figuri în jurul unui punct arbitrar, P, nesituat în originea sistemului de coordonate. Transformarea se poate realiza prin succesiunea:

1. Translație ce aduce P în origine
2. Rotație
3. Translație ce readuce P la coordonatele inițiale

Dacă P are coordonatele (x_1, y_1) și unghiul de rotație este α , succesiunea de transformări necesare are matricea de transformare

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & x_1 \\ 0 & 1 & y_1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -x_1 \\ 0 & 1 & -y_1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} =$$
$$\begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & x_1(1 - \cos \alpha) + y_1 \sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha & y_1(1 - \cos \alpha) - x_1 \sin \alpha \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

8. În ce constă utilitatea cordonatelor omogene în grafica computerizată? Exemplificați.

4.2 Coordonate omogene si reprezentari matriciale ale transformarilor 2D,

4.3 Transformari geometrice 3D

O abordare similară este posibilă pentru rescalarea unui obiect în jurul unui punct oarecare, de exemplu în jurul centrului de greutate al obiectului. Succesiunea de transformări este: translație, scalare, retranslație.

Este interesant de remarcat faptul că operațiile de translație comută. La fel și cele de scalare sau rotație. Mai mult, scalarea cu factor egal pe direcțiile x și y comută cu rotația. Matricile implicate sunt comutative. În general însă, înmulțirea matricilor este numai asociativă, nu și comutativă.

4.3 Transformări geometrice 3D

Transformările geometrice 3D pot fi exprimate avantajos folosind coordonate omogene 3D. Acestea se obțin adăugând vectorilor 2D o componentă suplimentară, corespunzătoare coordonatei z . Matricile de transformare devin matrici 4×4 .

Există două sisteme de coordonate carteziene 3D (Fig. 4.1), denumite *de mână stângă* și respectiv *de mână dreaptă*. În cele ce urmează, vom folosi sistemul de mână dreaptă.

În spațiul 3D, rotațiile sunt mai complexe decât în spațiul 2D. Rotația 3D are loc în jurul unei axe. Pentru sistemul de mână dreaptă, prin convenție, sensul de rotație pozitiv este cel trigonometric, privind dinspre axa de rotație spre origine. O rotație pozitivă de 90° transformă una din axe în cealaltă axă, în planul de rotație.

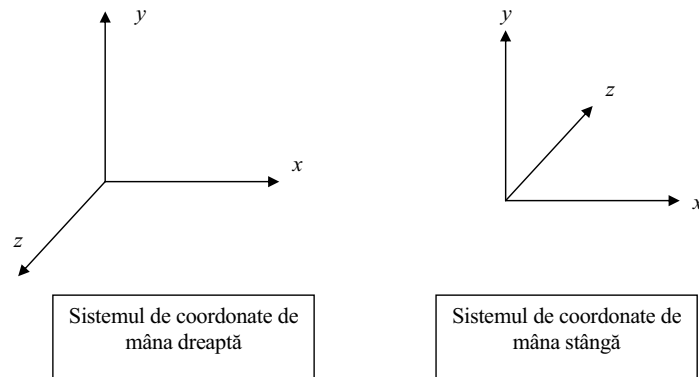


Fig. 4.1. Sisteme de coordonate carteziene 3D utilizate în grafică

Translația 3D se poate scrie în forma:

$$\mathbf{p}^* = \mathbf{T}\mathbf{p}, \text{ sau}$$
$$\begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ z^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & d_x \\ 0 & 1 & 0 & d_y \\ 0 & 0 & 1 & d_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Scalarea 3D are forma:

$$\mathbf{p}^* = \mathbf{S}\mathbf{p}, \text{ sau}$$
$$\begin{bmatrix} x^* \\ y^* \\ z^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Matricea de rotație în jurul axei z (în planul x - y) are forma:

$$\mathbf{R}_z = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Matricea de rotație pentru axa x este:

$$\mathbf{R}_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ 0 & \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Matricea de transformare pentru rotație în jurul axei y este:

$$\mathbf{R}_y = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Ultimele două matrici se pot obține din prima prin permutări circulare succesive în submatricea 3×3 din stânga sus.

Rotația în jurul unei axe oarecare, definită de două puncte P_1, P_2 , cu un unghi α se poate realiza, de exemplu, în următorii pași:

1. translație ce aduce P_1 în originea sistemului de coordonate
2. rotație ce aduce P_2 în planul xOz

8. În ce constă utilitatea coodonatelor omogene în grafica computerizată? Exemplificați.

4.2 Coordonate omogene si reprezentari matriciale ale transformarilor 2D,

4.3 Transformari geometrice 3D

3/3

3. rotație în jurul axei y, ce aduce P_2 pe axa z
4. rotația dorită cu unghiul α , în jurul axei z
5. rotație în jurul axei y, pentru inversarea efectului rotației de la punctul 3
6. rotație în jurul axei x, pentru inversarea efectului rotației de la punctul 2
7. translație pentru a readuce P_1 în poziția inițială.

Matricea de transformare se poate scrie în forma:

$$M = T_{P_1} R_x R_y R_z R_y R_x T_{P_1}.$$

4.4 Proiecții

Redarea unui obiect grafic 3D pe ecran presupune o reprezentare 2D. Trecerea la reprezentarea 2D se poate realiza folosind o transformare de *proiecție*. În grafica de calculator se folosesc mai multe tipuri de proiecții. Există două categorii majore:

- proiecții paralele
- proiecția de perspectivă

O proiecție este definită de două elemente geometrice:

- planul de proiecție
- punctul de proiecție

Punctele imaginii proiectate se obțin ca intersecții cu planul de proiecție ale unor segmente de dreaptă ce unesc puncte ale obiectului cu punctul de proiecție.

Proiecțiile paralele corespund reprezentărilor necesare în desenul tehnic ingineresc. În acest caz, punctul de proiecție este situat la infinit. Dreptele de proiecție sunt paralele între ele și uzual paralele și cu una din axele sistemului. Proiecția de perspectivă corespunde vederii naturale și generează imagini cu aspect mai realist. Obiectele îndepărtate au dimensiuni micșorate în conformitate cu efectul de perspectivă. Paralelismul dreptelor și mărimile unghiurilor nu se păstrează, însă, ceea ce poate fi inconvenient pentru reprezentările ingineresti.

Din punct de vedere practic, este mai simplu aranjamentul în care planul de proiecție coincide cu unul din planurile determinate de o pereche de axe de coordonate. Uzual, este planul xOy. Proiecția unui punct din lumea reală pe planul xOy este ilustrată în figura 4.2.

Folosind asemănări de triunghiuri, se poate arăta ușor că

$$\frac{-x_i}{f} = \frac{x_r - x_i}{z_r} = \frac{x_r}{z_r - f},$$

de unde rezultă imediat că:

9. Ce este o curbă Bezier? Definiție, proprietăți utile.

5.3 Curbe Bezier, 5.2 Proprietati utile ale bazelor, 5.4 Algoritmul Casteljau

1/4

Ecuția de sinteză a unei curbe poate fi interpretată în felul următor: fiecare punct de pe curbă reprezintă o medie ponderată a punctelor $\mathbf{p}_i$, pe care le vom denumi *puncte de control*. Învelișul convex al punctelor de control este *poligonul convex* de arie minimă ce cuprinde toate punctele de control în interiorul sau pe conturul său. Este poligonul care s-ar obține plasând o badă elastică în jurul punctelor de control. Acesta include poligonul de control, al cărui interior este redat umbrat în (fig. 5.1).

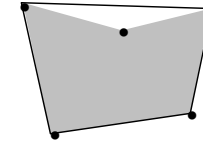


Fig. 5.1. Poligonul convex atașat unui poligon oarecare

Proprietatea învelișului convex constă în faptul că forma generată se află în interiorul învelișului convex dacă:

$$\sum_{i=0}^n b_i(u) = 1, \\ b_i(u) \geq 0,$$

adică, funcțiile de bază au suma identic egală cu 1 și sunt nenegative pe intervalul de definiție (uzual u aparține intervalului $[0,1]$).

Invarianța la transformări afine

Transformările afine includ translația, rotația și scalarea. Proprietatea invarianței la transformările afine constă în faptul că figura generată de punctele de control care au suferit o transformare afină corespunde transformării afine a figurii corespunzătoare punctelor inițiale. Notând transformarea afină cu $\Phi()$, proprietatea enunțată presupune că

$$\Phi(\mathbf{r}(u)) = \sum_{i=0}^n \Phi(\mathbf{p}_i) b_i(u).$$

Proprietatea este deosebit de utilă în manipularea curbelor (de exemplu în animație), deoarece nu este necesar să efectuăm transformarea pentru fiecare punct al curbei ci numai pentru punctele de control, utilizând apoi rutinele obișnuite de trasare a curbei.

Observație

O curbă reprezentată parametric prin punctele ei de control poate fi redată cu o rezoluție oricât de mare este necesară. Dacă aceeași curbă ar fi reprezentată ca o mini-imagine, rezoluția ar fi limitată de formatul

5.2. Proprietăți utile ale bazelor

Majoritatea bazelor utilizate curent în grafica de calculator posedă două proprietăți importante:

- proprietatea învelișului convex
- proprietatea invarianței la transformările afine

Proprietatea învelișului convex

9. Ce este o curbă Bezier? Definiție, proprietăți utile.

5.3 Curbe Bezier, 5.2 Proprietăți utile ale bazelor, 5.4 Algoritmul Casteljau

2/4

imaginii. Desigur există și pentru imagini posibilitatea de creștere a rezoluției prin tehnici ce folosesc interpolarea, dar rezultatele pentru curbe nu sunt totdeauna cele așteptate. Astfel, prin creșterea rezoluției, o linie cu grosime de un pixel poate deveni o linie cu grosime mai mare de un pixel.

5.3. Curbe Bézier

Funcțiile de bază ale unei curbe Bézier de gradul n sunt:

$$b_{i,n}(u) = C_n^i u^i (1-u)^{n-i},$$

$$C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}.$$

Pentru gradul 3, utilizat cel mai frecvent în grafica de calculator, funcțiile de bază Bézier (fig. 2) sunt:

$$b_{0,3}(u) = (1-u)^3$$

$$b_{1,3}(u) = 3u(1-u)^2$$

$$b_{2,3}(u) = 3u^2(1-u)$$

$$b_{3,3}(u) = u^3$$

O curbă Bézier de gradul trei se scrie:

$$\mathbf{r}(u) = \sum_{i=0}^3 \mathbf{p}_i b_{i,3}(u) = \mathbf{p}_0(1-u)^3 + 3\mathbf{p}_1u(1-u)^2 + 3\mathbf{p}_2u^2(1-u) + \mathbf{p}_3u^3.$$

($0 < u < 1$).

Care este avantajul față de baza de putere?

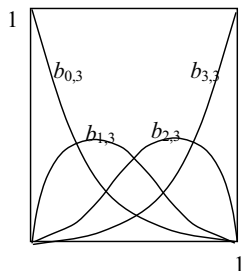


Fig. 5.2. Ilustrare a funcțiilor de bază Bezier

Avantajul esențial este acela că pentru curbele Bezier avem o semnificație utilă a punctelor de control, care permite utilizatorului să anticipeze simplu efectele modificării poziției acestor puncte și astfel să genereze mai ușor forma dorită.

În primul rând, observăm că

$$\mathbf{r}(0) = \mathbf{p}_0,$$

$$\mathbf{r}(1) = \mathbf{p}_3,$$

deci curba Bézier trece prin primul și prin ultimul punct de control.

Pentru a vedea semnificațiile celorlalte două puncte de control, derivăm curba în raport cu u :

$$\frac{d\mathbf{r}(u)}{du} = \mathbf{r}'(u) = 3[(\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}_0)(1-u)^2 + 2(\mathbf{p}_2 - \mathbf{p}_1)u(1-u) + (\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}_2)u^2]$$

Rezultă că:

$$\mathbf{r}'(0) = 3(\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}_0),$$

$$\mathbf{r}'(1) = 3(\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}_2).$$

Dezvoltarea funcției în serie Taylor în jurul punctului $u=t$ se scrie:

$$\mathbf{r}(t+h) = \mathbf{r}(t) + h\mathbf{r}'(t),$$

ceea ce arată că $\mathbf{r}'(t)$ este direcția tangentei în punctul $u=t$. Prin urmare, direcția tangentei în punctul inițial este $3(\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}_0)$, adică direcția dreptei ce unește primele două puncte de control (multiplicarea vectorului cu factorul 3 nu schimbă direcția). Ecuația de mai sus mai sugerează faptul că, pe măsură ce punctul de control $\mathbf{p}_1$ este mai îndepărtat de $\mathbf{p}_0$, curba înaintază mai mult pe direcția tangentei în origine. O interpretare similară există și pentru tangenta în punctul final.

Funcțiile Bézier respectă condițiile necesare pentru a poseda proprietatea învelișului convex, pentru că funcțiile de bază sunt nenegative și reprezintă de fapt termenii dezvoltării binomului

$$((1-u)+u)^n = 1.$$

În concluzie, punctele de control pot fi utilizate de o manieră simplă pentru asigurarea continuității de ordinul zero și unu ale unei curbe compuse din segmente Bézier de ordinul trei. Ordinul trei este suficient de ridicat pentru a permite o mare varietate de curbe, în general nesimetrice. Totodată, curbele generate sunt netede, o proprietate dorită de cele mai multe ori.

9. Ce este o curbă Bezier? Definiție, proprietăți utile.

5.3 Curbe Bezier, 5.2 Proprietăți utile ale bazelor, 5.4 Algoritmul Casteljau

3/4

5.4. Algoritmul Casteljau

Funcțiile de bază Bézier de un anumit ordin se pot obține prin interpolarea liniară a funcțiilor de rang inferior, conform ecuației:

$$b_{i,n}(u) = ub_{i,n-1}(u) + (1-u)b_{i-1,n-1}(u),$$

ceea ce se poate verifica ușor, folosind ecuațiile de definiție. În consecință, un punct de pe curbă, situat la coordonata u , poate fi generat recursiv, folosind următorul algoritm:

1. Punctele inițiale sunt chiar punctele de control:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_i^0 &= \mathbf{p}_i, \\ i &= 0, 1, \dots, n-1, \\ r &= 0. // \text{semnifică iterația} \\ u &\text{ se inițializează cu valoarea dorită, în intervalul } 0-1. \end{aligned}$$

2. Pentru $r=1, 2, \dots, n$, se determină succesiv punctele:

$$\mathbf{p}_i^r(u) = (1-u)\mathbf{p}_i^{r-1}(u) + u\mathbf{p}_{i+1}^{r-1}(u).$$

Se observă că:

- fiecare punct nou se obține prin interpolarea liniară a două puncte consecutive din iterația precedentă
- la fiecare iterație, numărul punctelor calculate se reduce cu unul

Interesant este faptul că ultimul punct care se obține, este $\mathbf{p}_0^n = \mathbf{r}(u)$ și este pe curbă!

