

UNIVERSITATEA POLITEHNICA TIMIȘOARA

Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologii Informaționale

# EXAMEN LICENȚĂ

SPECIALIZAREA

TEHNOLOGII ȘI SISTEME DE  
TELECOMUNICAȚII

*- INVĂȚĂMÂNT LA DISTANȚA -*

2020-2021

**UNITĂȚI DE MĂSURĂ**  
**ale Sistemului International**

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

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

**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

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

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

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

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

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

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

**Răspuns:**

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

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

**Răspuns:**

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

soluțiile 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  $\xi$  o variabilă aleatoare discretă cu distribuția

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

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

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

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

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

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

**Răspuns:**

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

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

Imaginea derivatei

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

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

**Răspuns:**

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

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

Pentru șirul treaptă - unitate

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

transformata Z este

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



9. Coordonate polare, cilindrice și sferice.

**Răspuns:**

a). *Trecerea la coordonate polare:*

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

unde

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

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

b). *Trecerea la coordonate cilindrice:*

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

unde

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

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

c). *Trecerea la coordonatele sferice:*

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

unde

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

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

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

**Răspuns:**

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

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

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

**Răspuns:**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**Răspuns:**

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

Coeficienții Fourier sunt:

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

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

Seria Fourier asociată lui f este:

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

13. Definiția transformatei Fourier. Formula de inversare Fourier.

**Răspuns:**

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

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

Formula de inversare Fourier:

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

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

**Răspuns:**

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

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

15. Să se rezolve problema Cauchy:

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

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

**Răspuns:**

Scriem ecuația sub forma

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

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

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

de unde

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

# Fizică

1. Care din mărimile fizice de mai jos sunt mărimi scalare ?  
a) masa b) temperatura c) impulsul mecanic d) viteza e) forța

Răspunsuri corecte: a) și b)

2. Care din relațiile de mai jos se referă la energia mecanică a oscilatorului ideal:  
a)  $E_m = \frac{1}{2}kA^2$ ; b)  $E_m = \frac{1}{2}m\omega^2 A^2$ ; c)  $E_m = mgh$ ; d)  $E_m = \frac{1}{2}mv^2$ ; e)  $E_m = Fd$

Răspunsuri corecte: a) și b)

3. Un corp are masa  $m$  și viteza  $v$ . Impulsul său mecanic și energia sa cinetică sunt:  
a)  $p = mv$ ,  $E_c = \frac{1}{2}mv^2$ ; b)  $p = mv$ ,  $E_m = mgh$ ; c)  $p = mv$ ,  $E_c = \frac{1}{2}kA^2$ ; d)  $p = mv$ ,  $E_c = mgh$ ; e)  $p = mv$ ,  $E_m = Fd$

Răspuns corect: a)

4. Energia mecanică a unui corp: a) este suma dintre energia cinetică și cea potențială; b) este constantă atunci când corpul se află într-un sistem de forțe conservative; c) nu depinde de masa corpului; d) este suma dintre energia cinetică și lucrul mecanic; e) este diferența dintre energia cinetică și cea potențială

Răspunsuri corecte: a) și b)

5. Care dintre relațiile de mai jos sunt valabile în cazul lucrului mecanic: a)  $L=Fd$ ; b)  $L= Pt$ ; c)  $L= mgh$ ; d)  $L= ma$ ; e)  $L= Fv$

Răspunsuri corecte: a) și b)

6. Care dintre relațiile de mai jos sunt valabile în cazul puterii mecanice: a)  $P=L/t$ ; b)  $P=Fv$ ; c)  $P= Fd$ ; d)  $P=mv$ ; e)  $P= ma$

Răspunsuri corecte: a) și b)

7. Care dintre relațiile de mai jos reprezintă definiția forței: a)  $F = ma$ ; b)  $F= mv$ ; c)  $F = mt$ ; d)  $F = vt$ ; e)  $F = mgh$

Răspuns corect: a)

8. Care dintre relațiile de mai jos reprezintă definiția energiei cinetice: a)  $E_c = \frac{1}{2}kA^2$ ; b)  $E_c = \frac{1}{2}m\omega^2A^2$ ; c)  $E_c = mgh$ ; d)  $E_c = \frac{1}{2}mv^2$ ; e)  $E_c = Fd$

Răspuns corect: d)

9. Asupra unui corp acționează o forță care variază după legea:  $F(x) = 2x - 1$  (N), cu  $x$  exprimat în metri. Să se calculeze lucrul mecanic efectuat de forță pentru a deplasa corpul din  $x_1 = 0$  până în  $x_2 = 2$  m. a)  $L = 2$  J; b)  $L = 3$  N; c)  $L = 10$  J; d)  $L = 4$  J; e)  $L = 4$  W

Rezolvare: Din interpretarea grafică a lucrului mecanic rezultă:  $L = \int_0^2 F(x)dx = 2$  J

10. Un corp de masă  $m$  este legat de un resort orizontal (cu constanta elastică  $k$ ) și este pus în mișcare de oscilație armonică ideală, având perioada  $T$ . Corpul de masă  $m$  este îndepărtat și înlocuit cu un alt corp de masă  $2m$ . Perioada de oscilație a corpului cu masa  $2m$  este: a)  $2T$ ; b)  $T\sqrt{2}$ ; c)  $T$ ; d)  $T/\sqrt{2}$ ; e)  $T/2$

Răspuns corect: b)

Rezolvare: Pulsația proprie a oscilatorului ideal este:  $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$ , iar relația dintre  $\omega_0$  și perioadă este:  $\omega_0 = 2\pi/T$ . Folosind succesiv aceste relații pentru corpurile  $m$  și  $2m$ , se obține răspunsul corect b).

**DISCIPLINE FUNDAMENTALE**

**-TST-ID-**

**CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE**  
**ANUL 2, SEMESTRUL 3**

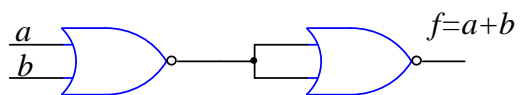
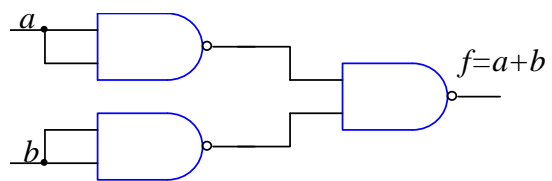


1. Reprezentati o functie logica SAU cu 2 intrari folosind doar:

a) porti SI-NU cu 2 intrari;

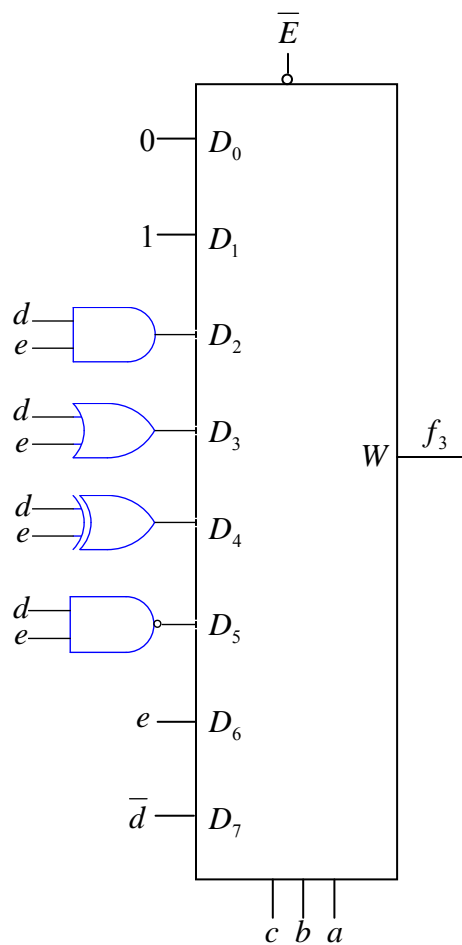
b) porti SAU-NU cu 2 intrari

R



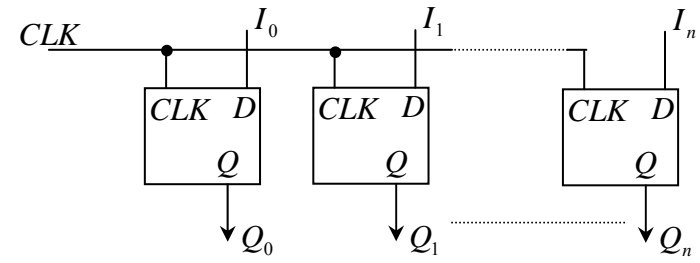
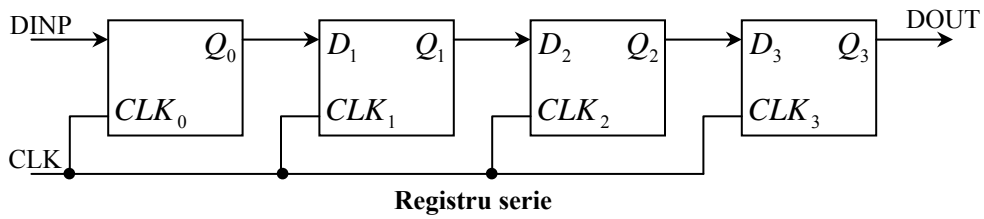
2. Sa se reprezinte funcția logica definită mai jos cu multiplexor cu 3 intrări de adresă si porti logice:

R					
$a$	$b$	$c$	$d$	$e$	$f_1$
0	0	0	0	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
0	0	1	0	1	1
0	0	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	1
0	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	1
1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1
1	0	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1
1	0	1	1	1	0
1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	0
1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	0	1
1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	1	0



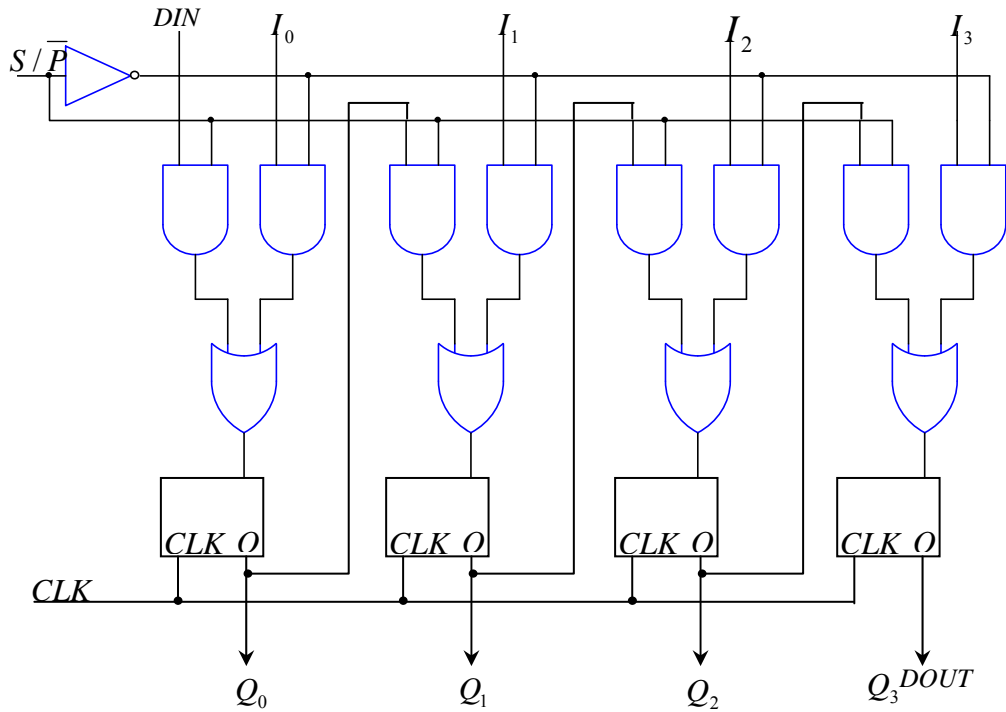
**3. Reprezentati schemele pentru un registru serie si unul paralel pe 4 biti**

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.