Cititorul este invitat să verifice afirmația pentru $n=3$, folosind calculul recursiv indicat de algoritm. O ilustrare grafică a algoritmului Casteljau pentru $u=1/2$ se găsește în figura 5.3.

Se poate demonstra că punctul final obținut divide curba Bézier în două curbe Bézier (*subdiviziune*) ale căror puncte de control sunt chiar $\mathbf{p}_0^0, \mathbf{p}_1^0, \mathbf{p}_2^0, \mathbf{p}_3^0$, respectiv $\mathbf{p}_3^3, \mathbf{p}_2^2, \mathbf{p}_1^1, \mathbf{p}_0^0$, ce au fost deja calculate. În consecință, este posibilă trasarea curbei folosind subdiviziunea recursivă. Costul de calcul pentru fiecare punct nou este de numai patru medii ponderate. Dacă se alege $u=1/2$, multiplicările pot fi evitate: împărțirea cu doi se poate implementa ca o operație de deplasare la dreapta cu o unitate (operatorul $\gg 1$ în limbajul C).

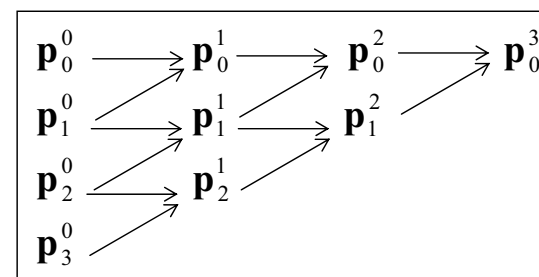
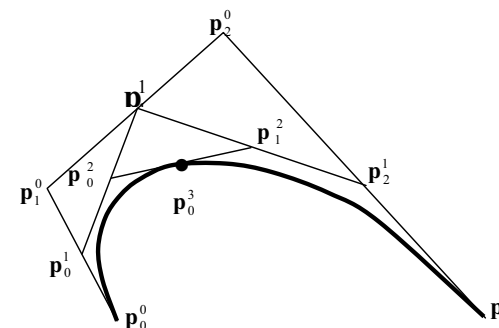


Fig. 5.3. Ilustrare a punctelor generate prin algoritmul Casteljau

Noile puncte de control ale celor două segmente se reduc la:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_0 &= \mathbf{p}_0, & \mathbf{r}_0 &= \mathbf{q}_3, \\ \mathbf{q}_1 &= \frac{\mathbf{p}_0 + \mathbf{p}_1}{2}, & \mathbf{r}_1 &= \frac{\mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_2}{4} + \frac{\mathbf{r}_2}{2}, \\ \mathbf{q}_2 &= \frac{\mathbf{q}_1 + \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_2}{2}, & \mathbf{r}_2 &= \frac{\mathbf{p}_2 + \mathbf{p}_3}{2}, \\ \mathbf{q}_3 &= \frac{\mathbf{q}_2 + \mathbf{r}_1}{2}, & \mathbf{r}_3 &= \mathbf{p}_3. \end{aligned}$$

Soluția este extrem de convenabilă și pentru o eventuală implementare hardware. Algoritmul se termină când învelișul convex al poligonului

9. Ce este o curbă Bezier? Definiție, proprietăți utile.

5.3 Curbe Bezier, 5.2 Proprietati utile ale bazelor, 5.4 Algoritmul Casteljau

4/4

de control Bézier este suficient de plat pentru a se putea aproxima segmentul curent de curbă cu o dreaptă, care se trasează.

Algoritmul Casteljau este un punct forte major al reprezentării Bézier a curbelor. El are însă și o importanță teoretică. Pentru că interpolarea liniară este invariantă la transformarea afină, algoritmul demonstrează faptul că *reprezentarea Bézier are proprietatea invarianței la transformări afine*.

5.5. Formularea matricială a curbelor Bézier

O convenție alternativă pentru a specifica o curbă Bézier este cu ajutorul matricii Bézier și a vectorilor bazei de putere:

$$\mathbf{r}(u) = \mathbf{U} \mathbf{M}_B \mathbf{P}_c = \begin{bmatrix} u^3 & u^2 & u & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 3 & -3 & 1 \\ 3 & -6 & 3 & 0 \\ -3 & 3 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0 \\ \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \\ \mathbf{p}_3 \end{bmatrix}.$$

De precizat, că vectorii $\mathbf{r}$ și $\mathbf{p}$ sunt vectori-linie în formularea de mai sus. Funcțiile de bază Bézier cubice se obțin din produsul primelor două matrici în ecuația de mai sus.

Formularea matricială a curbelor Bézier este utilă în următoarele două situații:

- implementarea hardware la reprezentarea în altă bază
- conversia între baze

10. Definiți și exemplificați utilizarea algoritmului Casteljau.

5.4 Algoritmul Casteljau

1/2

5.4. Algoritmul Casteljau

Funcțiile de bază Bézier de un anumit ordin se pot obține prin interpolarea liniară a funcțiilor de rang inferior, conform ecuației:

$$b_{i,n}(u) = ub_{i,n-1}(u) + (1-u)b_{i-1,n-1}(u),$$

ceea ce se poate verifica ușor, folosind ecuațiile de definiție. În consecință, un punct de pe curbă, situat la coordonata u , poate fi generat recursiv, folosind următorul algoritm:

1. Punctele inițiale sunt chiar punctele de control:

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_i^0 &= \mathbf{p}_i, \\ i &= 0, 1, \dots, n-r, \\ r &= 0. // \text{semnifică iterația} \\ u &\text{ se inițializează cu valoarea dorită, în intervalul } 0-1. \end{aligned}$$

2. Pentru $r=1, 2, \dots, n$, se determină succesiv punctele:

$$\mathbf{p}_i^r(u) = (1-u)\mathbf{p}_i^{r-1}(u) + u\mathbf{p}_{i+1}^{r-1}.$$

Se observă că:

- fiecare punct nou se obține prin interpolarea liniară a două puncte consecutive din iterația precedentă
- la fiecare iterație, numărul punctelor calculate se reduce cu unul

Interesant este faptul că ultimul punct care se obține, este $\mathbf{p}_0^n = \mathbf{r}(u)$ și este pe curbă!

Cititorul este invitat să verifice afirmația pentru $n=3$, folosind calculul recursiv indicat de algoritm. O ilustrare grafică a algoritmului Casteljau pentru $u=1/2$ se găsește în figura 5.3.

Se poate demonstra că punctul final obținut divide curba Bézier în două curbe Bézier (*subdiviziune*) ale căror puncte de control sunt chiar $\mathbf{p}_0^0, \mathbf{p}_1^0, \mathbf{p}_2^0, \mathbf{p}_3^0$, respectiv $\mathbf{p}_0^3, \mathbf{p}_1^3, \mathbf{p}_2^3, \mathbf{p}_3^3$, ce au fost deja calculate. În consecință, este posibilă trasarea curbei folosind subdiviziunea recursivă. Costul de calcul pentru fiecare punct nou este de numai patru medii ponderate. Dacă se alege $u=1/2$, multiplicările pot fi evitate: împărțirea cu doi se poate implementa ca o operație de deplasare la dreapta cu o unitate (operatorul $\gg 1$ în limbajul C).

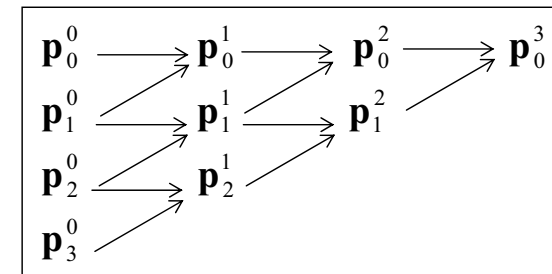
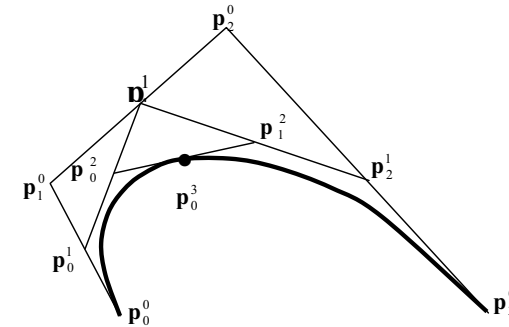


Fig. 5.3. Ilustrare a punctelor generate prin algoritmul Casteljau

Noile puncte de control ale celor două segmente se reduc la:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_0 &= \mathbf{p}_0, & \mathbf{r}_0 &= \mathbf{q}_3, \\ \mathbf{q}_1 &= \frac{\mathbf{p}_0 + \mathbf{p}_1}{2}, & \mathbf{r}_1 &= \frac{\mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_2}{4} + \frac{\mathbf{r}_2}{2}, \\ \mathbf{q}_2 &= \frac{\mathbf{q}_1 + \mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_2}{4}, & \mathbf{r}_2 &= \frac{\mathbf{p}_2 + \mathbf{p}_3}{2}, \\ \mathbf{q}_3 &= \frac{\mathbf{q}_2 + \mathbf{r}_1}{2}, & \mathbf{r}_3 &= \mathbf{p}_3. \end{aligned}$$

Soluția este extrem de convenabilă și pentru o eventuală implementare hardware. Algoritmul se termină când învelișul convex al poligonului

10. Definiți și exemplificați utilizarea algoritmului Casteljau.

5.4 Algoritmul Casteljau

2/2

de control Bézier este suficient de plat pentru a se putea aproxima segmentul curent de curbă cu o dreaptă, care se trasează.

Algoritmul Casteljau este un punct forte major al reprezentării Bézier a curbelor. El are însă și o importanță teoretică. Pentru că interpolarea liniară este invariantă la transformarea afină, algoritmul demonstrează faptul că *reprezentarea Bézier are proprietatea invarianței la transformări afine.*

5.5. Formularea matricială a curbelor Bézier

O convenție alternativă pentru a specifica o curbă Bézier este cu ajutorul matricii Bézier și a vectorilor bazei de putere:

$$\mathbf{r}(u) = \mathbf{U} \mathbf{M}_B \mathbf{P}_c = \begin{bmatrix} u^3 & u^2 & u & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 3 & -3 & 1 \\ 3 & -6 & 3 & 0 \\ -3 & 3 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0 \\ \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \\ \mathbf{p}_3 \end{bmatrix}.$$

De precizat, că vectorii $\mathbf{r}$ și $\mathbf{p}$ sunt vectori-linie în formularea de mai sus. Funcțiile de bază Bézier cubice se obțin din produsul primelor două matrici în ecuația de mai sus.

Formularea matricială a curbelor Bézier este utilă în următoarele două situații:

- implementarea hardware la reprezentarea în altă bază
- conversia între baze

TANS ISII TLNIC

ANL 3S STL

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

[1] pag. 19-20

Capitolul 1

Noțiuni de bază în transmisia telefonică

- Câte porți are un circuit 2F / 4F ? Ce atenuări prezintă pe sensurile posibile ?
- Care este condiția de stabilitate în buclă ?
- Cum se asigură stabilitatea sistemului pe 4 fire ?



1.5. Transmisia pe 2 fire

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

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

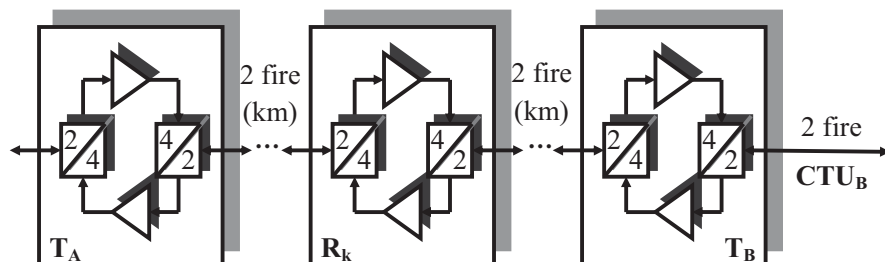


Fig. 1.6. Sistem de transmisie pe 2 fire.

Un sistem de transmisie pe 2 fire se caracterizează prin:

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

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

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

Capitolul 1

Noțiuni de bază în transmisia telefonică

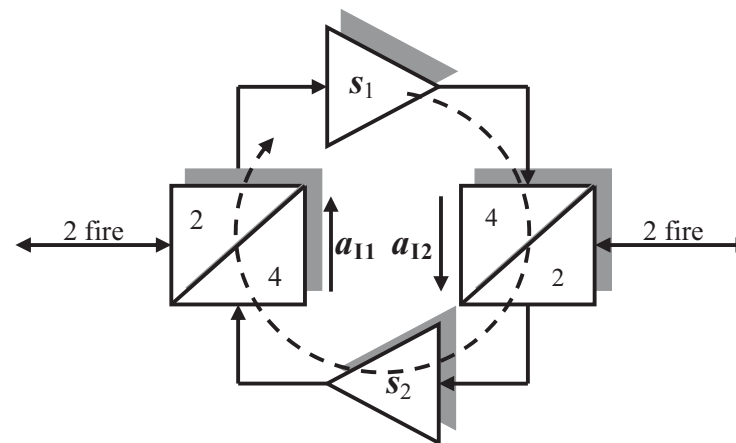


Fig. 1.7. Studiul stabilității unui repetoare pe 2 fire.

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 repetoare 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 repetoarul, în poziția geografică în care se află.

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

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

- **Comparați caracteristicile sistemelor 2 fire și 4 fire.**
- **Scrieți condițiile de stabilitate pentru un sistem de transmisie pe 2 fire, fără repetoare intermediare.**
- **Calculați numărul condițiilor de stabilitate pentru $k=8$.**



2. Repetorul în sistemele de transmisie a semnalului vocal de telefonie

[1] pag. 21-22

Capitolul 1

Noțiuni de bază în transmisia telefonică

1.6. Repetorul

Semnalul transmis pe un canal de comunicații suferă mai multe **deformări**:

- **atenuare**, reprezentată prin scăderea nivelului semnalului la recepție, față de emisie; atenuarea depinde atât de tipul canalului folosit, cât și de distanța dintre repetoare;
- **distorsiuni liniare** (distorsiuni de frecvență), reprezentând deformarea semnalului datorită atenuării diferite a frecvențelor din spectrul transmis; fiecare canal de comunicații are o caracteristică de frecvență cunoscută;
- **distorsiuni neliniare** (distorsiuni de amplitudine), reprezentând deformarea semnalului datorită atenuării diferite a nivelurilor semnalului transmis; această caracteristică este mai puțin controlată;
- **zgomote**, perturbații, diafonie, reprezentând factori externi, ce nu pot fi, în general, controlați.

În cazul transmisiilor la **mare distanță**, la intervale bine precizate, semnalul trebuie refăcut, cât mai aproape de semnalul original. Se folosesc, în acest scop, **repetoare**. Acestea sunt *echipamente de linie*, care:

- în cazul transmisiilor **analogice**, realizează întreaga funcție de refacere a semnalului,
- în cazul transmisiilor **numerice**, reprezintă un bloc de prelucrare analogică în cadrul unui regenerator, ce reface semnalul numeric.

Funcțiile minimale ale repetorului rezultă:

- **amplificare**, pentru compensarea atenuării introdusă de canalul de comunicație;
- **egalizare**, pentru compensarea caracteristicii de frecvență a mediului de transmisie.

Nu este așteptată compensarea distorsiunilor neliniare și a zgomotelor.

Repetorul se realizează întotdeauna pe 4 fire (chiar și când este conectat într-un sistem de transmisie pe 2 fire, prin circuite $2F / 4F$), conform schemei bloc din fig. 1.8.

Capitolul 1

Noțiuni de bază în transmisia telefonică

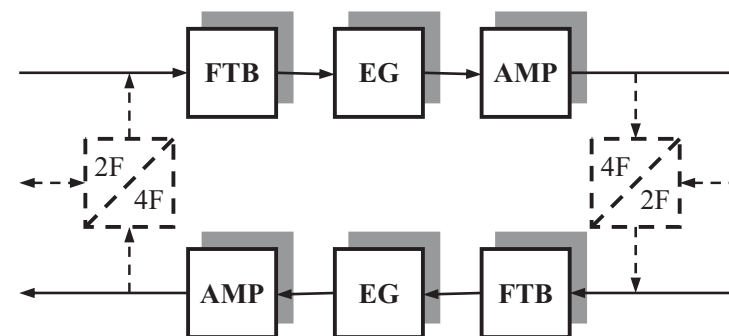


Fig. 1.8. Structura repetorului.

Filtrul trece bandă, FTB, limitează funcționarea repetorului la banda de frecvență utilă ($0,3 \div 3,4$ kHz pentru banda vocală sau o bandă mai largă în cazul transmisiei cu multiplexarea mai multor căi telefonice), în scopul evitării perturbațiilor sau instabilității din afara acestei benzi.

Egalizorul, EG, este un circuit pasiv care introduce o atenuare mai mare la frecvențele care au fost mai puțin atenuate de canalul de transmisie, astfel încât ansamblul *canal + egalizor* să aibă o caracteristică plată de frecvență.

Amplificatorul, AMP, este un circuit activ ce trebuie să compenseze atenuările cumulate pe o secțiune de amplificare (*canal + circuite $2F / 4F$* , dacă este cazul + *FTB + EG*), astfel încât nivelul de emisie să fie identic cu cel de la echipamentul terminal. În plus, pentru reglajul stabilității, amplificarea trebuie să fie ajustabilă.

În locul oarecare în care se găsește repetorul, pe traseul cablului de comunicație, nu este disponibilă o sursă de alimentare. Ea se preia de la distanță, pe firele de comunicație, prin **telealimentare**. De aceea, se recomandă proiectarea circuitului cu o singură tensiune de alimentare, de valoare mică.

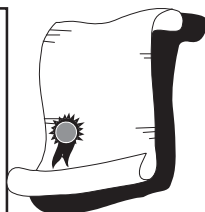


- Ce parametri ai semnalului sunt afectați la transmisie ?
- De ce se construiește repetorul exclusiv pe 4 fire ?
- Ce se înțelege prin telealimentare ?

2. TRANSMISIA CU MULTIPLEXARE ÎN FRECVENȚĂ

Subiecte

- 2.1. Principiul transmisiei cu multiplexare în frecvență
- 2.2. Translația de frecvență
- 2.3. Multiplexarea și demultiplexarea
- 2.4. Filtrarea căilor
- 2.5. Grupurile primare de bază
- 2.6. Formarea unui grup primar
- 2.7. Ierarhia transmisiei cu multiplexare în frecvență



Evaluare: 1. Răspunsuri la întrebările și problemele finale
2. Discuție pe tema: "Structura, parametrii și formarea grupului primar B"

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 ($0,3 \pm 3,4$ 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.

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**.

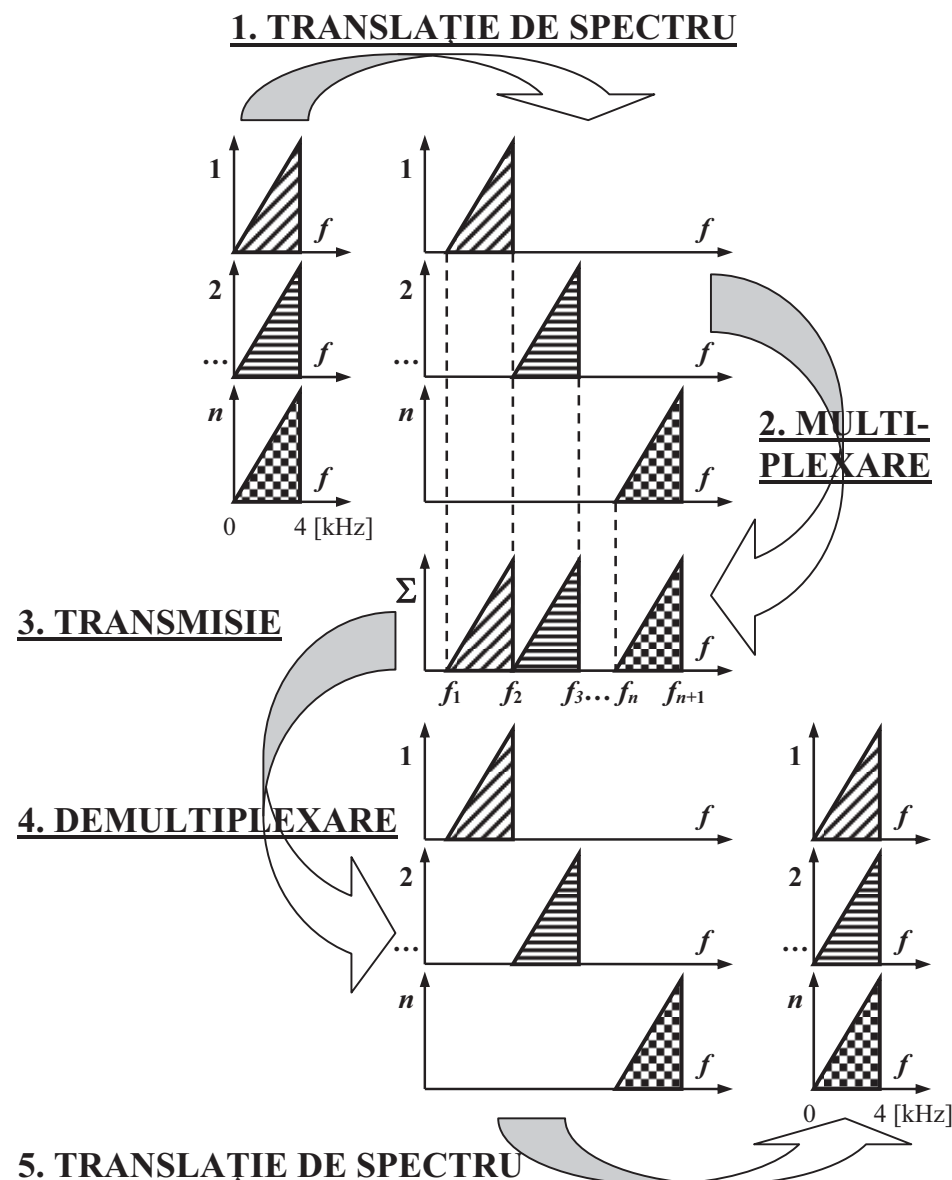


Fig. 2.1. Principiul multiplexării în frecvență.

3. Principiul transmisiei cu multiplexare în frecvență

[1] pag. 25-27

2/2

Capitolul 2

Transmisia cu multiplexare în frecvență

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.

- De ce este necesară transmisia prin multiplexare ?
- Ce tehnici de multiplexare pot fi folosite ?
- De ce este necesară translația de frecvență ?
- Cum se realizează demultiplexarea ?
- Ce funcții realizează un modulator ?



4. Principiul transmisiei cu multiplexare în timp

[1] pag. 48-51

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

adică:

$$f_E > 2 \times f_M. \quad (3.2)$$

În **concluzie**, condițiile pentru reconstruirea fără distorsiuni a semnalului transmis prin eșantioanele sale sunt :

- eșantionarea cu o frecvență f_E mai mare decât **dublul** frecvenței maxime f_M a semnalului ce trebuie transmis (ceea ce impune, în cazul semnalului vocal, limitarea semnalului la 3,4 kHz, pentru a evita suprapunerea pachetelor spectrale vecine),
- utilizarea unui **filtru trece jos** cu caracteristică plată în banda de trecere (300 ÷ 3400 Hz) și cu un flanc suficient de abrupt pentru separarea pachetelor spectrale (intervalul $f_M \div f_E - f_M$).

Pentru ca filtrul trece jos să poată fi realizat fizic, se recomandă alegerea unei frecvențe de eșantionare mai mare decât limita teoretică dată de teorema eșantionării:

$$f_E = (1,1 \div 1,3) \times 2 \times f_M, \quad (3.3)$$

ceea ce, în cazul semnalului telefonic, înseamnă:

$$f_E = (1,1 \div 1,3) \times 2 \times 3,4 \text{ kHz} = 7,48 \div 8,84 \text{ kHz}. \quad (3.4)$$

Valoarea **standardizată** în telefonia numerică este:

$$f_E = 8 \text{ kHz}. \quad (3.5)$$



- **Calculați perioada de eșantionare a semnalului vocal.**
- **Calculați intervalul de frecvență disponibil flancului FTJ la recepție.**

3.3. Multiplexarea în timp

Transmiterea unui semnal prin eșantioanele sale nu ocupă complet (în timp) canalul de comunicație. Se observă, în fig. 3.1, că:

$$\tau \ll T_E (= 1/f_E = 125 \mu\text{s}), \quad (3.6)$$

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

adică majoritatea timpului canalul este **liber**, ceea ce permite transmiterea, între eșantioanele semnalului analizat, și a altor eșantioane, ale altor semnale.

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.

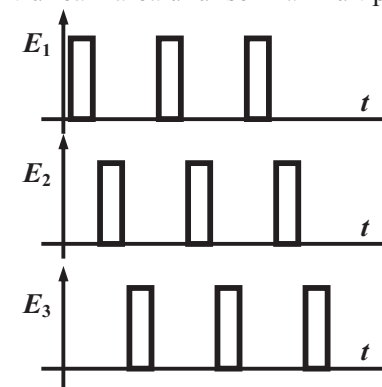


Fig.3.3. Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp

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**.

4. Principiul transmisiei cu multiplexare în timp

[1] pag. 48-51

2/2

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

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).

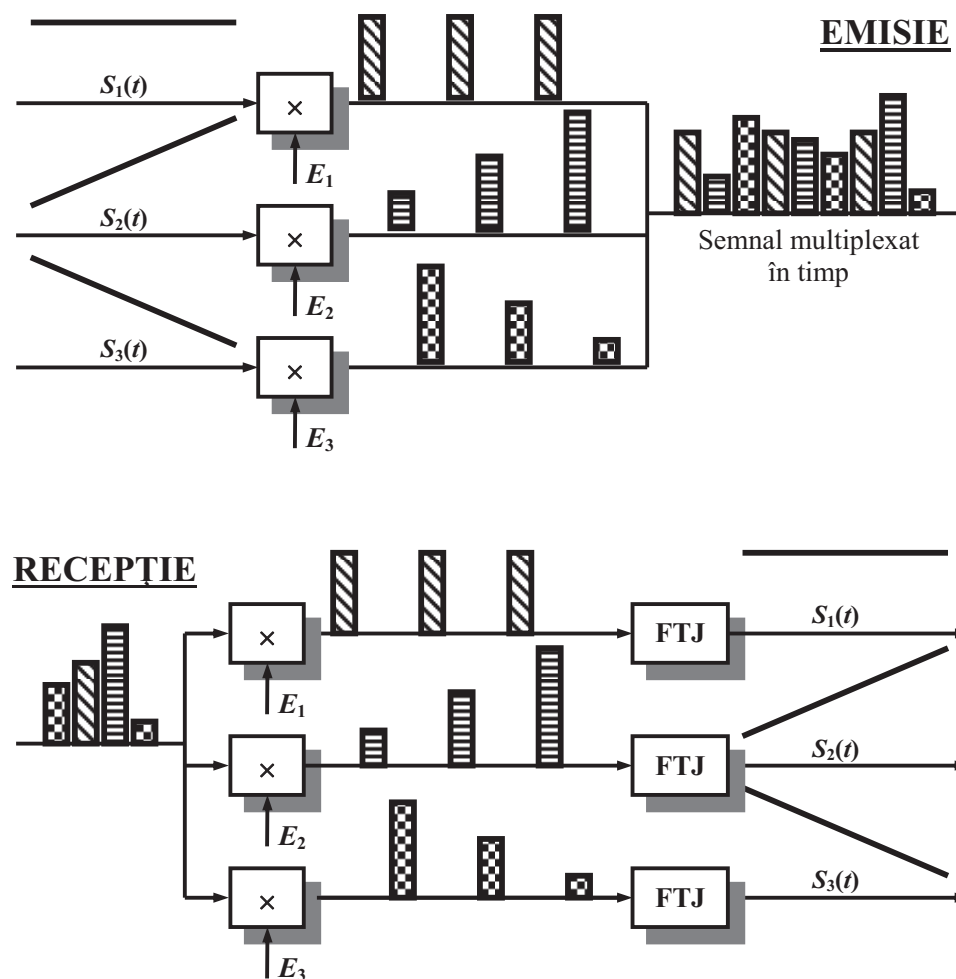


Fig.3.4. Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp.