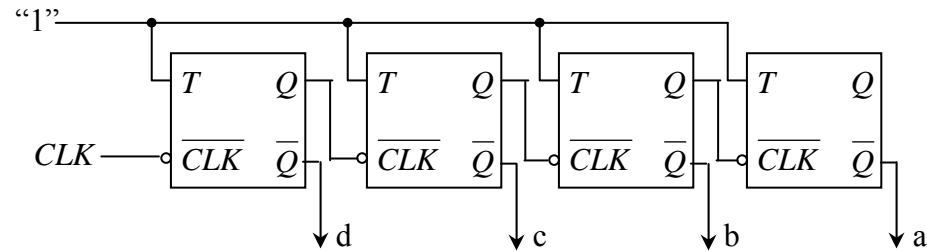
R: *sumatorul*

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*

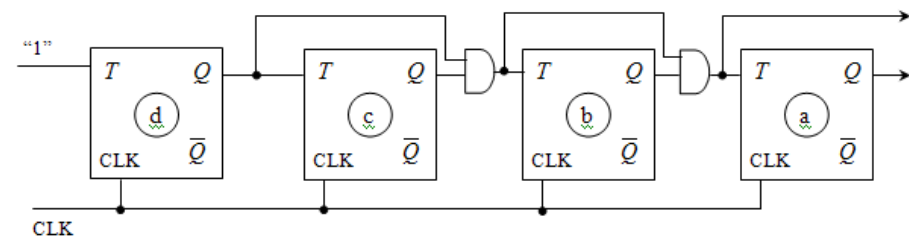
**6. Reprezentați schema unui numarator asincron pe 4 biti, folosind bistabile T.**

R:



**7. Reprezentați schema unui numarator sincron pe 4 biti, folosind bistabile T**

R:



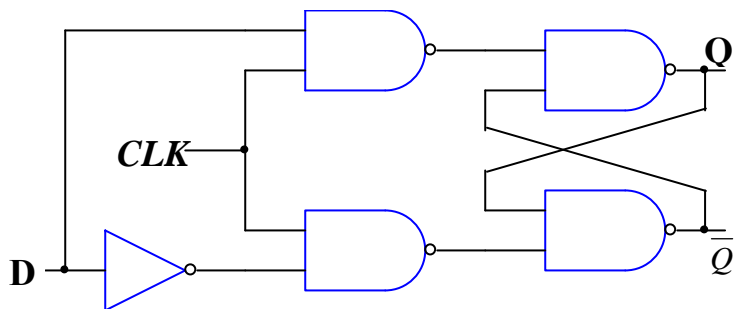
8. Completati tabellele de functionare ale urmatoarelor bistabile: JK, RS.

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	$Q_n$	

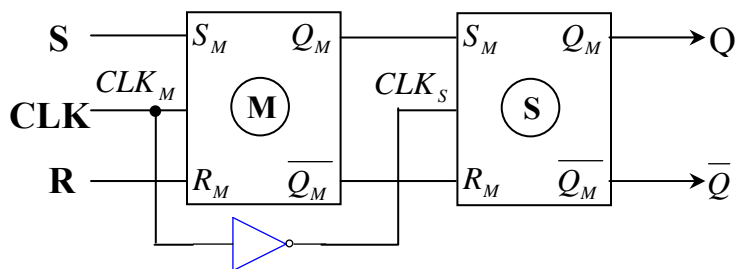
9. Reprezentati schema cu porti logice pentru un bistabil RS sincron

R:



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

R:



**CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE**  
**ANUL 2, SEMESTRUL 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  $\mu\text{A}$ ), 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  $I_O = 3...4 \text{ mA}$ , 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  $\Sigma C_i$ . 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 ( $\mu\text{A}$ ) 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.

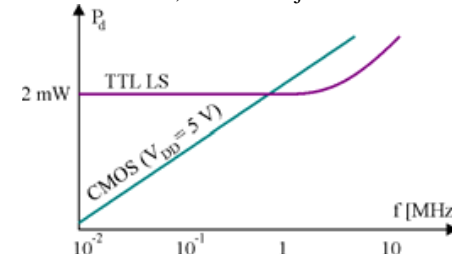


Figura 4.16. Comparatie între puterea disipată de un circuit CMOS și unul TTL LS.

#### 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. Decodificator. Rol, functionare, tabel de adevar.

Manual pagina 71-73, subcapitol Decodificatorul

### Capitolul 5 Circuite logice combinaționale

#### Subiecte

- 5.0. Introducere
- 5.1. Decodificatorul
- 5.2. Demultiplexorul
- 5.3. Multiplexorul
- 5.4. Comparatorul numeric

#### Evaluare:

1. Răspunsuri la întrebările finale
2. Discuție pe tema: "Utilizarea decodificatorului ca demultiplexor"

### 5.0. Introducere

Sunt circuite cu  $n$  intrări,  $m$  ieșiri la care vectorul variabilelor logice de ieșire depinde numai de valoarea momentană a vectorului variabilelor logice de intrare. Se fabrică ca și circuite integrate distincte sau sunt incluse în sisteme numerice integrate pe scară largă.

### 5.1. Decodificatorul (DCD)

**Funcție** Servește la identificarea unui cod de intrare cu  $n$  biți prin activarea unei singure ieșiri (din cele  $m$ ) corespunde codului de intrare. Fiecare ieșire corespunde unei anumite combinații a valorilor de intrare. În general între  $n$  și  $m$  există relația  $m = 2^n$ , dar există și DCD la care  $m < 2^n$ .

În schema bloc din figura 5.1, vectorul intrărilor este format din cele  $n$  linii notate  $x_0, x_1, \dots, x_{n-1}$  iar vectorul ieșirilor (active SUS în varianta a, respectiv active JOS în varianta b) din liniile  $y_0, y_1, \dots, y_{m-1}$ . En este o intrare de validare care poate inhiba simultan toate ieșirile DCD. În tehnologie CMOS, în seria 4000 ieșirile DCD disponibile sunt fie active SUS, fie active JOS, iar în tehnologie TTL (implicit și în seriile CMOS rapide 74HC, 74LV, etc) ieșirile DCD sunt active JOS.

71

### Capitolul 5 Circuite logice combinaționale

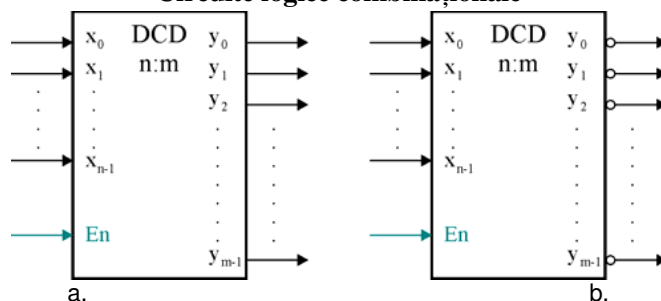


Figura 5.1. Schema bloc pentru un decodificator  $n:m$  cu validare, a – ieșirile active SUS, b – ieșirile active JOS.

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.

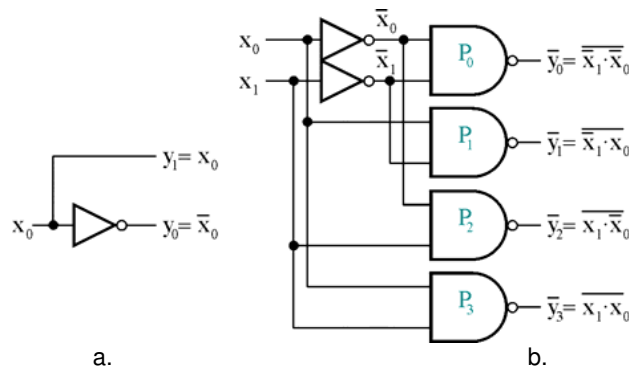


Figura 5.2. DCD simple – schema electrică, a – DCD 1:2, ieșiri active SUS, b – DCD 2:4, ieșiri active JOS.

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  $E_{2B} = 1, E_{1A} = E_{2B} = 0$ .

72

### Capitolul 5 Circuite logice combinaționale

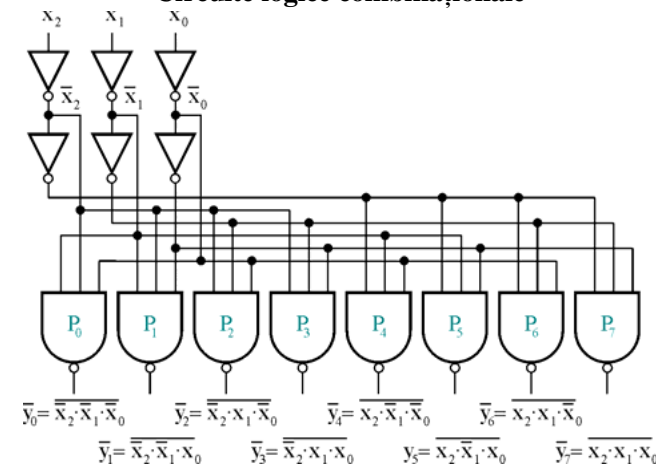


Figura 5.3. Structura unui DCD 3:8.

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  $y_5 = E_2 \cdot \overline{E_{1a}} \cdot \overline{E_{1b}} \cdot (x_2 \cdot \overline{x_1} \cdot x_0)$  este pe 0 și toate celelalte sunt 1.

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

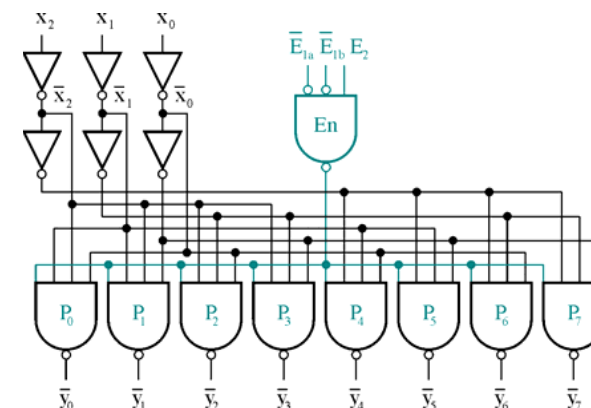


Figura 5.4. Un DCD 3:8 foarte răspândit, 74LS138.

73



### 3. Regulile de utilizare ale circuitelor integrate CMOS.

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

#### Capitolul 4

#### Familia de circuite integrate digitale CMOS

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

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:  $U_{LS}$  sau  $U_{HN}$  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).

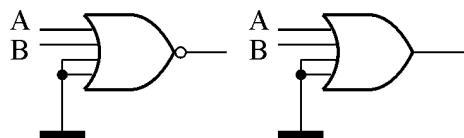


Figura 4.10. Pentru porțile SAU-NU, SAU, intrările nefolosite se conectează la masă sau  $U_{ik}$

#### Capitolul 4

#### Familia de circuite integrate digitale CMOS

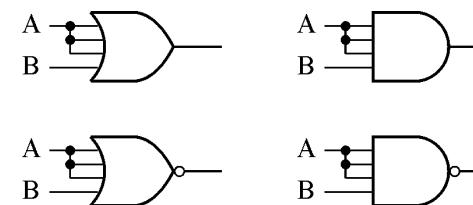


Figura 4.11. Indiferent de tipul porții, intrările nefolosite se pot lega la alte intrări.

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.

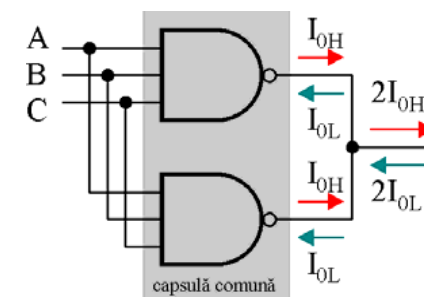


Figura 4.12. Posibilitate de interconectare a ieșirilor a două circuite CMOS.

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  $\mu$ F pentru întreaga placă sunt de obicei suficiente.

**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 încălzi 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 străpungerii 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 anti-stactice, în folii de aluminiu sau materiale speciale conductoare. Aceasta conduce la egalizarea potențialelor tuturor pinilor și prin urmare nu pot apărea 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  $V_{DD} = 5\text{ V}$ )

$U_{iLMax} = 1,5\text{ V}$ ;  $U_{oLMax} = 0,05\text{ V}$ ;  $U_{iHMax} = 3,5\text{ V}$ ;  $U_{oHmin} = 4,95\text{ V}$ . Aceste valori sunt utile pentru a putea determina marginea de zgomot.

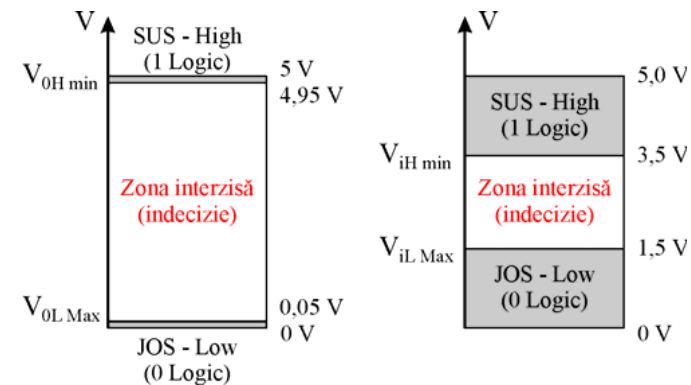


Figura 4.13. Niveluri de tensiune pentru seria CMOS 4000.

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  $m = 2^n = 16$ . 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.

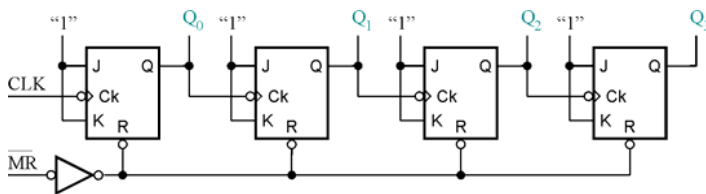


Figura 7.24. Numărător binar asincron direct – schema electrică.