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

[1] pag. 45, 48, 61

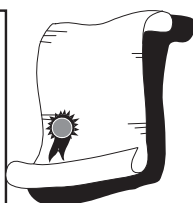
1/2

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

3. DISCRETIZAREA SEMNALULUI VOCAL

Subiecte

- 3.1. Definirea noțiunii de discretizare
- 3.2. Eșantionarea
- 3.3. Multiplexarea în timp
- 3.4. Cuantizarea uniformă
- 3.5. Cuantizarea neuniformă
- 3.6. Compandarea
- 3.7. Legea de compresie A



Evaluare: 1. Răspunsuri la întrebările și problemele finale
2. Discuție pe tema: “Prelucrarea semnalului vocal pentru transmisia numerică”

3.1. Definirea noțiunii de discretizare

Semnalul vocal (tensiune sau curent) este un semnal analogic:

- are o **variație continuă în timp**, adică este caracterizat printr-o valoare (nivel) în orice moment;
- are o **variație continuă în nivel**, adică poate lua orice valoare (dintr-un interval de lucru).

În telefonie analogică, semnalul vocal este definit, ca semnal limitat la **banda de frecvență 300 ÷ 3400 Hz**, ce se transmite în rețea. Pentru telefonie numerică este acceptată **aceeași limitare** a benzii de frecvență.

Prin discretizarea unui semnal analogic se înțelege înlocuirea acestuia cu un set finit de valori (numere) într-un număr finit de momente de timp.

Discretizarea semnalului se realizează, de aceea, în doi pași :

- discretizarea în timp, prin **eșantionare**,
- discretizarea în nivel, prin **cuantizare**.

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

adică:

$$f_E > 2 \times f_M. \quad (3.2)$$

În **concluzie**, condițiile pentru reconstruirea fără distorsiuni a semnalului transmis prin eșantioanele sale sunt :

- eșantionarea cu o frecvență f_E mai mare decât **dublul** frecvenței maxime f_M a semnalului ce trebuie transmis (ceea ce impune, în cazul semnalului vocal, limitarea semnalului la 3,4 kHz, pentru a evita suprapunerea pachetelor spectrale vecine),
- utilizarea unui **filtru trece jos** cu caracteristică plată în banda de trecere (300 ÷ 3400 Hz) și cu un flanc suficient de abrupt pentru separarea pachetelor spectrale (intervalul $f_M \div f_E - f_M$).

Pentru ca filtrul trece jos să poată fi realizat fizic, se recomandă alegerea unei frecvențe de eșantionare mai mare decât limita teoretică dată de teorema eșantionării:

$$f_E = (1,1 \div 1,3) \times 2 \times f_M, \quad (3.3)$$

ceea ce, în cazul semnalului telefonic, înseamnă:

$$f_E = (1,1 \div 1,3) \times 2 \times 3,4 \text{ kHz} = 7,48 \div 8,84 \text{ kHz}. \quad (3.4)$$

Valoarea **standardizată** în telefonie numerică este:

$$f_E = 8 \text{ kHz}. \quad (3.5)$$

- **Calculați perioada de eșantionare a semnalului vocal.**
- **Calculați intervalul de frecvență disponibil flancului FTJ la recepție.**

3.3. Multiplexarea în timp

Transmiterea unui semnal prin eșantioanele sale nu ocupă complet (în timp) canalul de comunicație. Se observă, în fig. 3.1, că:

$$\tau \ll T_E (= 1/f_E = 125 \mu\text{s}), \quad (3.6)$$

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

[1] pag. 45, 48, 61

2/2

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

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.

În **concluzie**, în telefonie numerică, cu multiplexare în timp, se folosesc semnale numite MIC (cu *modulația impulsurilor în cod*) sau PCM (*Pulse Code Modulation*), obținute prin:

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

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

$$D = f_E \times n = 8 \cdot 10^3 \times 8 = 64 \text{ kbiți/s.} \quad (3.8)$$

6. Cuantizarea neuniformă a semnalului vocal

[1] pag. 54-55

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

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.

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.



- Care sunt dezavantajele cuantizării uniforme ?
- Care este numărul de trepte de cuantizare pentru un semnal reprezentat pe 16 biți ?
- Ce este zgomotul 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 pași 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).

Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

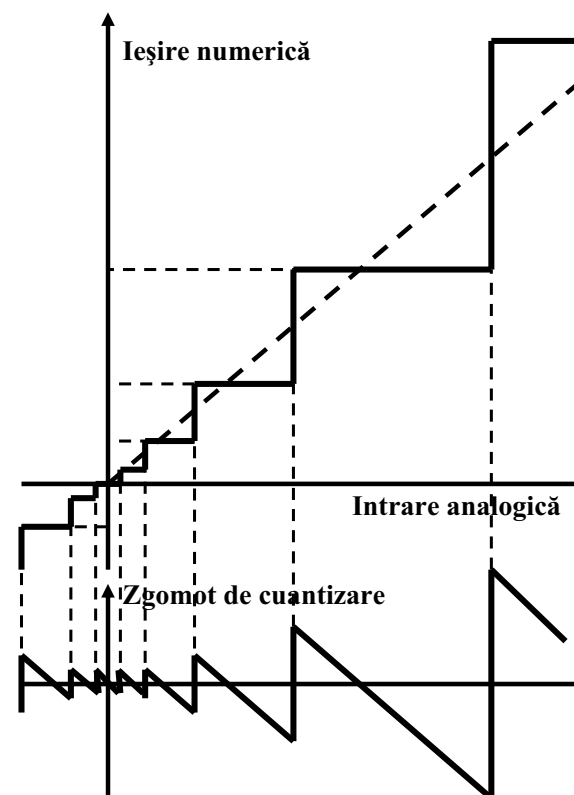


Fig. 3.7. Caracteristica de cuantizare neuniformă și zgomotul de cuantizare.

- Comparați numărul treptelor la cuantizarea uniformă, respectiv, neuniformă, păstrând domeniul și rezoluția (treapta minimă).



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

[1] pag. 58-61

1/2

Capitolul 3

Discretizarea semnalului vocal

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.

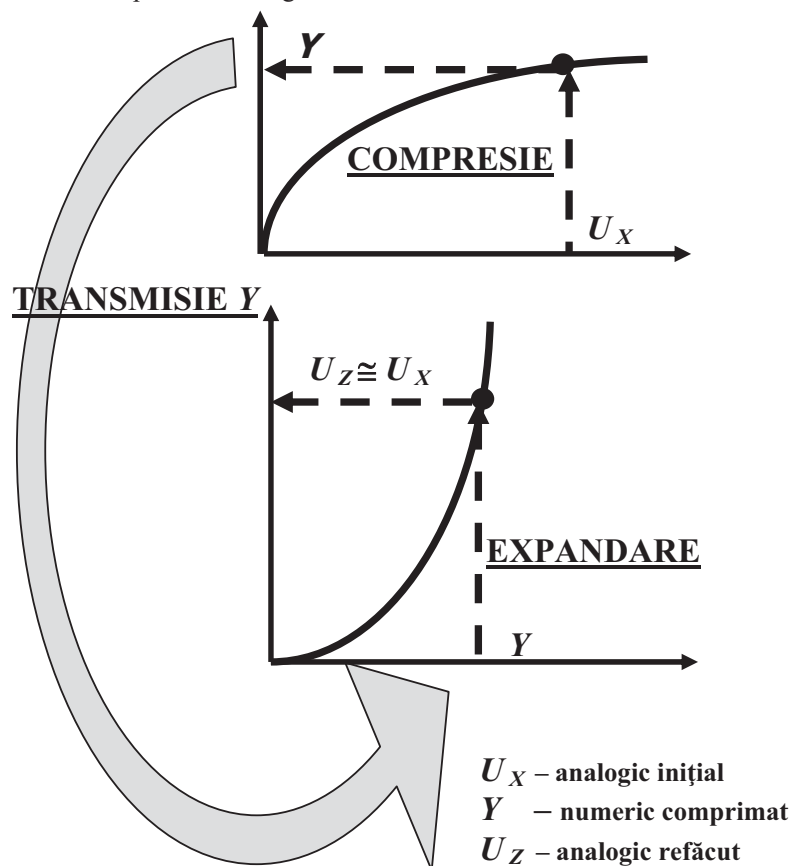


Fig. 3.9. Principiul transmisiei cu compandare.

Capitolul 3

Discretizarea semnalului vocal

- Pe ce tip de cuantizare se bazează compresia semnalului ?
- Care sunt avantajele compresiei logaritmice ?
- Ce operații presupune compandarea ?



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 definire a segmentelor de dreaptă sunt date de puteri ale lui 2, corespunzătoare cuantizării neuniforme. Rezultă **8 segmente**, numerotate de la 0 la 7, ce pot fi reprezentate pe 3 biți: $l_1 l_2 l_3$.
- Fiecare segment conține **16 trepte** egale (în cadrul aceluiasi 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: $v_1 v_2 v_3 v_4$.

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

[1] pag. 58-61

2/2

Capitolul 3

Discretizarea semnalului vocal

- 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:

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

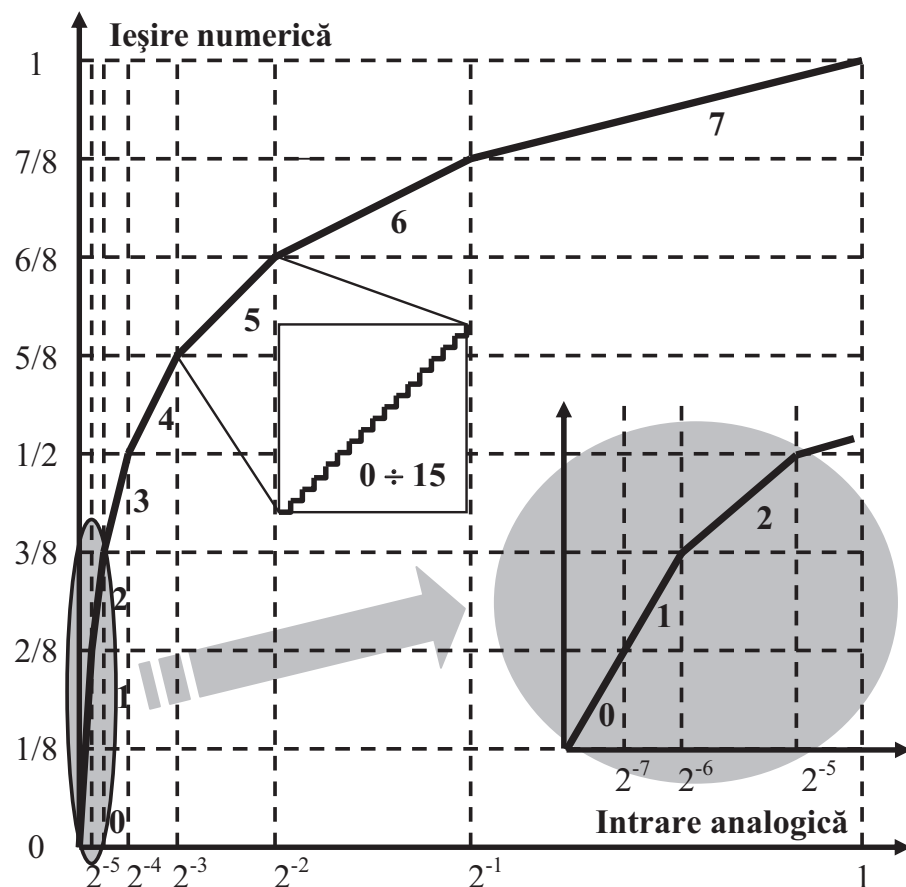


Fig. 3.10. Aproximarea prin segmente de dreaptă a legii de compresie A.

Capitolul 3

Discretizarea semnalului vocal

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.

În **concluzie**, în telefonie numerică, cu multiplexare în timp, se folosesc semnale numite MIC (cu *modulația impulsurilor în cod*) sau PCM (*Pulse Code Modulation*), obținute prin:

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

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

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

8. Convertorul analog-numeric– structură, funcționare

[1] pag. 68-69

4.4. Calea vocală

Forma numerică a semnalului vocal este dată de relația (3.7). Acest cod de 8 biți este obținut printr-o cuantizare cu compresie conform legii A. Ea se obține prin utilizarea unui convertor analog – numeric cu compresie logaritmică.

Structura acestuia este identică cu cea a unui convertor analog – numeric obișnuit. În fig. 4.4 este prezentată schema bloc a unui **convertor analog – numeric liniar**, cu aproximări succesive.

Funcționarea acestuia este reamintită prin exemplul din fig. 4.3. Tensiunea necunoscută U_x , aplicată la intrarea convertorului, este aproximată pas cu pas prin tensiunea $U_{CNA}(t)$, generată de convertorul numeric – analogic.

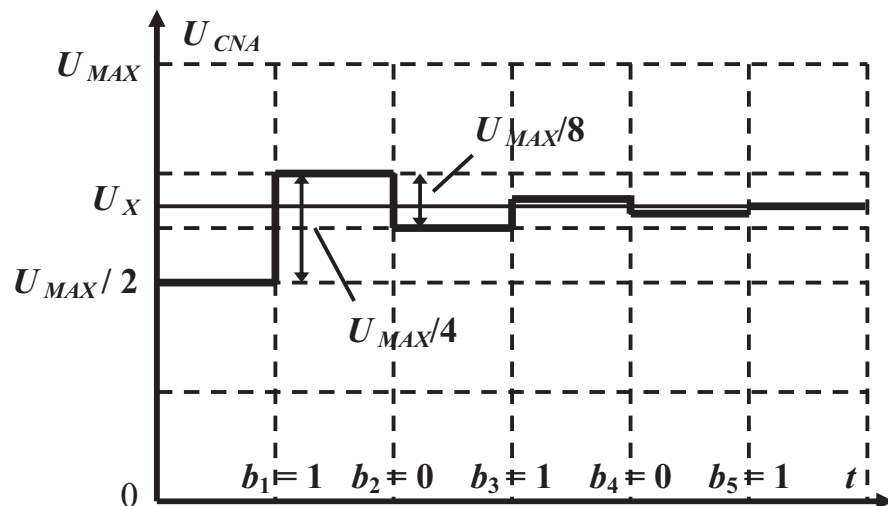


Fig.4.3. Principiul aproximării succesive cu un CAN liniar.

- În **pasul 1** se estimează bitul cel mai semnificativ, b_1 , prin generarea codului (din registrul de aproximări succesive) **1000.0000**. Codul reprezintă mijlocul domeniului, deci tensiunea de comparație generată este $U_{CNA} = U_{MAX}/2$. Prin compararea tensiunii de intrare U_x cu cea de referință,

U_{CNA} , se decide valoare definitivă a bitului b_1 : dacă $U_x > U_{CNA}$, rezultă $b_1 = 1$, iar dacă $U_x < U_{CNA}$, atunci $b_1 = 0$.

- În **pasul 2** se estimează al doilea bit, b_2 , prin generarea codului **$b_1 100.0000$** . Tensiunea de comparație se modifică cu un sfert din domeniu, în sensul aproximării tensiunii necunoscute:
 $U_{CNA} = b_1 \times U_{MAX}/2 + U_{MAX}/4$.
Rezultatul comparației fixează valoarea bitului b_2 .
- În **pasul 3** se decide bitul b_3 , cu ajutorul codului **$b_1 b_2 10.0000$** , care determină tensiunea:
 $U_{CNA} = b_1 \times U_{MAX}/2 + b_2 \times U_{MAX}/4 + U_{MAX}/8$
- ș.a.m.d.
- Numărul de pași de aproximare determină numărul de biți pe care se face cuantizarea. În fig. 4.3 sunt exemplificate valorile primilor 5 biți, pentru valoarea particulară a tensiunii U_x , reprezentate grafic.

Este de observat că dacă domeniul convertorului este axat pe zero (deci admite tensiuni de intrare pozitive și negative), în primul pas se stabilește **semnul semnalului**.

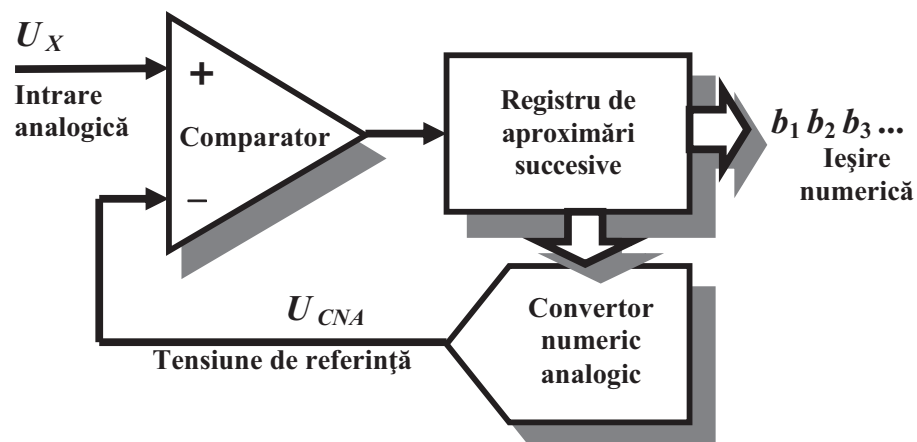


Fig.4.4. Schema bloc a unui CAN (liniar sau cu compresie).

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

[1] pag. 66-67

Capitolul 4 Transmisia numerică PCM

4.2. Semnalele multiplexate

Într-o legătură telefonică trebuie transmise atât semnalul vocal de convorbire, cât și semnalizările necesare stabilirii legăturii și **interacțiunii utilizator – rețea**. În plus, în cazul unei transmisii numerice cu multiplexare în timp, este necesară asigurarea unei **referințe de timp** comune pentru emisie și recepție. În acest scop se transmite un semnal de sincronizare. Semnalele necesare a fi multiplexate, sunt, deci:

- semnale **vocale** – corespunzătoare căilor telefonice,
- **semnalizări** – asociate fiecărei căi telefonice,
- semnale de **sincronizare** a recepției cu emisia.

Nu există un standard unic pentru **multiplexul PCM**. În acest manual vom trata doar **standardul european**, care prevede pentru multiplexul primar PCM, organizat în 32 de intervale de timp:

- 30 de căi telefonice,
- 1 interval pentru semnalizări,
- 1 interval pentru sincronizare.

Având în vedere că o cale vocală este cuantizată și comprimată pe 8 biți, celelalte intervale sunt organizate tot pe 8 biți, fiind adoptată, deci, tehnica **întrețeserii octet cu octet**.

Aceasta prezintă avantajul că fiecare interval (al unei căi telefonice) are o **semnificație fizică**: reprezintă codul PCM al unui eșantion (spre deosebire de tehnica întrețeserii bit cu bit, unde semnificația eșantionului s-ar pierde).

În acest mod, multiplexul primar PCM devine un multiplex de **eșantioane**, ce pot fi manipulate individual (de exemplu, plasate în altă ordine temporală). Acest avantaj permite comutația temporală a căilor telefonice, ce stă la baza comutației numerice în centralele telefonice digitale (cap.5).

În **concluzie**, multiplexul primar PCM este un flux de date folosit în **transmisie și comutație**, în **telefonia numerică**.

- De ce este necesar un semnal de sincronizare ?
- Care sunt avantajele multiplexării octet cu octet ?
- Ce format numeric are eșantionului codat PCM ?

Capitolul 4 Transmisia numerică PCM

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 durata:

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

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 :

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

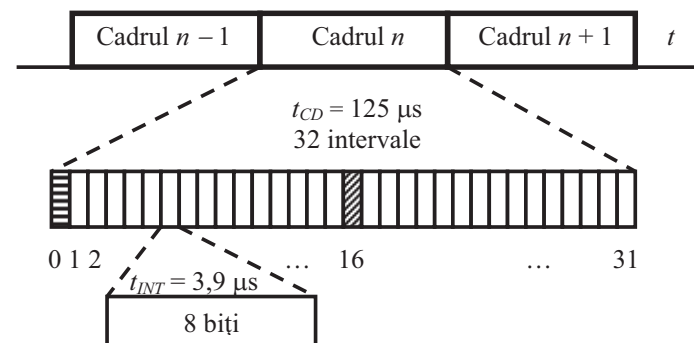


Fig.4.2. Structura și parametrii cadrului primar PCM.



10. Semnalizarea în cadrul PCM– multicadrul de semnalizări,

[1] pag.75-76

Capitolul 4 Transmisia numerică PCM

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.

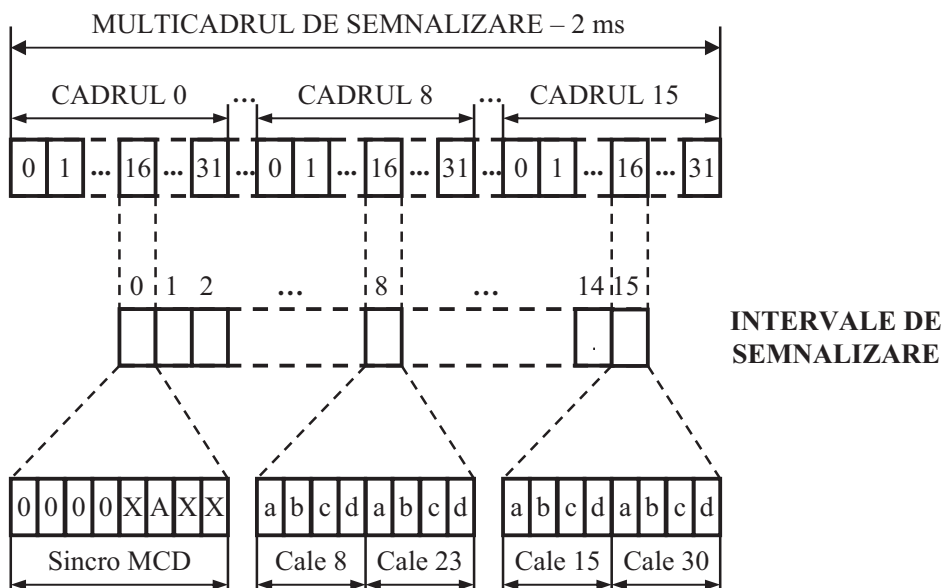


Fig.4.6. Organizarea multicadrului de semnalizare.

Capitolul 4 Transmisia numerică PCM

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 corespund 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.



- De ce este necesară gruparea mai multor cadre ?
- De ce este necesară sincronizarea și pe multicadru ?
- Care este frecvența multicadrului de semnalizări ?
- Calculați debitul canalului de semnalizare al unei căi ?

□**A**□□ □□ □**AT**□

AN□**L 3**□**S**□□ □**ST**□□**L** □

1. Ce presupune normalizarea unei baze de date relationale si cum poate fi ea realizata? (3.2. – pag.16)

Comenzi

IdComanda	IdClient	Valoare	Data
1	2	134.67	2005-07-12
2	1	23.9	2006-01-20
3	3	150	2006-03-13
4	1	1234	2006-09-24

3.2. Proiectarea unei baze de date

Proiectarea unei baze de date este un proces foarte important care cuprinde urmatorii pasi:

- analiza problemei;
- identificarea datelor;
- normalizarea.

Normalizarea unei baze de date consta in principal in descompunerea modelului bazei de date in mai multe relatii astfel incat sa se reduca la maxim redundanta datelor si implicit sa elimine anomaliiile de actualizare.

Forme normale:

1NF – domeniul atributelor sa cuprinda valori atomice; se interzic campurile compuse sau relatii in relatii;

2NF – 1NF; orice atribut neprim (care nu face parte din cheia primara) sa fie complet dependent functional de cheia primara a relatiei;

3NF – 2NF; nu exista nici un atribut neprim care sa fie dependent tranzitiv de cheia primara a relatiei;

In interiorul tabelor prezinta importanta campurile sau grupurile de campuri care identifica unic inregistrările sau care ajuta la legarea datelor din mai multe tabele. Cheia primara reprezinta un atribut sau un grup de attribute care identifica unic o inregistrare. Se numeste cheie externa un atribut sau un grup de attribute care constituie o cheie primara intr-o alta relatie.

Identificati in tabelele clienti si comenzi attributele care sunt chei primare, respectiv externe.

2. Definiti conceptul de cheie externa. Exemplificati. (3.2. - pag.16)

Comenzi

IdComanda	IdClient	Valoare	Data
1	2	134.67	2005-07-12
2	1	23.9	2006-01-20
3	3	150	2006-03-13
4	1	1234	2006-09-24

3.2. Proiectarea unei baze de date

Proiectarea unei baze de date este un proces foarte important care cuprinde urmatoorii pasi:

- analiza problemei;
- identificarea datelor;
- normalizarea.

Normalizarea unei baze de date consta in principal in descompunerea modelului bazei de date in mai multe relatii astfel incat sa se reduca la maxim redundanta datelor si implicit sa elimine anomaliiile de actualizare.

Forme normale:

1NF – domeniul atributelor sa cuprinda valori atomice; se interzic campurile compuse sau relatii in relatii;

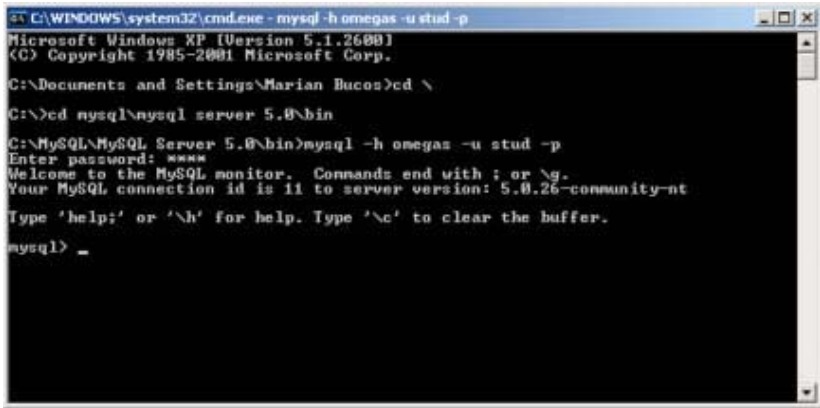
2NF – 1NF; orice atribut neprim (care nu face parte din cheia primara) sa fie complet dependent functional de cheia primara a relatiei;

3NF – 2NF; nu exista nici un atribut neprim care sa fie dependent tranzitiv de cheia primara a relatiei;

In interiorul tabelor prezinta importanta campurile sau grupurile de campuri care identifica unic inregistrările sau care ajuta la legarea datelor din mai multe tabele. Cheia primara reprezinta un atribut sau un grup de attribute care identifica unic o inregistrare. Se numeste cheie externa un atribut sau un grup de attribute care constituie o cheie primara intr-o alta relatie.

Identificati in tabelele clienti si comenzi attributele care sunt chei primare, respectiv externe.

3. Cum poate fi rulat un fisier de comenzi SQL din linia de comanda? (2.5. – pag.12)



2.4. Interogari de stare

Dupa conectare pot fi rulate interogari care furnizeaza date despre starea serverului: versiunea programului, data curenta de pe server.

! Verificati versiune serverului de baza de date omegas, si data la un moment dat. mysql> select version(), current_date;

Obs. Interogarile se pot despartii pe mai multe randuri si se incheie cu ; . Pot contine orice combinatie de caractere mari/mici, limbajul de interogare nefiind case sensitive.

Pentru a obtine informatii despre server (bazele de date de pe server, tabelele dintr-o baza de date, coloanele dintr-un tabel al unei baze de date) se pot rula interogari show.

! Din clientul linie de comanda se vor verifica urmatoarele interogari show:

mysql> show databases;

mysql> show tables from mysql;

mysql> show columns from mysql.user;

mysql> show columns from user from mysql;

2.5. Rularea unui fisier extern de comenzi SQL

Clientul mysql.exe se poate utiliza si pentru a rula un fisier text de comenzi SQL. In acest caz poate fi utilizata comanda:

mysql -h nume_server -u nume_utilizator -p < nume_fisier.sql

Deasemenea, fisierele de comenzi SQL pot fi rulate din linia de comanda mysql utilizand sintaxa:

mysql> source nume_fisier.sql

shareware – software distribuit gratuit (sau pentru o taxa simbolica), pentru care se aplica anumite reguli;

multi-thread – descrie un program care este proiectat pentru a avea parti ale codului executate concurrent;

API – Application Programming Interface

2.6. Sistemul de privilegii al MySQL

Functia principala a sistemului de privilegii al MySQL este aceea de a autentifica si autoriza utilizatorii conectati la server.

Autorizarea se refera la permisiunea de a rula interogari precum SELECT, INSERT, UPDATE sau DELETE. O clasa aparte de privilegii se refera la drepturile de administrare si de interactiune cu sistemul de operare.