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.

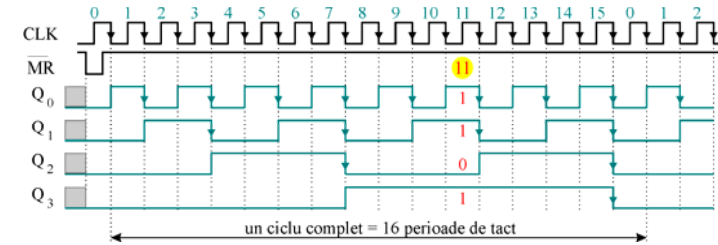


Figura 7.25. Numărător binar asincron direct – diagrame de semnal.

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  $nQ$ .

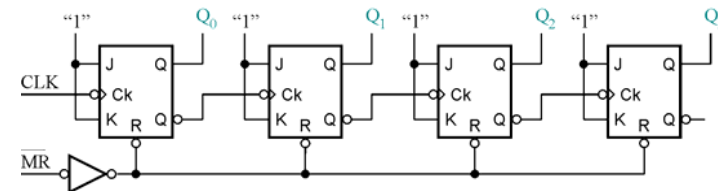


Figura 7.26. Numărător binar asincron invers – schema electrică.

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 numărator 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.

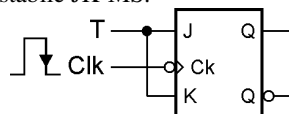


Figura 6.25. Bistabil T din JK.

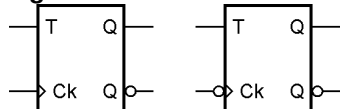


Figura 6.26. Bistabil T - simbol.

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  $Q_n$

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

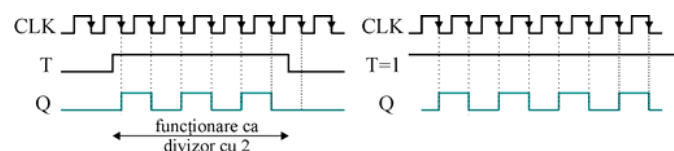


Figura 6.27. Funcționarea bistabilului T (stânga) și ca divizor de frecvență cu 2 (dreapta).

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

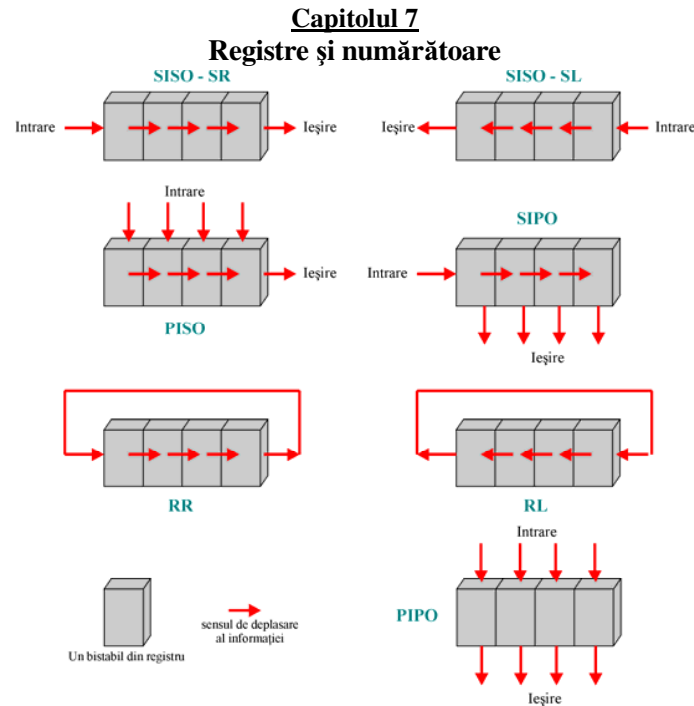
#### ÎNTREBĂRI FINALE

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?



**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  $I_{0ZM} = \pm 40\mu A$ .

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

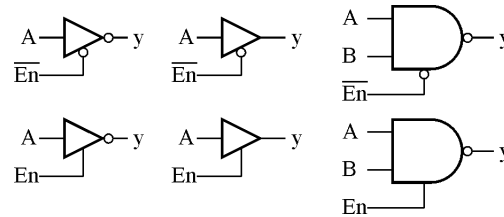


Figura 3.15. Variante de fabricare pentru circuitele cu trei stări.

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.

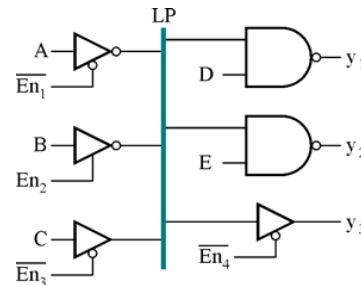


Figura 3.16. Linia partajată.

La linia partajată (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 actuator.



- **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*

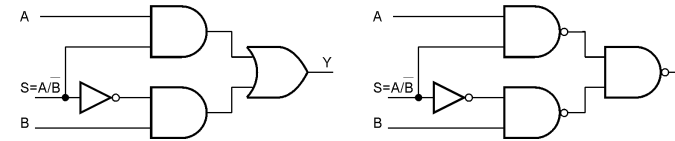
- directe – acestea numără într-un singur sens în sens direct adică crescător;
- inverse - acestea numără în sens descrescător
- reversibile - numără în ambele sensuri adică atât în sens direct cât și în sens invers.

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**

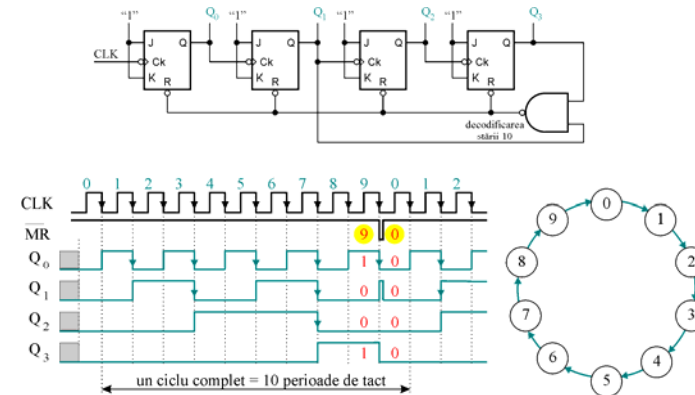


**Figura 7.29.** Variante de realizare a multiplexorului 2:1.

**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 numărătorului 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 numărătorului 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

**CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE**  
**ANUL 2, SEMESTRUL 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 funcționarea 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.

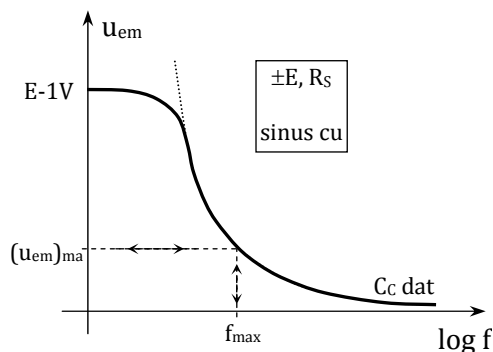


Fig. 2.9. Amplitudinea maximă a semnalului sinusoidal de la ieșirea AO în funcție de frecvență, în condițiile în care sunt precizate  $\delta$

## 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.

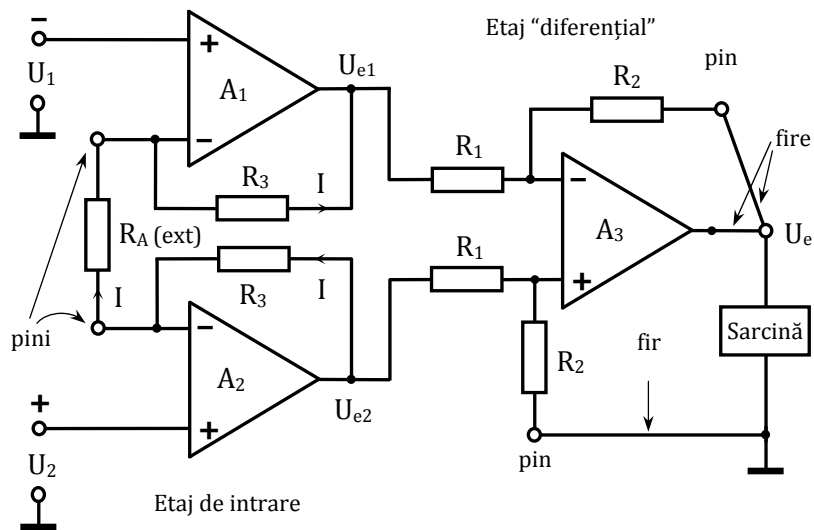


Fig. 3.23. Amplificator de măsură clasic

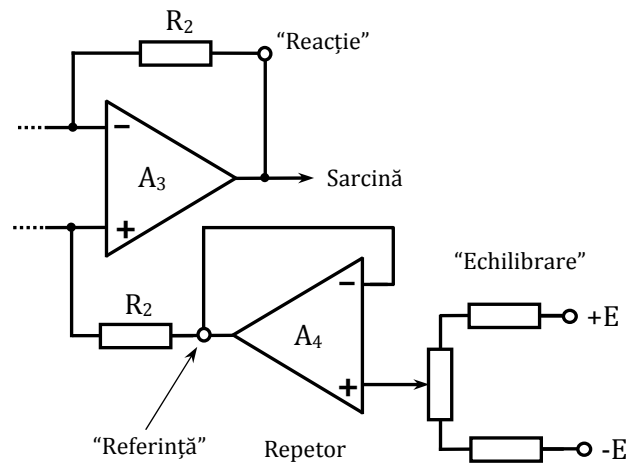


Fig. 3.24. Realizarea echilibrării la amplificatorul de măsură

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.

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

Amplificatorul inversor (fig.3.1).

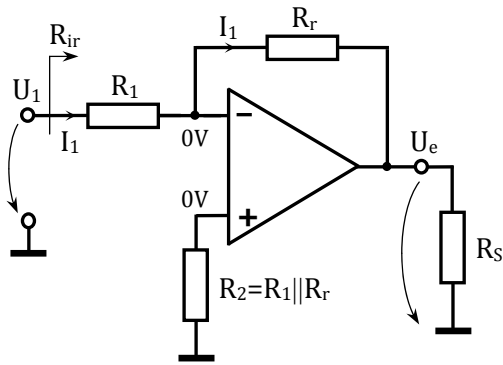


Fig. 3.1. Amplificator inversor cu AO

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.

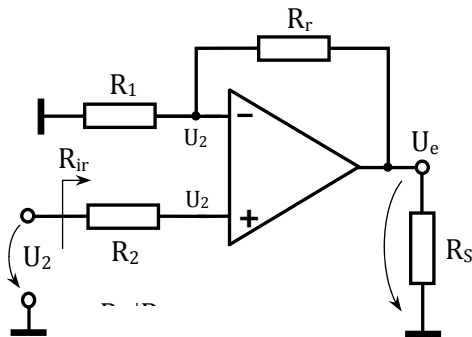


Fig. 3.2. Amplificator neinvertor cu AO

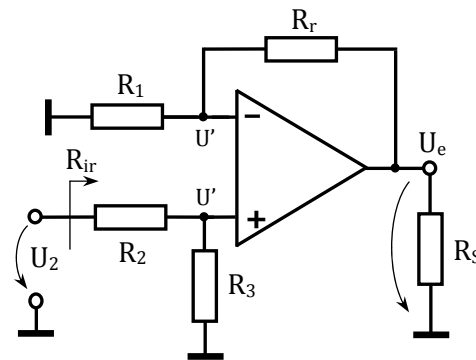


Fig. 3.3. Amplificator neinvertor cu divizor

**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 iesirea 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 iesirea 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 prestabilă a tensiunii de referință interne a stabilizatorului în scopul menținerii constante a tensiunii de ieșire a stabilizatorului.



# **SEMNALE ȘI SISTEME**

**ANUL 2, SEMESTRUL 4**

### **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:

$$x[n] * h[n] = h[n] * x[n]$$

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

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

Pag.145:

Sunt caracterizate de o relație intrare-ieșire de forma:

$$y[n] = b_0x[n] + b_1x[n-1] + \dots + b_kx[n-k] + \dots + b_Mx[n-M] = \sum_{k=0}^M b_kx[n-k] \quad (6.16.)$$

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 echivalența 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 in 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:

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

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 2N.

## 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 operanzilor si a rezultatului unei operatii.

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

*Registrul numarator 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.