La instalarea sistemului este creat implicit un utilizator numit root care are toate drepturile activate. Acest utilizator trebuie folosit, din motive de securitate, doar pentru administrare.

Pentru fiecare utilizator care va interactiona cu serverul trebuie creat un utilizator.

Privilegiu	Semnificatie
select	permite selectarea(vizualizarea) datelor
insert	permite adaugarea de noi inregistrari
update	permite modificarea datelor
delete	permite stergerea inregistrarilor
index	permite crearea/stergerea indecsilor
alter	permite redenumirea sau modificarea structurii tabeli

4. Precizati cinci tipuri de date puse la dispozitie de limbajul SQL (Structured Query Language). (3.5.1 – pag.17)

3.3. Crearea bazei de date in MySQL

Pentru a crea o baza de date se utilizeaza comanda:

create database [if not exists] nume_baza_date;

Clauza *if not exists* inhiba afisarea unui mesaj de eroare in cazul in care in sistem exista o alta baza de date cu acelasi nume.

Stergerea unei baze de date se realizeaza cu sintaxa:

drop database [if exists] nume_baza_date;

Daca sintaxa comenzii *drop* include clauza *if exists* nu sunt afisate mesaje de eroare care pot aparea daca se incearca stergerea unei baze de date care nu exista.

Comanda *use* stabileste baza de date pentru care se vor executa interogările ulterioare. La un moment dat poate fi activa o singura baza de date.

3.4. Tabele

Pentru a crea o tabela se va utiliza comanda:

create table [if not exists] nume_tabel [definitie]

, unde definitie:

**nume_coloana tip [not null | null] [default valoare]
[auto_increment] [primary key]**

Stergerea unei tabele se face folosind urmatoarea sintaxa:

drop table [if exists] nume_tabel;

3.5. Tipuri de date, operatori si functii

3.5.1. Tipuri de date

Tipuri de date: numerice, logice, data calendaristica, timp, siruri de caractere, date binare mari (blob).

Optiuni: unsigned, zerofill, binary.

1. Tipuri de date numerice: tinyint, smallint, mediumint, int, bigint, float, double, real, decimal.

2. Tipuri de date data calendaristica si timp: date, datetime, timestamp, time, year.
3. Tipuri de date sir de caractere: char, bit, bool, varchar.
4. Tipuri de date binare mari: tinyblob, tinytext, blob, text, mediumblob, mediumtext, longblob, mediumtext.

3.5.2. Constante, identificatori, comentarii

Constante tip sir de caractere: 'constanta sir', "alta constanta sir".

Constante intregi, reale: 1345, 543.36 .

Constanta NULL – nici o valoare; NULL<>0 ; NULL<>' '.

Numele pentru baza de date, tabele, coloane trebuie sa indeplineasca conditiile normale pentru identificatori in limbaje de programare: sa fie o combinatie de litere, cifre si semne grafice care incep cu o litera.

Comentarii pe o singura linie: # comentariu 1

-- comentariu 2 --

Comentariu pe mai multe linii: /* comentariu 3.1

comentariu 3.2 */

3.5.3. Operatori

- grupare: (,)

- aritmetici: +, -, *, /

- logici: NOT !, OR ||, AND &&

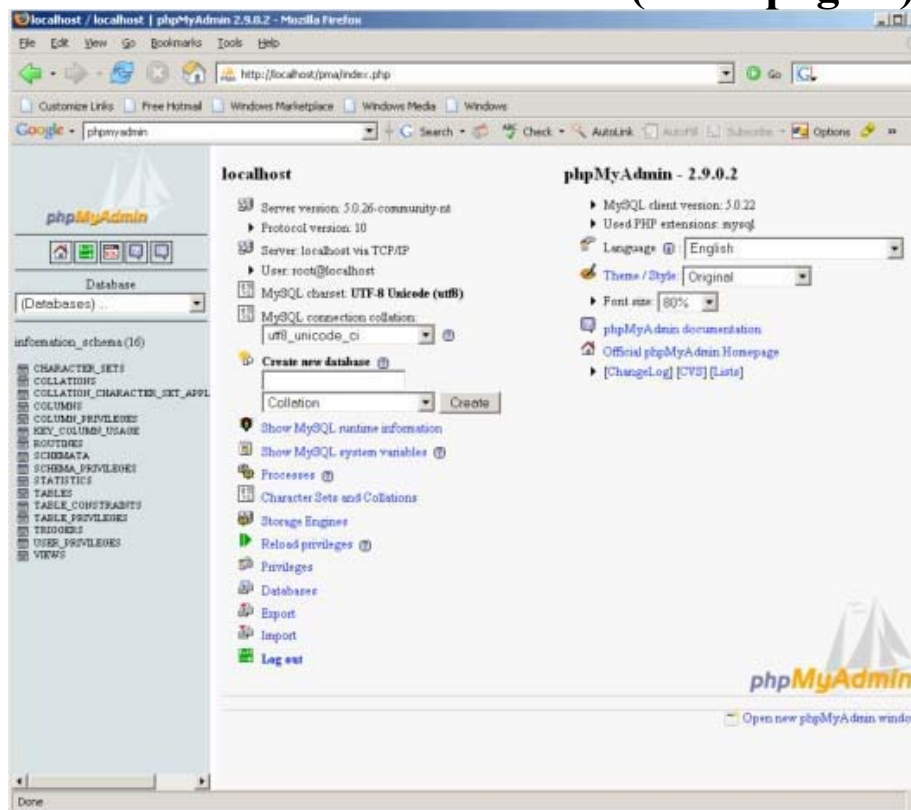
- de comparare: =, <>, !=, <, >, <=, >=, IS NULL, expr BETWEEN min AND max, expr IN (value...), IF (expr1,expr2,expr3)

3.5.4. Functii – utilizare functii de biblioteca

1. Functii pe siruri de caractere

- ASCII (str) – intoarce codul ASCII al caracterului de pe pozitia 1 din sir;
- CONV (N, from_base, to_base) – converteste numarul N considerat in baza from_base in valoarea sa in baza to_base.

5. Care este sintaxa de conectare la serverul mySQL prin intermediul clientului linie de comanda? Precizati rolul parametrilor in comanda de conectare. (2.3. – pag.11)



2.3. Conectarea la serverul MySQL folosind clientul linie de comanda

Clientul tip linie de comanda va fi apelat din subdirectorul bin al directorului de instalare, folosind urmatoarea comanda:

```
mysql -h nume_server -u nume_utilizator -p
```

,unde:

- * h nume_server este numele masinii pe care se gaseste instalat serverul;
- * u nume_utilizator este numele utilizatorului care acceseaza serverul;
- * p activeaza citirea unei parole pentru contul de utilizator.

6. Precizati doua comenzi SQL utilizate in procesul de gestionare a datelor unui tabel. (4.1., 4.2, 4.3. – pag.23)

4. Gestionarea datelor folosind interogari SQL

4.1. Adaugarea inregistrarilor in tabele

Comanda INSERT permite inserarea (adaugarea) de noi inregistrari intr-o tabela.

Comanda INSERT din mysql are sintaxa de baza:

```
INSERT [LOW_PRIORITY|DELAYED] [IGNORE]
[INTO] nume_tabel [(nume_coloana, ...)]
VALUES (expresie, ...), (...), ...
```

LOW_PRIORITY – se foloseste pentru a intarzia scrierea efectiva a datelor in tabela pana cand alti utilizatori nu mai citesc date din tabela. Efectul este blocarea executiei pana cand se reuseste scrierea efectiva.

DELAYED – are actiune opusa parametrului precedent. Inregistrarea care trebuie adaugata este pusa intr-o coada de asteptare pe server si controlul revine la client, ca si cum scrierea ar fi fost facuta efectiv.

IGNORE – este util daca se insereaza mai multe inregistrari simultan. Prin folosirea parametrului IGNORE inregistrările gresite sunt ignorate, dar restul sunt adaugate fara raportarea unei erori.

INTO – este optional, se foloseste pentru compatibilitatea cu alte sisteme SQL.

VALUES – specifica seturile de date (inregistrările) care se vor adauga in tabela.

Tema 1

Adaugati o inregistrare in una din tabelele bazei de date BANCA. Vizualizati mai intai structura tabelor acestei baze de date.

Folositi instructiunea INSERT pentru a adauga simultan mai multe inregistrari in una din tabelele bazei de date BANCA.

4.2. Modificarea inregistrarilor din tabele

Comanda UPDATE permite actualizarea (modificarea) valorilor dintr-o tabela.

```
UPDATE [LOW_PRIORITY] [IGNORE] nume_tabel
SET nume_col1 = expresie1, nume_col2 = expresie2, ....
[WHERE conditie_actualizare]
```

WHERE conditie_actualizare – indica acele inregistrari care sunt actualizate.

Tema 2

Modificati valorile pentru doua coloane ale unei tabele din baza de date BANCA.

Modificarea se va realiza pentru o singura inregistrare folosind o conditie de actualizare.

4.3. Stergerea inregistrarilor din tabele

Pentru stergerea datelor din tabele se foloseste comanda DELETE.

Datele o data sterse nu mai pot fi recuperate.

Sintaxa comenzii DELETE este:

```
DELETE [LOW_PRIORITY] FROM nume_tabel
[WHERE conditie_stergere]
```

Tema 3

Stergeti o inregistrare din una din tabelele bazei de date BANCA folosind conditia de stergere.

4.4. Interogarea datelor

Selectia simpla

Comanda SELECT este cea mai utilizata comanda SQL. Ea permite atat regasirea si vizualizarea datelor din tabelele bazei de date cat si calcularea unor expresii care nu au legatura cu datele din tabele.

Sintaxa comenzii SELECT este:

7. Precizati variantele posibile in cazul operatiei de JOIN. (4.4. – pag.26)

Extragerea informatiei de sumarizare

Informatiile de sumarizare reprezinta informatii globale despre datele din tabele. Informatiile de sumarizare se extrag pe grupuri de inregistrari.

Gruparea se realizeaza folosind urmatorii parametrii in sintaxa comenzii SELECT:

GROUP BY {coloana | expresie} – specifica dupa ce valori se vaface gruparea. In majoritatea cazurilor expresia de grupare este reprezentata de o singura coloana. Toate inregistrarile cu aceeasi valoare pentru expresia de grupare vor fi considerate ca facand parte din acelasi grup.

Functii de sumarizare: count(),avg(), min(), max(), sum()

JOIN

Limbajul SQL foloseste comanda SELECT pentru implementarea operatorului JOIN. Acest operator permite colectarea datelor din tabele aflate in legaturi relationale. Folosirea comenzii SELECT pentru a face JOIN presupune specificarea in clauza FROM a tabelor de unde se preiau datele si, in lista de proiectie, a campurilor care vor face parte din rezultat.

SELECT lista campuri FROM lista tabele

WHERE conditii_join AND conditii_selectie ORDER BY ...

Exista 2 categorii de JOIN:

INNER JOIN – se includ in rezultat doar campurile care au corespondent la ambele capete ale relatiei

OUTER JOIN – va completa automat campurile care lipsesc din tabela corespondenta cu valoarea NULL (LEFT OUTER JOIN ; RIGHT OUTER JOIN)

Sintaxa comenzii SELECT se modifica in felul urmator:

SELECT lista_campuri

FROM tabela1 [INNER JOIN | LEFT OUTER JOIN | RIGHT OUTER JOIN] tabela2

ON conditie_join

WHERE conditie_selectie

8. Explicati modalitatile de introducere a unui script PHP intr-o pagina Web. (5.2. –pag.29)

5. Limbajul de scripting PHP

5.1. Notiuni introductive

Limbajul PHP este un limbaj de tip script creat special pentru Web. Este un limbaj interpretat de server (server-side scripting language). Permite generarea flexibila a unor pagini dinamice care ofera informatii in timp real.

Sa se afiseze prin intermediul unui script mesajul Hello World!.

```
<?php  
    echo 'Hello World!';  
?>
```

5.2. Inserarea codului PHP intr-o pagina HTML

Scripturile PHP sunt destinate generarii dinamice de continut in paginile Web. Un astfel de script trebuie inclus intr-o pagina HTML. Se pot utiliza urmatoarele tipuri de tag-uri HTML:

-stilul scurt (nu este valabil pentru php5):

```
<? echo "text generat dinamic"; ?>
```

-stilul XML:

```
<?php echo "text generat dinamic"; ?>
```

-stilul SCRIPT:

```
<SCRIPT LANGUAGE='php'> echo "text generat dinamic"; </SCRIPT>
```

-stilul ASP:

```
<% echo "text generat dinamic"; %>
```

5.3. Generarea dinamica a continutului

Codul PHP nu va fi vizibil in sursa trimisa de serverul Web catre navigatorul clientului. Acest text va fi interpretat de catre modulul PHP din server si doar textul generat de acest script va fi trimis mai departe de catre server.

La scrierea codului, instructiunile PHP din script vor fi terminate printr-un separator ; .

9. Care sunt tipurile de conexiuni catre un server mySQL ce pot fi stabilite dintr-o pagina PHP?

(6.1. – pag.38)

6. Accesarea serverului MySQL utilizand PHP

6.1. Conectarea la serverul de baza de date

Pentru a putea interoga o baza de date , o pagina PHP trebuie sa stabileasca in prealabil o conexiune cu serverul mySQL. Conexiunea poate fi privita ca un canal de comunicatie prin care programul transmite cereri SQL iar serverul returneaza raspunsurile corespunzatoare.

Funcția care realizeaza conectarea persistenta la serverul de baza de date este *mysql_pconnect()*.

In general trebuiesc introduse host-ul server-ului mySQL, numele cu care utilizatorul se conecteaza si parola folosita de acesta. Toate acestea sunt optionale, iar daca nu sunt specificate functia foloseste setarile default – localhost pentru host, numele utilizatorului cu care procesul PHP ruleaza si o parola vida.

Funcția returneaza o legatura catre baza de date sau eroare in caz de nereusita.

O alta functie care realizeaza conectarea – conexiune nepersistenta – la serverul de baza de date este *mysql_connect()*.

O conexiune va fi inchisa cand se incheie executia unui script – terminare pagina – sau cand se apeleaza functia *mysql_close()*. O conexiune persistenta ramane deschisa si dupa ce executia scriptului s-a terminat si nu poate fi inchisa folosind functia *mysql_close()*.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud");
```

```
if ($link) echo 'conexiunea s-a realizat cu succes';
else echo 'nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date';
?>
```

Cand se realizeaza conectarea la serverul de baza de date trebuie stabilita si baza de date cu care se va lucra. Acest lucru se face din PHP utilizand functia *mysql_select_db()*.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
        or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
```

```
$bd = mysql_select_db("banca");
```

```
if ($bd) echo 'baza de date a fost selectata';
else echo 'baza de date nu poate fi selectata';
?>
```

6.2. Rularea interogarilor

Pentru rularea unei interogari pe server se utilizeaza functia *mysql_query()*.

Funcția presupune existenta unei conexiuni deschise spre server, selectia prealabila a bazei de date si existenta unor drepturi suficiente pentru rularea interogarii. Funcția returneaza false daca interogarea nu a putut fi executata pe server.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
        or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$bd = mysql_select_db("banca") or die('baza de date nu poate fi selectata');
```

```
$result = mysql_query("select * from deponent");
```

```
if ($result) echo 'interogarea a fost rulata cu succes';
else echo 'interogarea nu poate fi rulata';
?>
```

Obs: ! die() – afiseaza un mesaj si termina executia scriptului;

6.3. Obtinerea si afisarea datelor

Pentru a afla numarul inregistrarilor afectate de o interogare actiune (insert , delete , update) se poate folosi functia *mysql_affected_rows()*.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
        or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$bd = mysql_select_db("banca") or die('baza de date nu poate fi selectata');
```

```
$result = mysql_query("insert into deponent(nr_buletin,cnp,nume,prenume)
                        values('342674','73463726','pop','sebastian)");
```

10. Explicati doua metode care permit interpretarea si prelucrarea rezultatului unei comenzi SELECT intr-un script PHP. (6.3. – pag.39)

1/2

```
if ($bd) echo 'baza de date a fost selectata';
else echo 'baza de date nu poate fi selectata';
?>
```

6.2. Rularea interogarilor

Pentru rularea unei interogari pe server se utilizeaza functia *mysql_query()*.

Functia presupune existenta unei conexiuni deschise spre server, selectia prealabila a bazei de date si existenta unor drepturi suficiente pentru rularea interogarii. Functia returneaza false daca interogarea nu a putut fi executata pe server.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$bd = mysql_select_db("banca") or die('baza de date nu poate fi selectata');
```

```
$result = mysql_query("select * from deponent");
```

```
if ($result) echo 'interogarea a fost rulata cu succes';
else echo 'interogarea nu poate fi rulata';
?>
```

Obs: ! die() – afiseaza un mesaj si termina executia scriptului;

6.3. Obtinerea si afisarea datelor

Pentru a afla numarul inregistrarilor afectate de o interogare actiune (insert , delete , update) se poate folosi functia *mysql_affected_rows()*.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$bd = mysql_select_db("banca") or die('baza de date nu poate fi selectata');
```

```
$result = mysql_query("insert into deponent(nr_buletin,cnp,nume,prenume)
    values('342674','73463726','pop','sebastian')");
```

```
or die('interogarea nu poate fi rulata');
```

```
echo 'inregistrari afectate: '.mysql_affected_rows();
?>
```

In urma rularii unei interogari select se poate folosi functia *mysql_num_rows()* pentru a afla numarul inregistrarilor din rezultat.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$bd = mysql_select_db("banca") or die('baza de date nu poate fi selectata');
```

```
$result = mysql_query("select * from deponent")
    or die('interogarea nu poate fi rulata');
```

```
echo 'inregistrari afectate: '.mysql_num_rows($result);
?>
```

Exista trei metode diferite de a interpreta si prelucra rezultatul unei interogari select:

- a) rezultatul este preluat prin functia *mysql_fetch_array* si interpretat ca un tablou asociativ; acest tablou are ca si chei numele coloanelor selectate iar ca si valori, valorile corespondente din rezultat; fiecare apel succesiv al functiei va returna urmatoarea inregistrare din rezultat.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$bd = mysql_select_db("banca") or die('baza de date nu poate fi selectata');
```

```
$result = mysql_query("select * from deponent")
    or die('interogarea nu poate fi rulata');
```

```
while($row = mysql_fetch_array($result)) {
    echo $row["nume"].' '.$row["prenume"].'<br>';
}
?>
```

- b) rezultatul este preluat prin functia *mysql_fetch_rows* si interpretat ca un tabel indexat numeric; acest tablou are ca si indexi numerele 0,1,2 etc. iar ca si valori, valorile

10. Explicati doua metode care permit interpretarea si prelucrarea rezultatului unei comenzi SELECT intr-un script PHP. (6.3. – pag.39)

2/2

corespondente coloanelor de pe pozitiile respective din rezultat; fiecare apel succesiv al functiei va returna urmatoarea inregistrare din rezultat.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$dbd = mysql_select_db("banca") or die("baza de date nu poate fi selectata");

$result = mysql_query("select * from deponent")
    or die("interogarea nu poate fi rulata");

while($row = mysql_fetch_row($result)) {
    echo $row[2].' '.$row[3].<br>;
}
?>
```

c) rezultatul este preluat prin functia mysql_fetch_object si interpretat ca un obiect.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$dbd = mysql_select_db("banca") or die("baza de date nu poate fi selectata");

$result = mysql_query("select * from deponent")
    or die("interogarea nu poate fi rulata");

while($row = mysql_fetch_object($result)) {
    echo $row->nume.' '.$row->prenume.<br>;
}
?>
```

Fiecare apel succesiv al functiei mysql_fetch_object va returna urmatoarea interogare din rezultat.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$dbd = mysql_select_db("banca") or die("baza de date nu poate fi selectata");

$result = mysql_query("select * from deponent")
    or die("interogarea nu poate fi rulata");
```

```
for($i=0; $i<mysql_num_rows($result); $i++) {
    $row = mysql_fetch_object($result);
    echo $row->nume.' '.$row->prenume.<br>;
}
?>
```

6.4. Adaugarea datelor din pagina Web in baza de date

Pentru a adauga date dintr-o pagina web se realizeaza o interogare INSERT pe server utilizand functia mysql_query().

Aceasta functie presupune existenta unei conexiuni deschise spre server, selectia prealabila a bazei de date si existenta unor drepturi suficiente pentru rularea interogarii.

Urmatorul script implementeaza un mecanism de introducere (adaugare) de noi inregistrari in tabela deponent din baza de date banca.

```
<?php
$link = mysql_connect("localhost","stud19","stud")
    or die('nu se poate realiza o conexiune la serverul de baza de date');
$dbd = mysql_select_db("banca") or die("baza de date nu poate fi selectata");

if ($_GET["action"] == 'insert' && $_POST["nr_buletin"] <> "")
    mysql_query("insert into deponent(nr_buletin,cnp,nume,prenume,oras,adresa)
        values('".$_POST["nr_buletin"]."',".$_POST["cnp"]."',".$_POST["nume"]."',
            '".$_POST["prenume"]."',".$_POST["oras"]."',".$_POST["adresa"]."')")
    or die("interogarea nu poate fi rulata");

$result = mysql_query("select * from deponent")
    or die("interogarea 2 nu poate fi rulata");
echo '[Nr. buletin] - [CNP] - [Nume] - [Prenume] - [Oras] <br />';
while($row = mysql_fetch_object($result)) {
    echo $row->nr_buletin.' '.$row->cnp.' '.$row->nume.' '.$row->prenume.' '.$row->oras.<br />;
}
?>
```