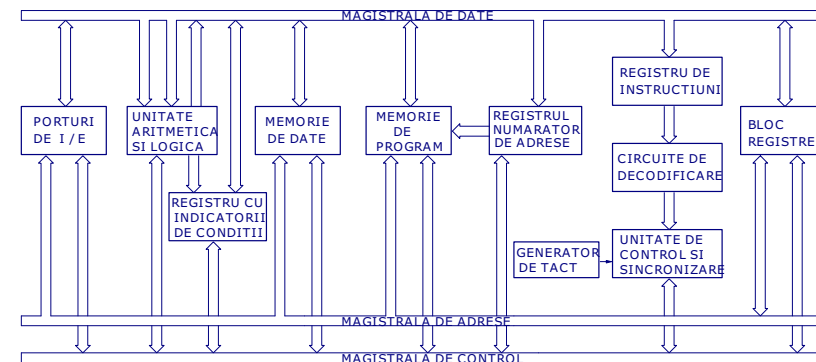


Fig. 1.1\_1. Structura generala a unui sistem de prelucrare numerica

## 2. Ce se intelege prin capabilitatea de intrerupere pentru un SPNP. Ce inseamna tratarea intreruperilor prin vectorizare ?

Raspunsul este in Capitolul 1/ Subcapitol 1.2./ Pagina 3,4

*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 iese” ( 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 numerica este realizata de catre sistem prin executia secventiala a unor instructiuni care implementeaza operatii aritmetice, logice, si de transfer. O instructiune este definita 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 fiecarei 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. Capabilitatea de intreruperi

Concluzia dintre SPN si echipamentele periferice ar fi mai eficienta daca acesta ar avea capabilitatea 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.

Aceasta capabilitate 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 criteriile 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* ) fiecarei 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

*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 cristalul de cuarț pentru oscilatorul intern sau la XTAL1 se aduce semnalul de tact extern cind se utilizeaza un oscilator extern

*V<sub>SS</sub>* - 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 puțin semnificativ al adresei, într-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<sub>REF-</sub>* - tensiunea de referinta "low" pentru convertorul analog- numeric

*AV<sub>REF+</sub>* - tensiunea de referinta "high" pentru convertorul analog- numeric

*AV<sub>SS</sub>* - masa analogica

*AV<sub>DD</sub>* - 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.

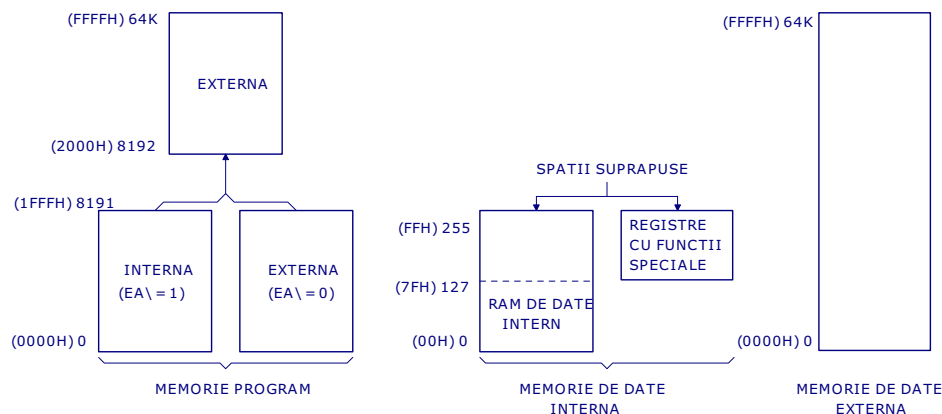


Fig. 3.1.2\_1. Organizarea memoriei

MD interna ( 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 interna 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).

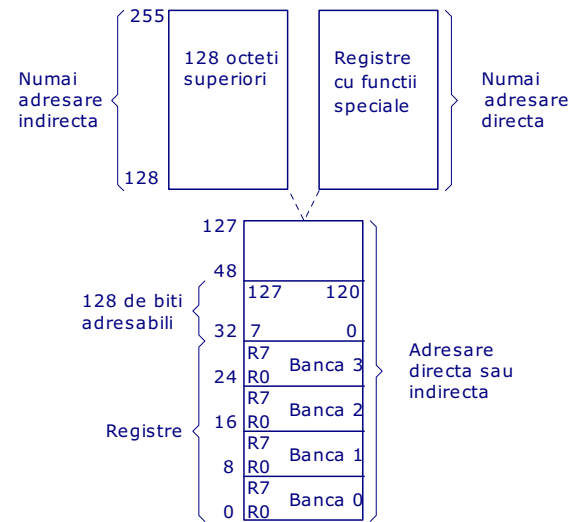
Instructiile care folosesc adresare indirecta, acceseaza octetii 128 mai semnificativi. De exemplu:

**MOV @R0,data**

### 3. Cum este organizata memoria unui microcontroler 80C552 ?

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

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 pînă 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

- 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. In momentul în care pe liniile P0.0 - P0.7 se afla adrese (A0-A7) microcontrolerul activeaza semnalul ALE care este strobul de validare a adreselor, si este folosit pentru memorarea adreselor într-un latch de adresa. Liniile portului P2 vor conține adresele A8-A15.

Pentru accesarea MP microcontrolerul 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/ si WR/ (semnale obtinute de la pinii P3.7 și P3.6 ai portului P3) ca stroberi de citire respectiv scriere din / in MD. In cazul accesarii MD interna semnalele RD/ si WR/ nu se activeaza.

Accesarea MP se face în cicluri de extragere a codului instructiunii utilizand 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 si de bit sunt cuprinse între 80H si 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 putin 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

### 3.3. Sistemul de numarare/temporizare al microcontrolerului 80C552

#### 3.3.1. Preliminarii

Microcontrolerul 8xC552 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 microcontrolerul 8xC552 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" intr-un sistem cu microcontroler?

Raspunsul este in Capitolul 3/ Subcapitol 3.3.4. / Pagina 56

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.

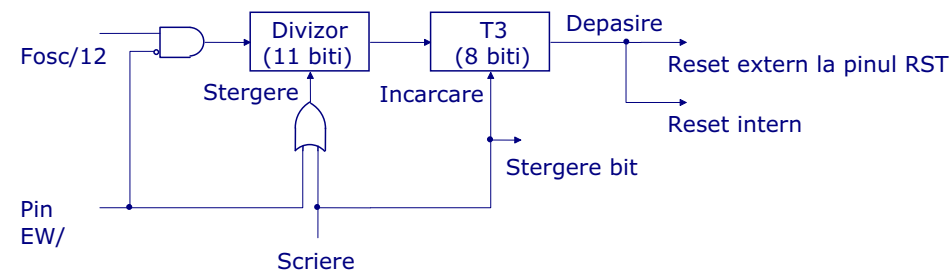


Fig. 3.3.4\_1. Schema bloc pentru Timer 3

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

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.

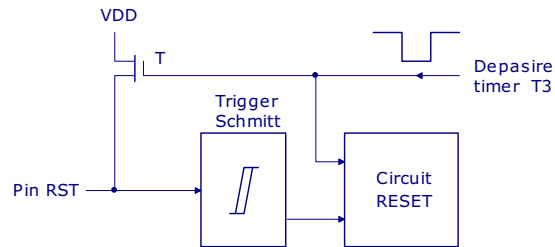


Fig. 3.4.3\_1. Circuitul pentru RESET

Resetarea procesorului se poate obtine si la punerea sub tensiune, obtinandu-se asa numitul *reset automat* . In acest caz, se leaga pinul RST la VDD prin intermediul unui condensator de 2,2  $\mu$ 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

### 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

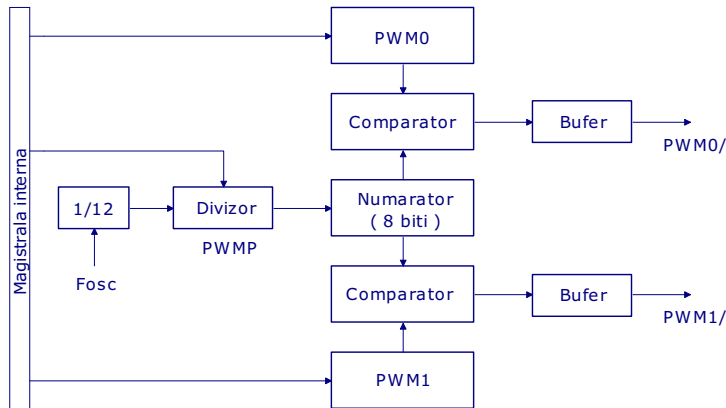


Fig. 3.4.1\_1. Schema bloc pentru iesiri PWM

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 numaratorul 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

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

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

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

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

De exemplu, pentru frecventa de oscilatie de 12MHz rezulta  $f_{\text{PWM}}$  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:

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

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.

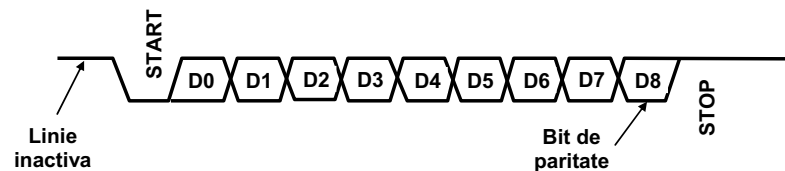
Conversia necesita 50 de cicluri masina, adica 50 microsecunde la frecventa de tact de 12 MHz. Schema bloc este prezentata in figura 3.4.2\_1.

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. Următorii 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. Următorii 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.

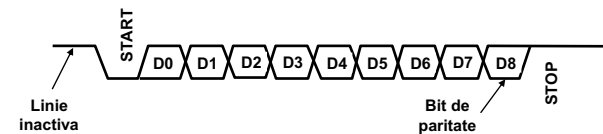


Fig. 3.5.1\_1. Structura unui caracter în mod asincron

# **CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE**

## 1. Prezențați amplificatorul de măsură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale. (§4.1, pag. 42-43)

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

În fig.4.2 este prezentat un amplificator de măsură cu 3 AO distincte, din care primele două trebuie să fie de precizie. Acest circuit se poate găsi sub formă de circuit integrat monolitic la care se atașează din exterior  $R_A$ . Simetria circuitului de intrare duce la o creștere a factorului CMRR global.

Relația tensiunii de ieșire se stabilește ținând cont că amplificatorul realizat cu  $A_3$  este

diferențial, iar amplificatoarele cu  $A_1$  și  $A_2$  sunt neinversoare, fiecare utilizând rezistența  $R_A$  care impune amplificarea (și poate fi deci programabilă):

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

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

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.4.2). 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.

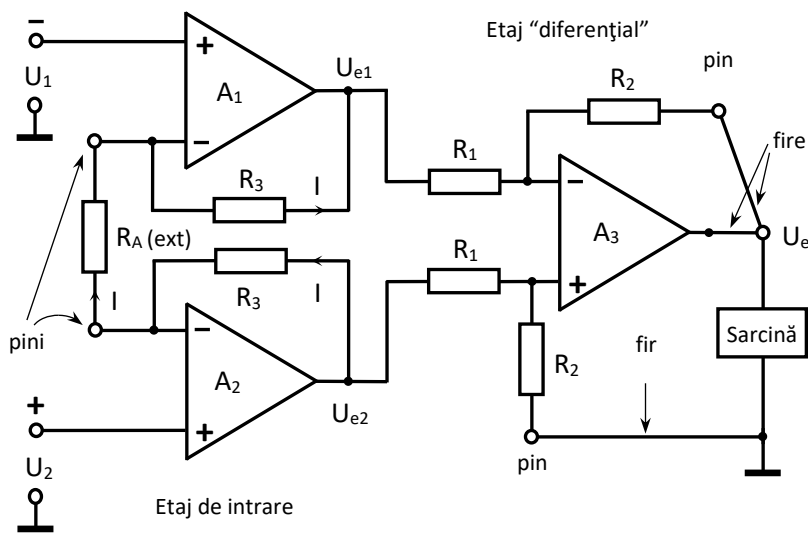


Fig. 4.2. Amplificator de măsură clasic

## 2. Amplificator inversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice.

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

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

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

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

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

$I_+ = I_- = 0$ .