```
<form action="<?php echo $PHP_SELF;?>?action=insert" method="post">
```

T □ □ N □ L □ □ II □ □ LTI □ □ □ IA

AN □ L 4 □ S □ □ □ ST □ □ L □

1. Ce este o aplicație multimedia în viziunea modernă a lumii tehnologiei informațiilor?

Curs TMM - pag 47-48

În viziune modernă o aplicație multimedia conține: text, imagini statice, sunete, imagini video, animație, grafică strans legate între ele și care determină prin diferite metode, diferite abilitați de interactivitate cu utilizatorul.

O aplicație multimedia este completă atunci când conține o combinație a cel puțin 4 dintre elementele constitutive (cele 6 de mai sus) cu condiția ca ele să interacționeze între ele și să permită interacțiunea cu utilizatorul.

2. Ce înseamnă hypertext și HTML?

Curs TMM – pag 49

Din punct de vedere matematic, hypertextul se definește ca și mediu „n-dimensiuni”, adică ca “text / mediu cu n dimensiuni” sau un “mediu la dimensiune n”. Hypertext: textul are mai multe dimensiuni; bucăți din text pot fi introduse la momente diferite de timp, în zone diferite, în funcție de modul de navigare (dimensiunea după care se navighează) are altă structură. Hypertextul reprezintă o structură de text care permite saltul în interiorul aceluiași text pentru a se căuta o altă informație. Ex: în Internet: link-urile. HTML = HyperText Mark-Up Language

3. Designul informațional reprezintă...

Curs TMM – pag 76

Designul informațional

După ce informația a fost culeasă trebuie selectata astfel încât în dosarul aplicației să intre informația importantă și care are legătură cu subiectul. Există 3 nivele de eșalonarea a informației:

- principal - este cel care definește subiectul și pe care se va baza aplicația. Este prima informație perceptibilă de toți cei din publicul țintă, de aceea ea trebuie să fie clară și concisă.
- secundar – este informația care explică subiectul; informația secundară poate fi axată pe mai multe nivele, în funcție de designul informațional stabilit. Este informația specializată și care în funcție de nivelul de informație se va adresa unui număr mai restrâns din publicul țintă.
- senzorială – este informația care caracterizează subiectul și-l particularizează. Ea se va adresa senzorial utilizatorului, creându-i starea necesară înțelegerii aplicației (culoare, muzică).

4. Care sunt tipurile de link-uri (legaturi) pentru WWW? Enumerati si definiti (intr-o propozitie).

Curs TMM – pag 123-124

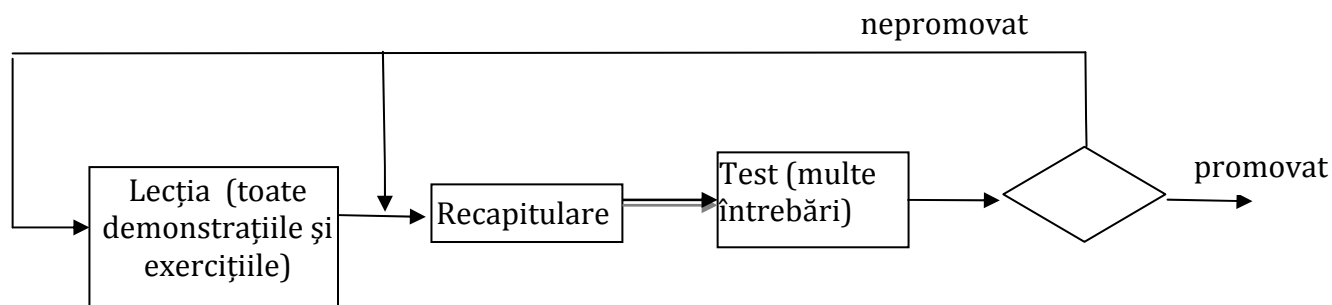
(se considera raspuns corect enumerarea corecta cu definitia din prima propozitie)

. Categorii de linkuri (legaturi)

- **Legaturi intrapagina:** cele care determina legaturi in pagina de web intre 2 pozitii diferite din pagina. Legaturile pastreaza aceeaasi adresa de web si acelasi URL. Acest tip de legaturi se folosesc pentru a simplifica accesul la informatie mare sau din paginile web lungi. Pentru a putea realiza o legatura intrapagina informatia trebuie impartita pe categorii dupa diversi indici si aceste categorii determina legatura in pagina. Este obligatoriu ca in pozitia inferioara a destinatiei legaturii linkului sa existe un alt link care sa ne readuca in pozitia initiala (top/ sus/ inapoi).
- **Legaturi intrasite-** legaturi intre 2 pagini diferite din acelasi site web, in acest scop nu se modifica domeniul ci doar extensia adresei. Sunt utilizate in trei scopuri: 1) pt a compune o imagine informationala completa intre diferite obiecte informationale; 2) pt a putea crea o alternativa la legatura intrapagina atunci cand informatia este prea mare, prea lunga, prea voluminoasa; 3) pt a oferi legaturi in scop informational si de a crea relatii intre informatii diferite.
 - **Legaturi intersite** – sunt legaturi care creeaza salturi intre site-uri web diferite prin schimbarea adresei (URL-ului). Motivatia este de a oferi un mesaj informational cat mai complet utilizat, de a crea posibilitatea de a gasi informatie suplimentara, cat si de a mari traficul pe site. Daca aceste linkuri intersite sunt cu informatie valoroasa, interesanta, relevanta utilizatorul va aprecia faptul ca a fost oferita si va mai reveni pe site. Dar intodeauna aceste legaturi trebuie sa fie functionale (revizuirea continua a paginii de linkuri).

5. Care este organigrama de bază pentru aplicații multimedia de tip instruire interactivă (e-learning)?

Curs TMM – pag 82-83



6. Ce reprezinta World Wide Web, cine si unde l-a inventat ?

Curs TMM – pag 24-26, 41-46

World Wide Web este o structura globala informationala de tip hypermedia, bazata pe rețeaua Internet (similara cu notiunea de software). WWW se bazeaza pe protocoalele de tip URL, HTTP, HTML.

World Wide Web a fost inventat de cercetătorul englez Tim Berners-Lee în 1989 în încercarea de a stoca eficient date provenite din cercetări la CERN, Elvetia. Berners-Lee, consultant specializat în programe de prelucrarea textului, și-a dorit un sistem care să pună la dispoziția cercetătorilor o modalitate mai ușoară de a realiza secțiuni separate de informații legându-le apoi electronic între ele. Sistemul său s-a bazat pe conceptul hypertext-ului, sau altfel spus pe textul cu legături care pot conduce la alte documente, fișiere, sunete, imagini sau chiar programe. Sistemul WWW permite hypertext-ului să facă legături cu fișiere de pe diferite platforme. El a scris primul protocol client si server web in 1990 si a definit notiunile de URI, HTTP si HTML.

7. Ce reprezinta Internetul si cum a fost format?

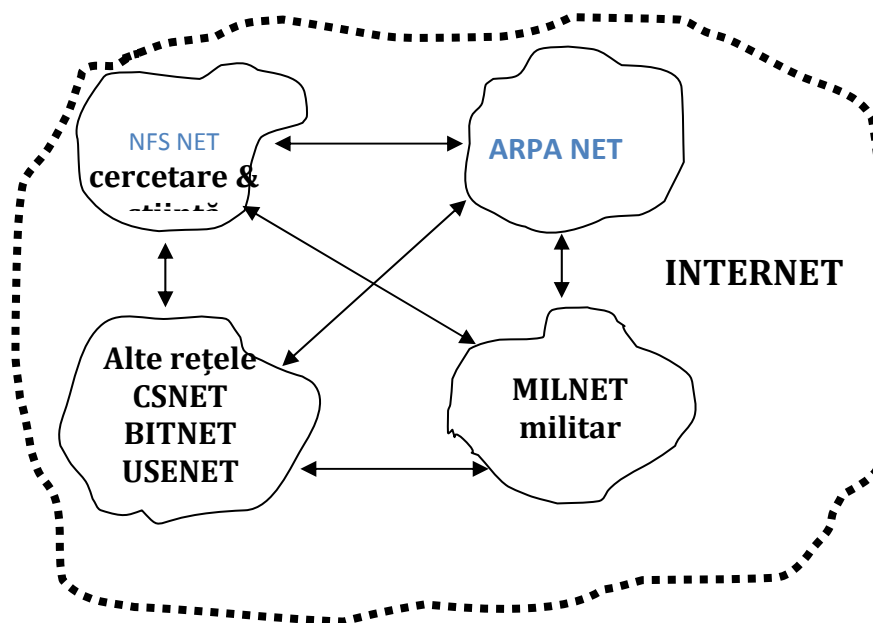
Curs TMM - pag 27 - 40

Dezvoltarea Internetului se leagă de înființarea în 1958 a unei agenții pentru proiecte de cercetare a tehnicii avansate, numită ARPA (Advanced Research Project Agency), aflată sub conducerea Pentagonului, cu scopul de a promova implementarea celor mai avansate tehnologii în toate domeniile.

În **1969** se lansează oficial prima rețea numită ARPANET. În 1979 ARPANET (numită acum DARPA) decide să se separe în două rețele: o rețea cu caracter educațional și comercial cu aceeași denumire de ARPANET și o rețea cu caracter militar, MILNET. Cele două rețele păstrează puncte comune și posibilități de schimb de informații, fapt care duce la perfecționarea sistemului de securitate a lor.

În paralel, în toți acești ani se dezvoltă și alte rețele cu caracter național în SUA în lumea universitară: CSNET (Computer and Science Network) și BITNET (Because it's time Network). În 1983 se realizează tranziția de la protocolul NCP la cel TCP/IP. În **1985** National Sciences Foundations (NSF) înțelege importanța unor rețele globale și uneste rețelele în rețeaua NSF NET destinată oamenilor de știință și cercetătorilor, rețea care lega cinci supercalculatoare. În 1984 ia ființă și rețeaua JANET localizată în Marea Britanie.

Unirea tuturor acestor rețele (între anii 1980 – 1990) a condus la realizarea INTERNET-ului, nume care provine din prescurtarea: **Inter Network Sistem** (Sistem de interconectare a rețelelor).



Conform definiției FNC (Federal Networking Council) din 1995 **INTERNET** se referă la un sistem integrat de resurse informaționale globale care sunt (1) legate / inter-conectate logic printr-o adresă unică globală bazată pe IP Internet Protocol sau derivații săi, (2) suportă comunicații care folosesc suita de protocoale TCP/IP, (3) furnizează, utilizează sau creează accesul, public sau privat, la servicii de nivel înalt bazate pe tehnologii de comunicare. Mai simplu, Internetul este o rețea de rețele, reprezintă o rețea globală de sisteme de calcul interconectate informațional și comunicational pe baza protocoalelor de tip TCP/IP.

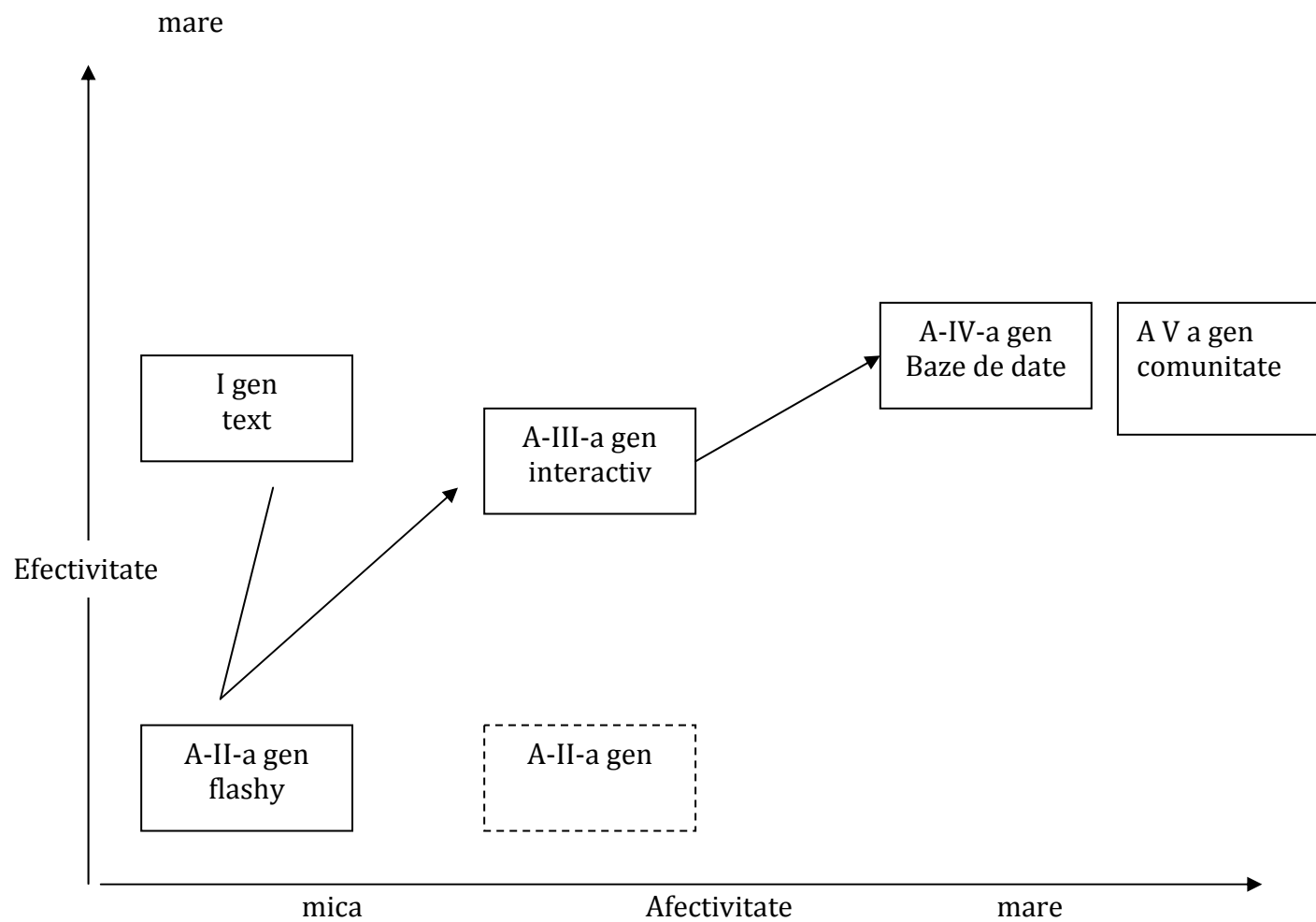
8. Care sunt clasificările cunoscute de site web și exemplificați grafic aceste categorii?

Curs TMM pag 120 - 122

(se considera raspuns corect enumerarea corecta cu realizarea graficului, chiar fara explicatii)

Clasificările de site web se bazează pe Aceste categorii se definesc prin metodele utilizate, dar și ca dezvoltare istorică.

- Prima generație de site-uri web este caracterizată printr-o apariție în stilul paginilor tipărite (de marketing sau de informare) prin conținut și prin efectivitate. În această generație link-urile nu sunt gândite printr-un sistem de navigare care să te ajute să găsești ușor informații, ci ele sunt doar accidentale în urma unei coincidențe multiple de text. Sunt caracterizate printr-un număr redus de vizitatori și un număr crescut de utilizatori.
- A-II-a generație (mijlocul anilor '90) este caracterizată prin exces grafic, elemente decorative și mai puțin text. Există multe link-uri în pagină, dar lipsește interactivitatea cu utilizatorul. Ca și dezavantaj: prin creșterea atractivității, a scăzut eficiența site-ului deoarece textul este foarte puțin.
- A-III-a generație reunește toate cele trei criterii de design ale site-ului web prin îmbinarea informației despre : audiență, scopul site-ului, criteriile design-ului utilizarea altor medii(audio,video,bază de date)și o interactivitate ridicată cu utilizatorul, cât și existența unor link-uri inter-site și extra-site. Se caracterizează prin mărirea numărului de utilizatori și începutul, istoric, în perioada de 'dot.com' de la începutul anilor 2000.
- A-IV-a generație de site-uri se caracterizează prin introducerea unui design informațional mai interactiv, reactualizarea zilnică a informației, cât și prin introducerea altor elemente media(elemente audio și video) de mare întindere.
- A-V-a generație de site-uri se caracterizează prin introducerea tehnologiilor web 2.0, a elementelor de semantic web și prin apariția social media. Tehnologiile au interactivitate mare și pun accentul pe utilizator, ele devenind creatorul de informație de 'sistem web'.



9. Care sunt tipurile de motoare de cautare web? Dati exemple.

Curs TMM pag 139 – 143 , documentul Motoare de Cautare - links si Tehnologii Semantic Web.

Motoarele de căutare web se împart în trei categorii mari: cele care indexează informația automat, cele care se bazează pe informațiile introduse manual si cele mixte. La acestea se adauga motoarele de cautare cu indexare semantica. Motoarele de cautare web moderne ale acestui an inglobeaza toate elementele fiecărei dintre categorii: sunt si tematice, cautarea se bazeaza si pe roboti dar si in mod semantic (Google, Bing).

Tipurile de motoare de cautare web sunt (cu cateva exemple):

- Directoare tematice: ALIWEB, AltaVista, Yahoo, Lycos, MSN
- Motoare de căutare bazate pe roboți : AllTheWeb, HotBot, Google, Bing
- Motoare de metacăutare : Dogpile, Mamma, Kartoo, Metacrawler
- Motoare de cautare semantic: Wolfram Alpha, Hakia, SenseBot, DeepDyve, Cognition

10. Ce reprezinta tehnologiile web 2.0?

Documentul Tehnologii web 2.0 definitii, slide 9-17

La 30 septembrie 2005, Tim O'Reilly a scris un articol ce cuprindea viziunea lui despre Web 2.0. "What is Web 2.0", in jurul principiului participarii – daca Web 1.0 a fost Comerț, atunci Web 2.0 sunt Oamenii.

Web 2.0 este un concept care reuneste un set de tehnologii si servicii create in jurul ideii ca accesul si utilizarea Web sa nu mai fie pasiva ci utilizatorii sa devina contribuitori activi de continut, medii de comunicare si tehnologii. Web 2.0 are intelesuri diferite din punctul de vedere al tehnologiei, comunicarii, stiintelor sociale sau economice.

Tehnologiile Web 2.0 reprezinta un set de principii și practici care unesc un adevărat sistem solar de site-uri ce demonstrează unele dintre sau toate acele principii, la o distanță variabilă de principiile de baza:

- Web ca Platformă, transforma Web intr-un server de aplicații gigant
- Modele de programare usoare (lightweight), Thin Client Computing
- Distributia informatiei
- Inter-operabilitate, pentru mai multe tipuri de echipamente
- design centrat pe utilizator, generația viitoare de Software, conținut generat de utilizator
- Sfârșitul ciclului de lansare de software
- Colaborare
- Utilizatorii trebuie să fie tratați ca și co-dezvoltatori
- Susținerea inteligenței colective
- bogată experiență a utilizatorilor - 'Utilizatorul conduce!'
- Serviciul se îmbunătățește automat odată cu înmulțirea utilizatorilor
- Floksonomy (sistem de clasificare bazat pe cuvinte cheie si pe grupuri)

PRODUCȚIE AUDIO-VIDEO

ANUL 4, SEMESTRUL 8

1. Cum variază câmpul de focalizare în funcție de distanța focală a obiectivului?

- cu cât distanța focală este mai mare cu atât zona de profunzime este mai mică
- cu cât distanța focală este mai mică cu atât zona de profunzime este mai mare

2. Care sunt efectele modificării diafragmei asupra imaginii?

- deschiderea irisului mărește luminozitatea imaginii
- închiderea irisului mărește profunzimea focalizării

3. Cum este distanța focală a unui obiectiv cu sistem de transfocare? Cum este unghiul de deschidere pentru un obiectiv cu distanța focală mică?

- cu transfocator este variabilă
- cu unghi de deschidere mare este mică

4. Ce se folosește pentru eliminarea distorsiunilor de perspectivă ale obiectelor din imagine?

- alegerea unui unghi potrivit de filmare
- alegerea distanței focale adecvate

5. Cum se poate modifica compoziția în plan?

- modificarea poziției obiectelor în cadru
- prin plasarea adecvată a camerei în raport cu subiectul filmat
- modificarea poziției luminilor pentru a obține efecte cu ajutorul umbrelor

6. Compoziția în adâncime a unui plan se poate modifica în mai multe moduri, dați câteva exemple.

- reglarea focalizării pe obiecte aranjate pe axa optică a camerei
- iluminarea distinctă a elementelor de decor

7. Cum se realizează mișcările de cameră și care este scopul lor?

- să înceapă cu un cadru static urmat de mișcarea aparatului
- să se termine cu un cadru static
- să pornească de pe un centru de interes și să se oprească pe unul de importanță mai mare.

8. Cum se poate modifica atitudinea telespectatorului față de subiectul filmat?

- modul de alegere al unghiului de filmare
- modificarea modului de iluminare al subiectului
- organizarea unei compoziții de obiecte care să ghideze privirea spre subiectul respectiv

9. Care sunt funcțiile creatoare ale montajului?

- modificarea timpului prin dilatări sau comprimări
- obținerea de noi entități, ființe umane sau obiecte
- obținerea de noi spații

10. Enumerați câteva dintre regulile ce trebuie respectate pentru realizarea racordului de trecere între imagini .

- respectarea continuității de mișcare
- evitarea diferențelor de lumină între imagini succesive