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

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

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

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

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

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

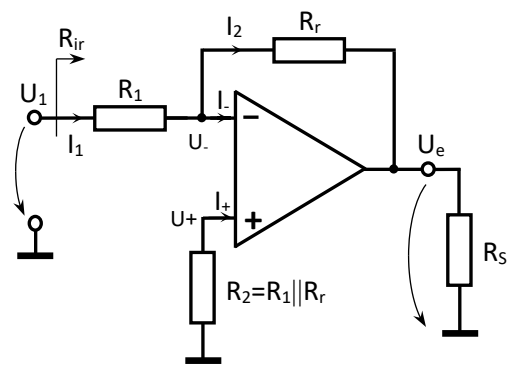
Exprimăm pe  $I_1$  și  $I_2$ :  $I_1 = \frac{U_1 - U_-}{R_1} = \frac{U_1}{R_1}$  iar  $I_2 = \frac{U_- - U_e}{R_r} = -\frac{U_e}{R_r} \rightarrow \frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_e}{R_r}$ . Rezultă

că amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:

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

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

$$R_2 = R_1 \parallel R_r$$



Amplificator inversor cu AO

### 3. Prezențați amplificatorul neinvertor realizat cu amplificator operațional (considerat ideal).



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

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

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

b. Impedanța de intrare este infinită  $Z_i(R_i) \rightarrow \infty$ . Rezultă:

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

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

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

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

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

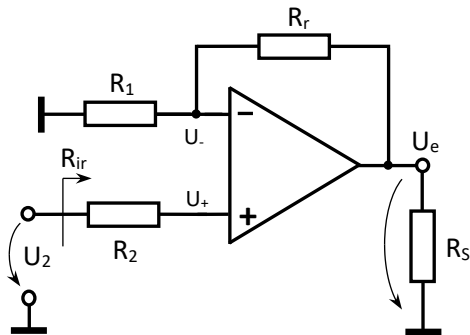


Fig. 3.2. Amplificator neinvertor cu AO

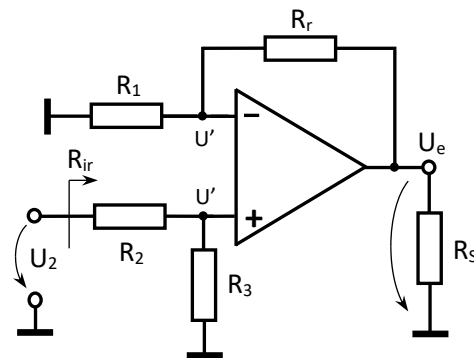


Fig. 3.3. Amplificator neinvertor cu divizor

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

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

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

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

$$R_2 = R_1 || R_r.$$

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

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

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

**4. Explicați funcționarea redresorului de precizie monoalternanță inversor prezentat în figură. (§4.2, pag. 45-46)**

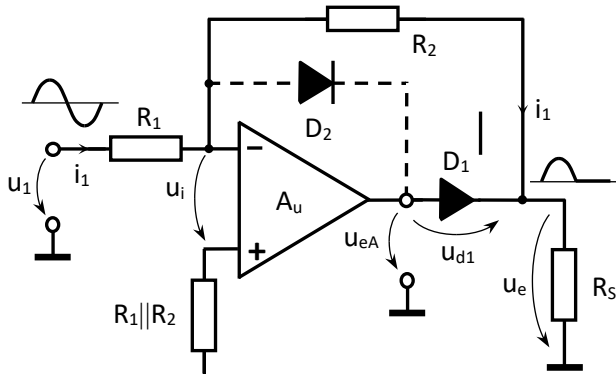


Fig. 4.6. Redresor monoalternanță inversor

Redresorul de precizie monoalternanță inversor este prezentat în fig.4.6. Acesta poate realiza și o amplificare.

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

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

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

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

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

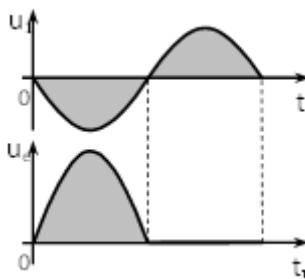


Fig. 4.7. Forme de undă la intrarea și la ieșirea redresorului

rezultând  $u_e \cong -u_1 \frac{R_2}{R_1}$ , adică forma tensiunii de la ieșire repetă

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

Dioda  $D_1$  are rolul de diodă redresoare cuprinderea ei în bucla de reacție negativă a AO conferindu-i o comportare ideală.

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

mică produce prin divizorul  $R_2, R_S$  o tensiune de ieșire care este neglijabilă:  $u_e = u_i \frac{R_S}{R_2 + R_S}$

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

## 5. Prezența sursa de tensiune de referință de tip “band-gap”

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

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

$$U_{RC1} = U_{RC2} \quad \text{deci: } I_{C2} = n I_{C1}$$

Căderea de tensiune pe rezistența  $R_1$  este:

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

Cu aceasta rezultă: 
$$I_{C1} = \frac{U_T \ln n}{R_1}$$

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

Căderea de tensiune pe rezistența  $R_2$  este:

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

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

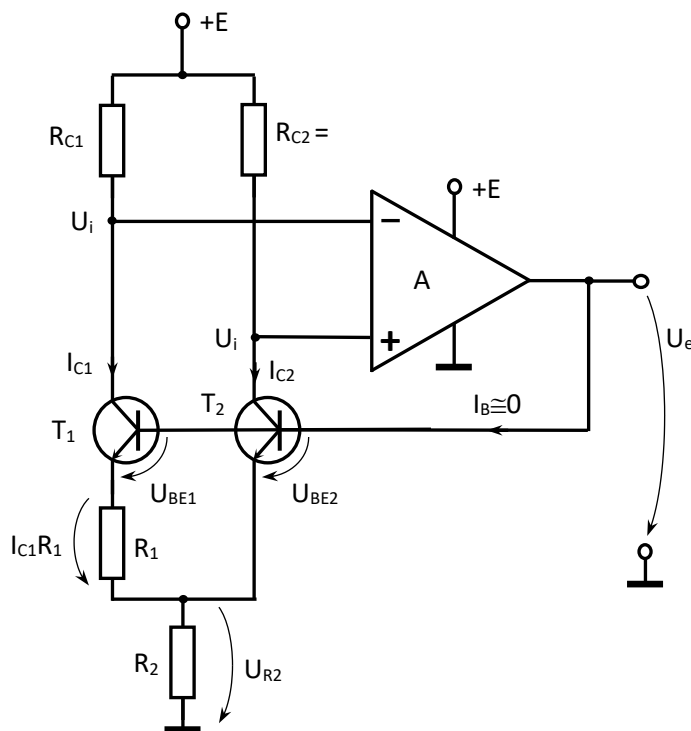


Fig. 1.19. Sursă de tensiune de referință de tip “band-gap”

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

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

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

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

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

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

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

Astfel:

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

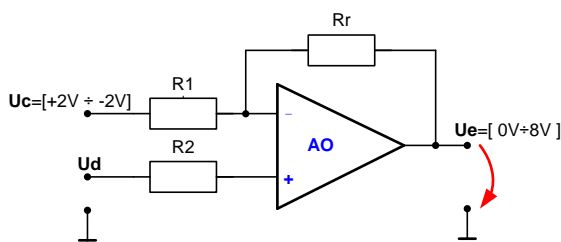
adică tensiunea  $U_e$  este compensată termic (în realitate nu total) și se numește tensiune band-gap.

**Problema 1:** Să se proiecteze un convertor de domeniu de tensiune realizat cu un amplificator operațional la care tensiunea de comandă  $U_c$  se modifică între limitele  $U_c = (+2\text{ V} \div -2\text{ V})$  iar la ieșire se obține o tensiune  $U_e$  care se modifică între limitele  $U_e = (0\text{ V} \div +8\text{ V})$ . Se consideră rezistența de reacție  $R_r = 10\text{K}\Omega$  iar tensiunea de deplasare, notată cu  $U_d$ , va trebui obținută de la una dintre sursele de alimentare  $\pm E = \pm 15\text{V}$  (bine stabilizate) ale amplificatorului operațional.

Rezolvare:

Schema posibilă.

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



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

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

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

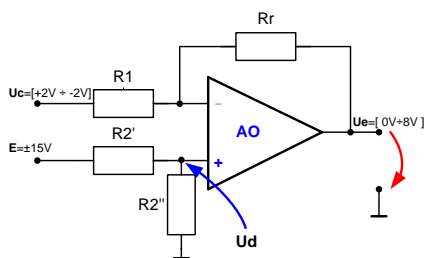
$$\frac{\Delta U_e}{\Delta U_c} = \frac{U_{e\max} - U_{e\min}}{U_{c\max} - U_{c\min}} = \frac{R_r}{R_1} = 2 \quad \text{rezultă } R_1 = \frac{R_r}{2} = 5\text{k}\Omega$$

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

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

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

Rezultă schema:



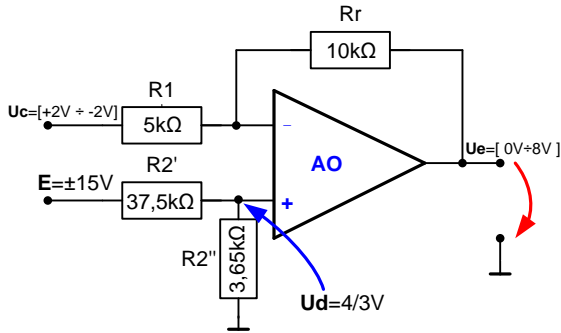
Pentru determinarea valorilor celor 2 rezistențe ale divizorului rezistiv se scriu două relații: expresia tensiunii  $U_d$  corespunzătoare și condiția de erori minime (CEM):

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

$$\text{adică } \frac{4}{3} = 15 \frac{R_2''}{R_2' + R_2''} \quad \text{respectiv} \quad 5\text{k}\Omega || 10\text{k}\Omega = R_2' || R_2''$$

$$\text{Rezultă } R_2' = \frac{150}{4} = 37,5\text{k}\Omega; \quad R_2'' = \frac{150}{41} = 3,65\text{k}\Omega$$

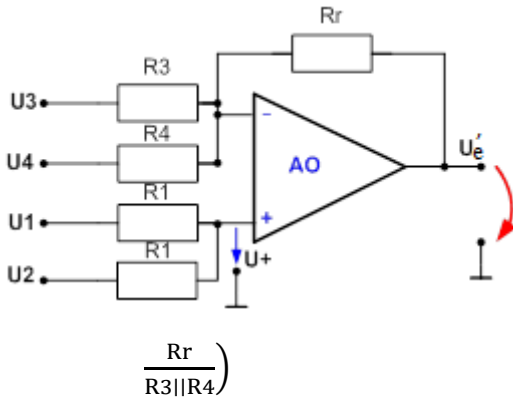
Schema finală cu valorile rezistențelor este următoarea:



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

**Rezolvare:**

Schema posibilă poate fi:



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

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

Expresia tensiunii de ieșire  $U_e$  va fi:

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

Se identifică coeficienții pentru tensiunea de ieșire  $U_e$  din schema posibilă cu cei din expresia tensiunii de ieșire  $U_e$  din enunțul problemei:

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

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

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

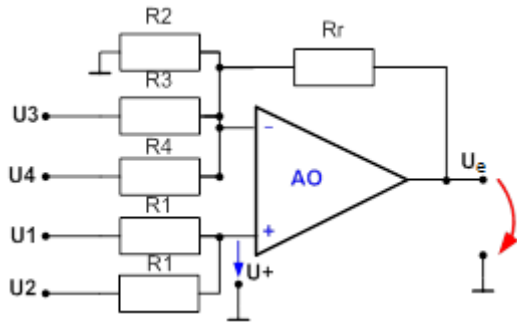
$$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4}\right) \stackrel{?}{=} 3$$

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

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

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

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



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

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

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

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

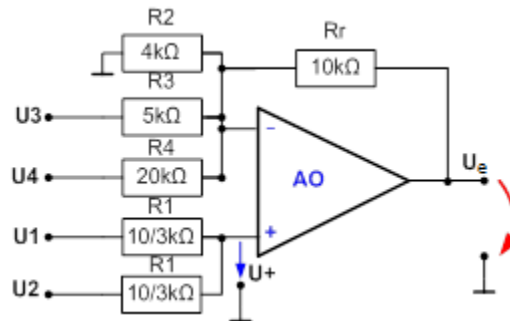
$$\frac{R_r}{R_2 \parallel R_3 \parallel R_4} = \frac{10\text{k}\Omega}{R_2 \parallel 4\text{k}\Omega} = 5\text{k}\Omega , \text{ rezultă că } R_2 = 4\text{k}\Omega$$

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

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

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

Schema finală este următoarea:



**DISCIPLINE DE SPECIALITATE**

**-TST-ID-**

**RADIOCOMUNICAȚII**  
**ANUL 3, SEMESTRUL 5**



# 1. Enumerati care sunt influentele 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 undei electromagnetice, care suferă influența pământului și care ar transporta întreaga energie la recepție, dacă nu ar exista undele ionosferice și undele troposferice. Unda terestră are la rândul ei două componente:

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

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

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

### 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 scoarța 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  $h \approx 1 \text{ km}$ .

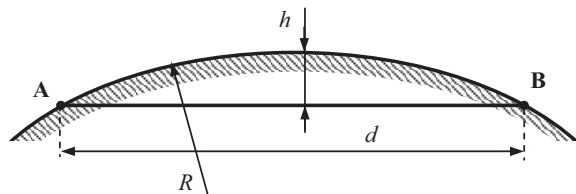


Fig.1.12. Convexitatea suprafeței terestre.

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 undei reflectate.

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

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

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 undei spațiale și a celei de suprafață. Dacă însă antenele se ridică mai sus, intensitatea undei de suprafață se poate neglija și se consideră numai unda spațială.

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

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

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

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

(Bibliografie 1 – pag.45-46)

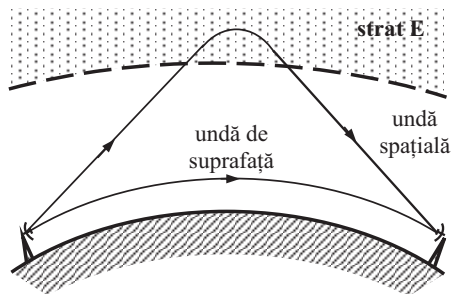


Fig.1.34. Producerea fenomenului de "fading" la recepție.

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 ( $4000 \text{ km}$ ) cu puteri relativ mici de emisie. Dimineața și seara se lucrează pe frecvențe care corespund lungimilor de undă  $25 \text{ m} \dots 35 \text{ m}$ . Astfel, stațiile de emisie trebuie să fie capabile să lucreze pe mai multe frecvențe, pentru a se adapta la modificările condițiilor de propagare între zi și noapte.

Într-o anumită regiune în jurul unei antene de emisie apare, mai ales noaptea, o **zonă de tăcere** care se datorează faptului că acolo nu pătrunde nici unda directă, nici undele reflectate în ionosferă (figura 1.35). Distanța maximă de recepție se obține pentru o emisie sub un unghi de elevație  $\alpha = 0^\circ$  (tangential la suprafața Pământului). Pentru o elevație mai mare decât o valoare limită, undele scurte nu se mai reflectă.

Prin reflexii multiple, la recepție se pot întâlni mai multe unde provenind de la aceeași sursă. Apare astfel un "fading" de mare distanță, caracteristic undelor scurte. Fenomenul de "fading" este mult mai accentuat în domeniul undelor scurte decât pentru undele medii.

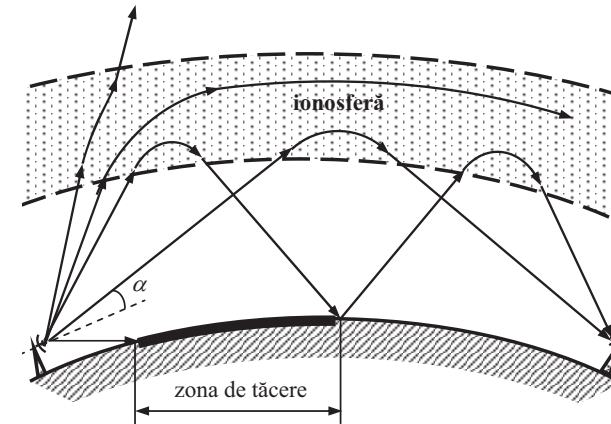


Fig.1.35. Trasee de propagare a US scurte funcție de elevație.

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)

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

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

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,  $\vec{S}$ , a cărui modul are valoarea:

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

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:

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

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 ( $\varphi, \theta$ ). 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  $\varphi$  și  $\theta$  și intensitatea câmpului electric într-un punct P'' situat la aceeași distanță față de antenă pe axa principală de radiație:

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

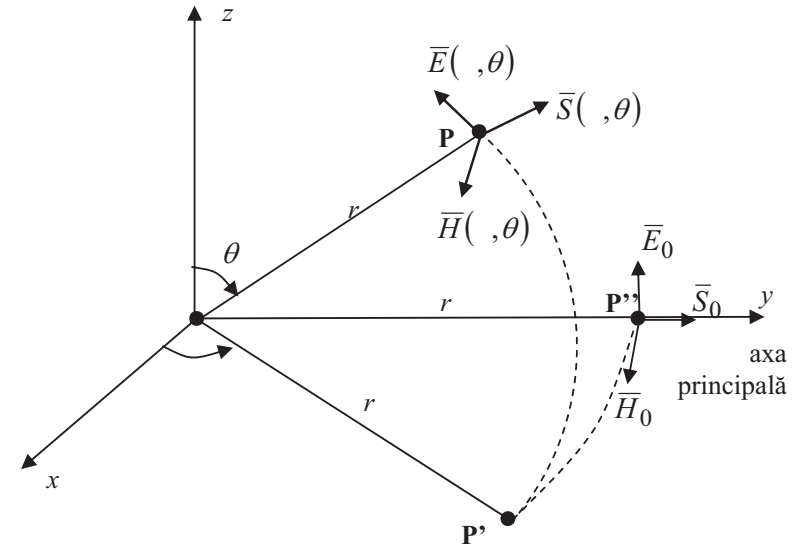


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

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.

și este reprezentată în figura 2.14.

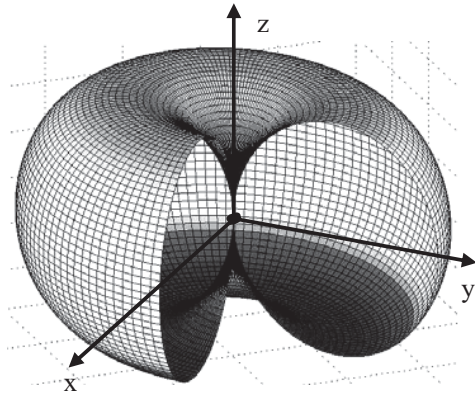


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristici de directivitate pentru un dipol în  $\lambda/2$ .

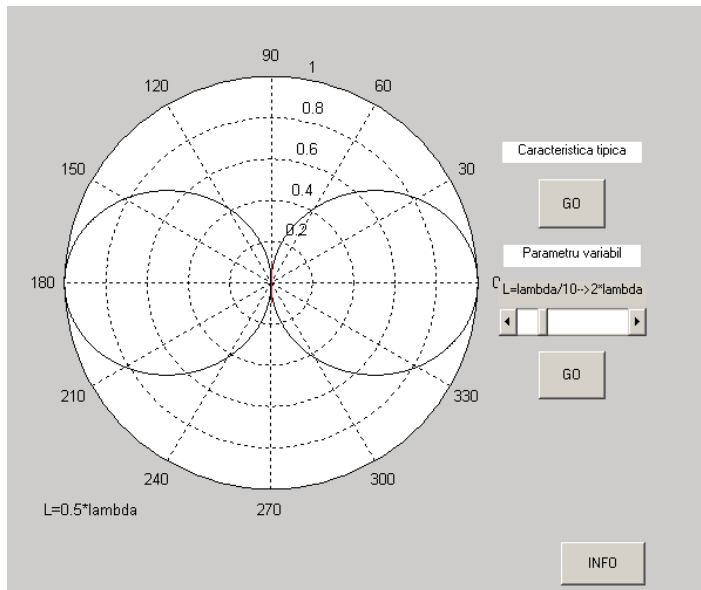


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.

## 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  $l/\lambda$  sunt reprezentate în figura 2.6.

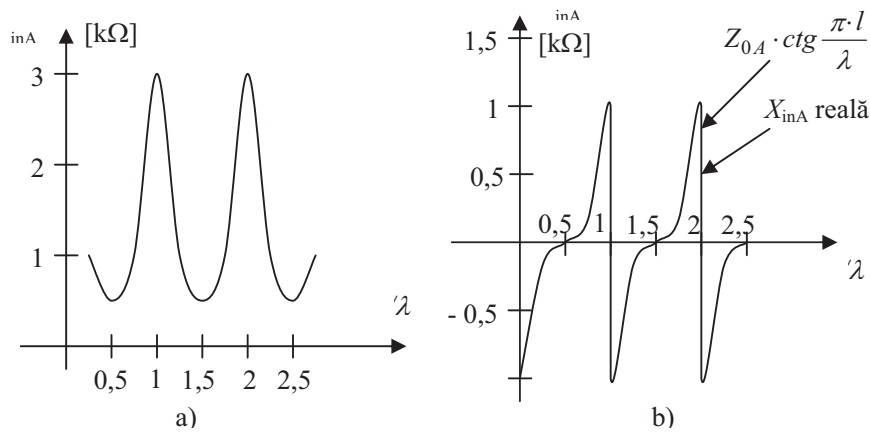


Fig. 2.6. a) variația rezistenței de intrare; b) variația reactanței de intrare.

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”.

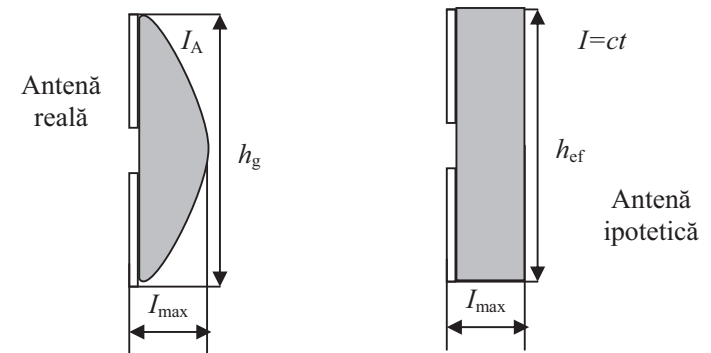


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

## 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  $\Delta f$  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  $\Delta f$  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 unde 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 unde recepționate, atunci expresia suprafeței efective a antenei în direcția de câștig maxim este:

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

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

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

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

unde  $\eta$  are valori cuprinse în domeniul (0,5 ÷ 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 în $\lambda/2$ . Cum se poate modifica impedanta acestuia și care este cea mai utilizată formă?

(Bibliografie 1 – pag.102-108)

1/4

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

### 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:

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

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:

- 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.

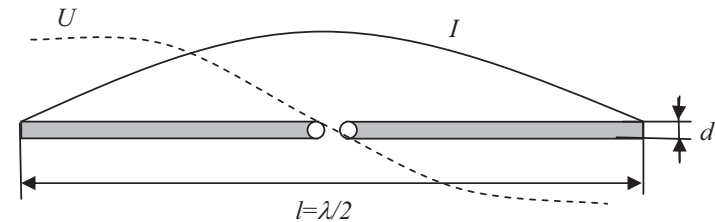


Fig. 2.12. Dipolul în  $\lambda/2$ .

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  $\varphi$ . În spațiu caracteristica de directivitate este un tor având ca axă de simetrie axa Oz (figura 2.13).

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

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

## 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)

2/4

și este reprezentată în figura 2.14.

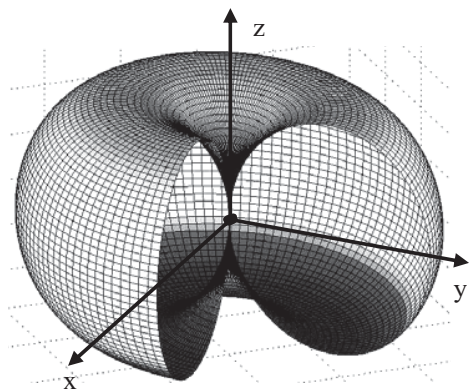


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristici de directivitate pentru un dipol în  $\lambda/2$ .

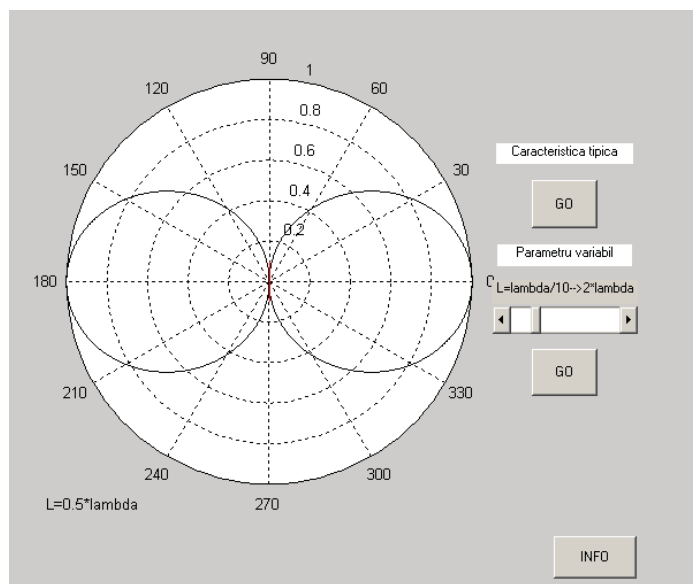


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.

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

Rezistența de radiație,  $R_\Sigma$ , și impedanța de intrare,  $Z_{inA}$ , depind de construcția dipolului prin parametrii  $l/d$  și  $l/\lambda$ . În figura 2.15 sunt reprezentate variațiile rezistenței de radiație și a impedanței de intrare funcție de raportul  $l/\lambda$  în condițiile unor rapoarte  $l/d$  definite. Diametrul conductorului din care se realizează antena este ales funcție de banda de frecvență pentru care se dorește utilizarea antenei. Deoarece în jurul frecvenței de rezonanță dipolul în  $\lambda/2$  se comportă foarte asemănător unui circuit rezonant serie, se poate defini banda de trecere a antenei ca fiind banda de frecvență în limitele căreia modulul impedanței de intrare variază în limita a 3 dB. Pentru cazul  $l/d = 45$ , limitele benzii de frecvență sunt  $0,4 l/\lambda$  și  $0,496 l/\lambda$ . În aceste condiții banda de trecere obținută are valoarea de aproximativ  $0,216 \cdot f_0$ .

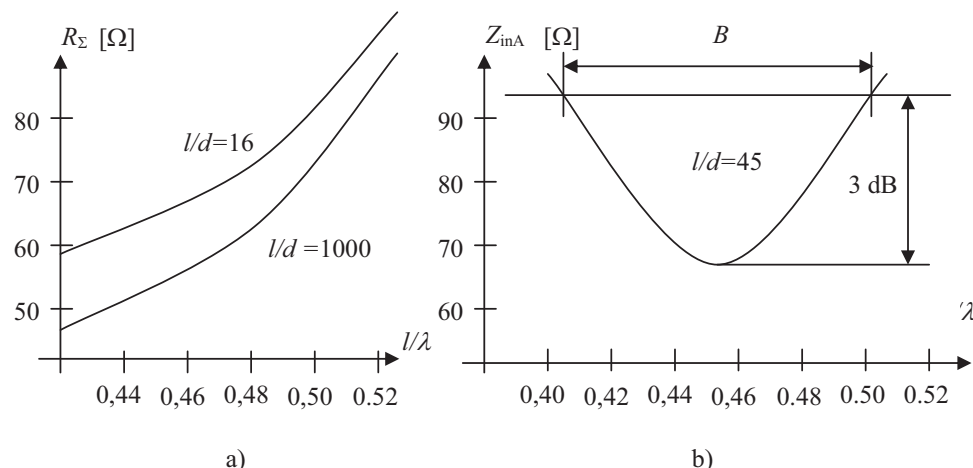


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în  $\lambda/2$ .

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  $\lambda/\pi$ .

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



## 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)

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

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

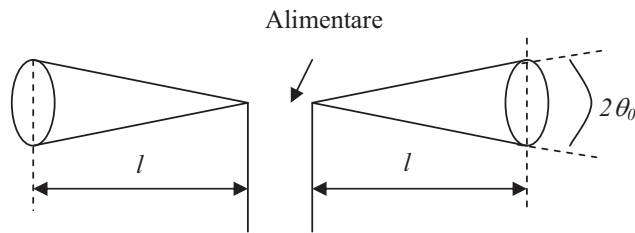


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

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



Fig. 2.17. Antena dipol cu discuri conductoare.

Pentru micșorarea dimensiunilor geometrice ale dipolului se poate utiliza varianta constructivă a dipolului cu discuri conductoare (figura 2.17), în care la capetele celor doi electrozi ce formează dipolul sunt lipite două discuri conductoare.

Utilizarea celor două discuri conduce la creșterea capacității antenei față de mediul înconjurător, ceea ce este echivalent cu creșterea lungimii 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  $\lambda$  impusă. Practic acesta este format din doi dipoli simpli așezați în paralel, la o distanță mică unul față de celălalt. În figura 2.18 este prezentat modul de obținere al dipolului îndoit.

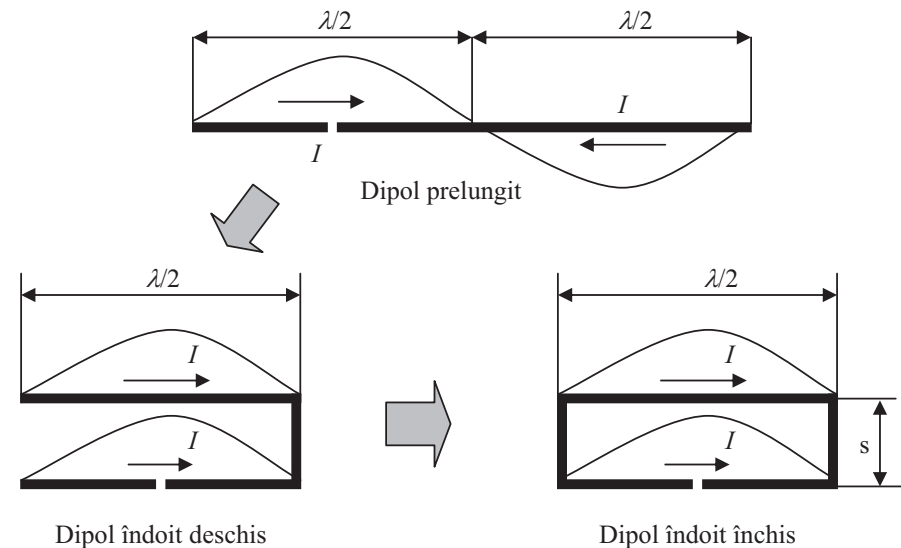


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

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

$$d_{echiv} = \sqrt{2ds}, \tag{2.66}$$

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

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.

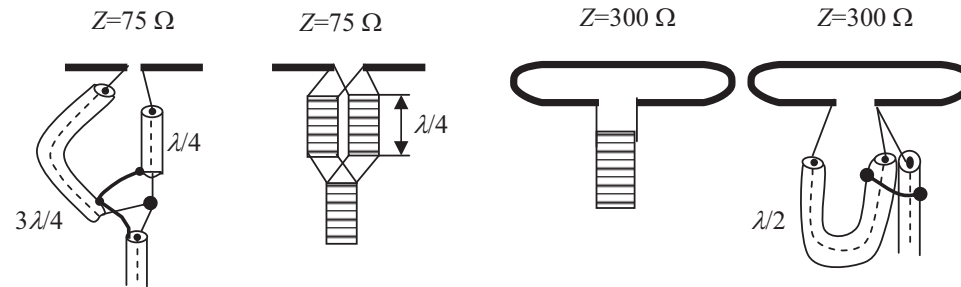


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

### 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

### 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  $\alpha$ , 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.

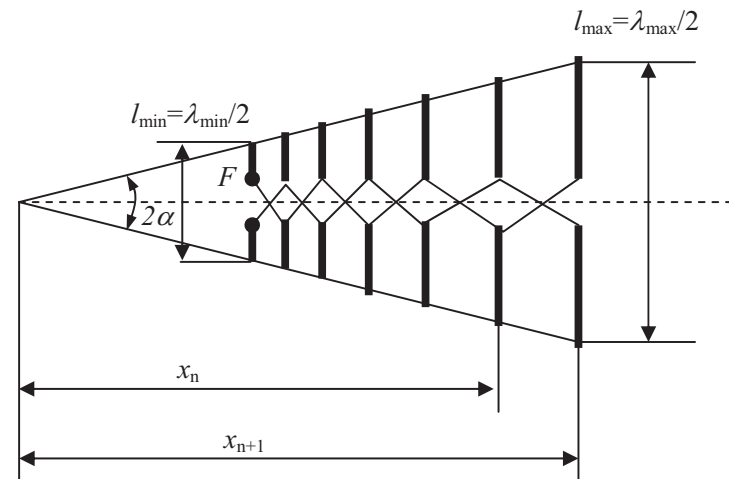


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

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

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

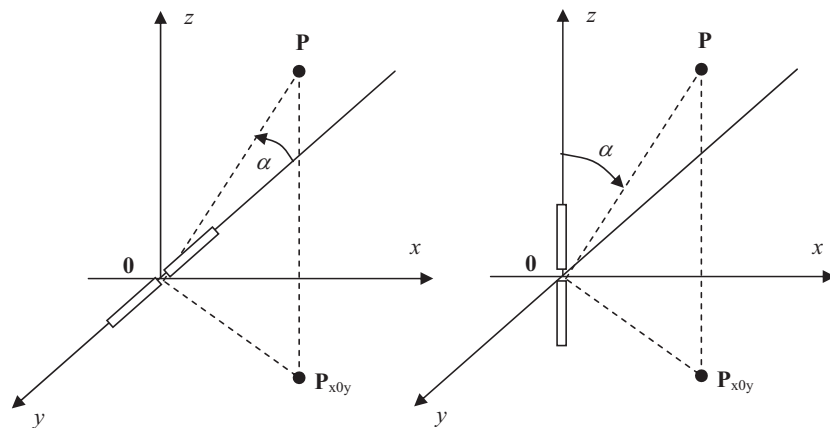


Fig. 2.29. Definierea unghiului  $\alpha$  pentru dipolul orizontal și respectiv vertical.

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

$y0z$ ), iar planul H este  $x0z$ . Pentru dipolul vertical, orientat după axa  $z$ , planul E este  $x0z$  (sau  $y0z$ ), iar planul H este  $x0y$ .

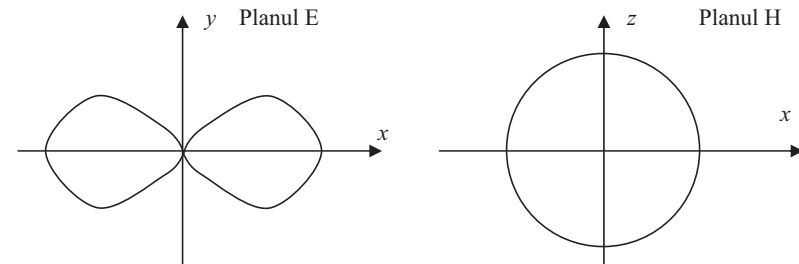


Fig. 2.30. Caracteristica de directivitate a dipolului elementar în  $\lambda/2$  cu poziția coliniară cu axa  $y$ .

#### 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  $\theta$  reprezintă unghiul făcut de una din axele de coordonate considerate și direcția considerată, iar  $d$  distanța dintre cele două elemente. Aplicând principiul superpoziției, radiația sistemului depinde de distanța  $d$  și de unghiul  $\theta$  (antene izotrope). Astfel, radiatorul echivalent obținut va avea o caracteristică dependentă de relația:

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

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

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

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

## 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  $G = 10 \cdot \lg n$ .

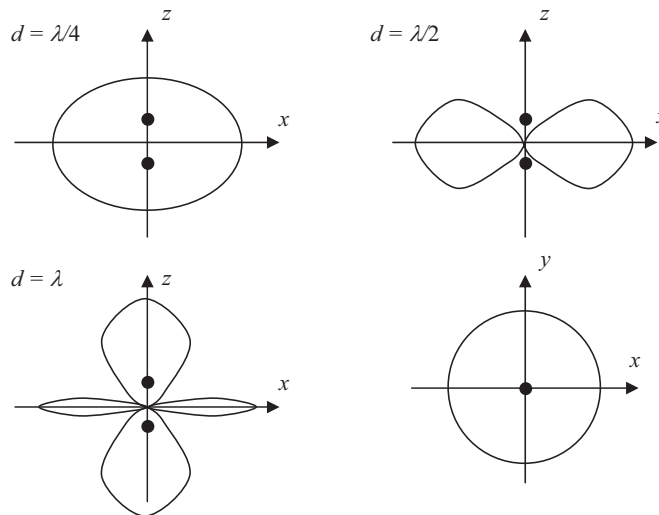


Fig. 2.31. Comportarea sistemului format din două antene izotrope funcție de distanța  $d$  dintre elementele sistemului.

### 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 interferă (figura

2.32). Din punct de vedere practic, un caz de maxim interes este cel în care distanța dintre cei doi dipoli este  $d = \lambda/2$ , iar defazajul este de  $180^\circ$ .

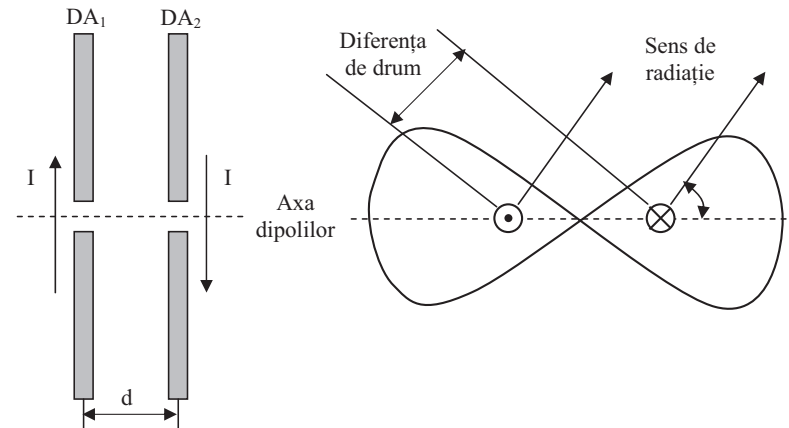


Fig. 2.32. Sistem format din doi dipoli comandați în antifază.

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

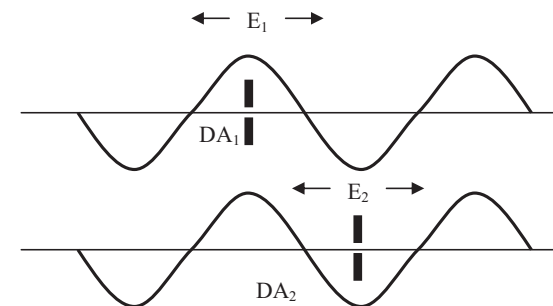


Fig. 2.33. Câmpul produs de doi dipoli comandați în antifază pe axa principală de radiație.

## 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**.

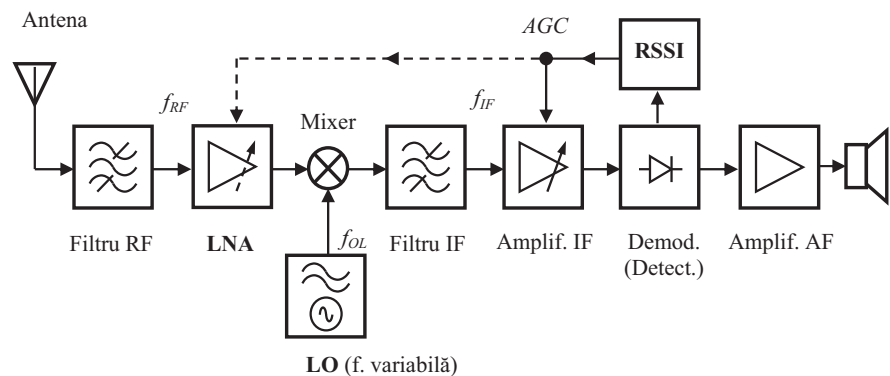


Fig.4.3. Schema bloc a receptorului heterodină.

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 re acordat), 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 re acordarea 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, Bibliografie 2 – paginile 6-12)

2/8

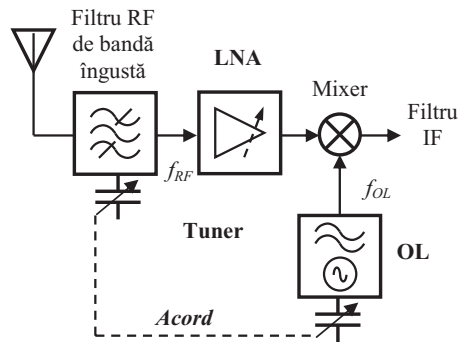


Fig.4.4. Realizarea acordului manual.

### 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.

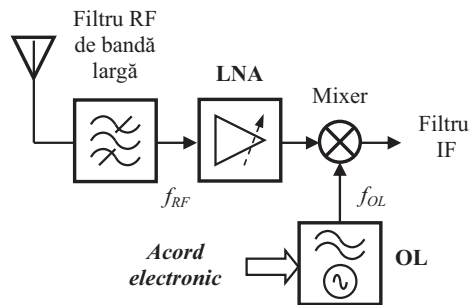


Fig.4.5. Realizarea acordului electronic.

**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:

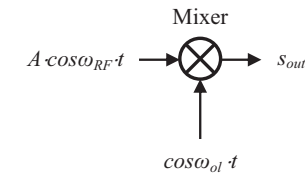


Fig.4.6. Simbolizarea mixerului.

- dacă  $f_{RF} > f_{OL}$ , atunci:

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

- dacă  $f_{OL} > f_{RF}$ , atunci:

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

**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  $\mu V$  (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, Bibliografie 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.

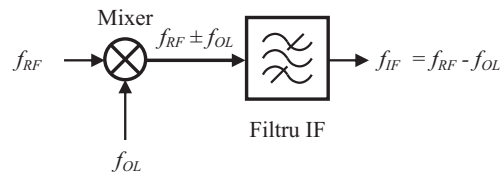


Fig.4.7. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ .

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

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

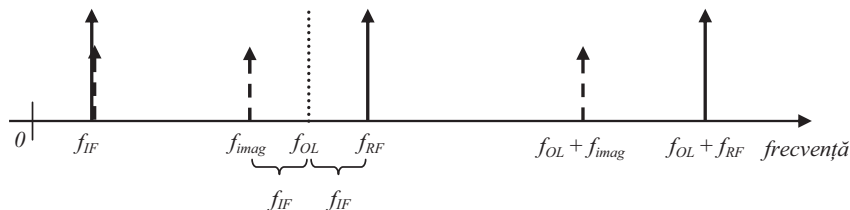


Fig 4 8 Frecvența imagine în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$

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

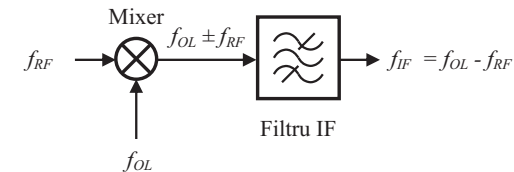


Fig.4.9. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

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

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

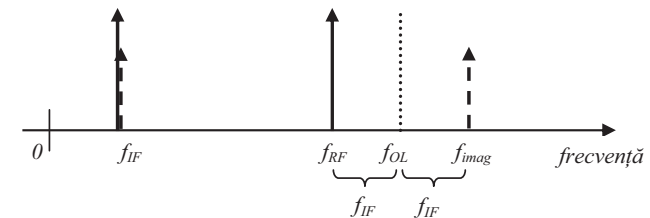


Fig.4.10. Frecvența imagine în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

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, Bibliografie 2 – paginile 6-12)

4/8

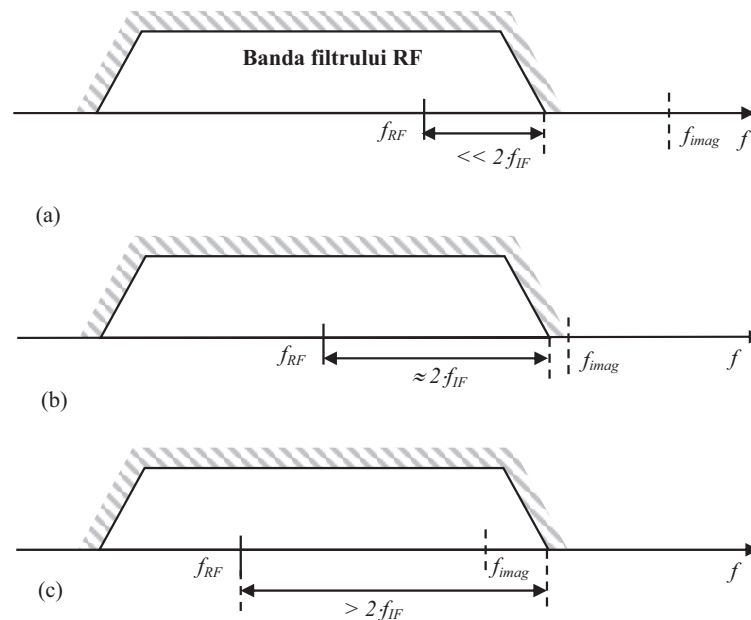
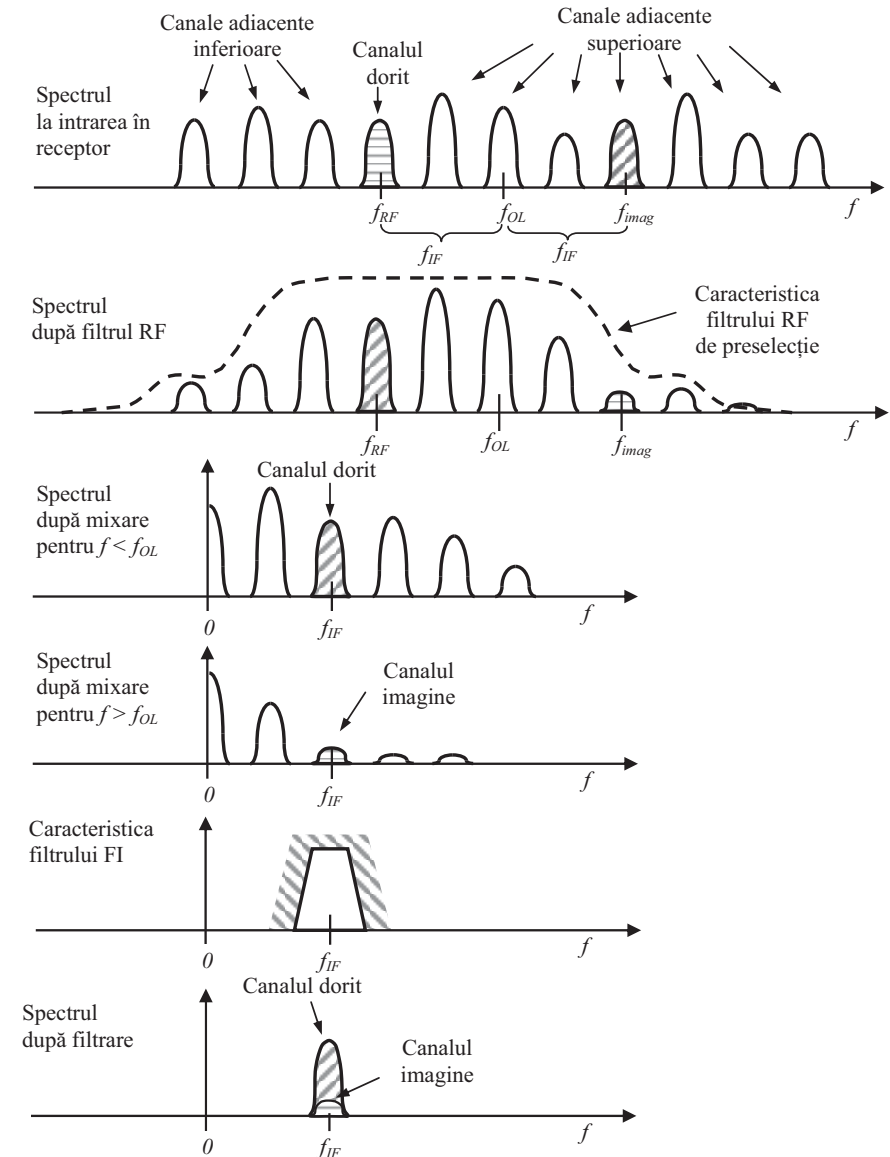


Fig.4.11. Diverse poziții ale frecvenței imagine relativ la banda filtrului RF: caz favorabil (a), caz limită (b) și caz defavorabil (c).

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 filtrul FI apare pe lângă spectrul semnalului util și un spectru rezidual perturbator.

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



## 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)

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.

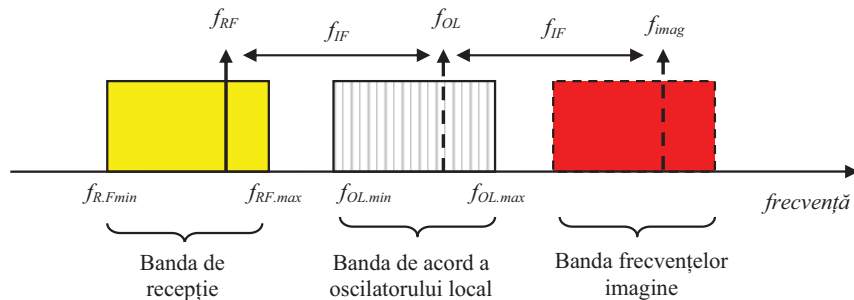


Fig.4.13. Banda frecvențelor imagine.

### 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.

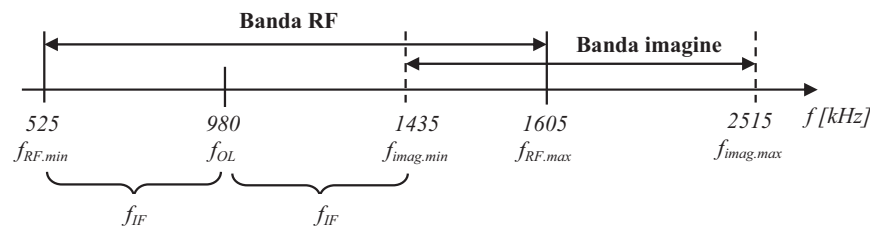


Fig.4.14. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio AM.

#### 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.

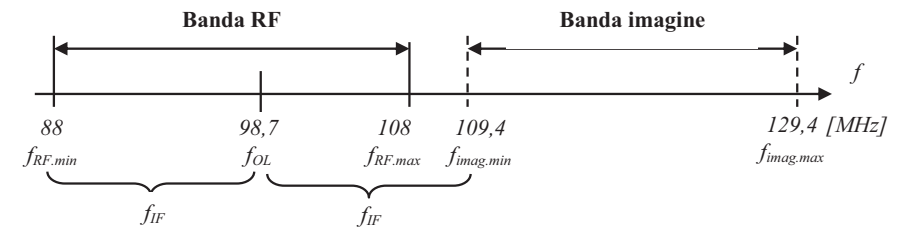


Fig.4.15. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio FM.

**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.

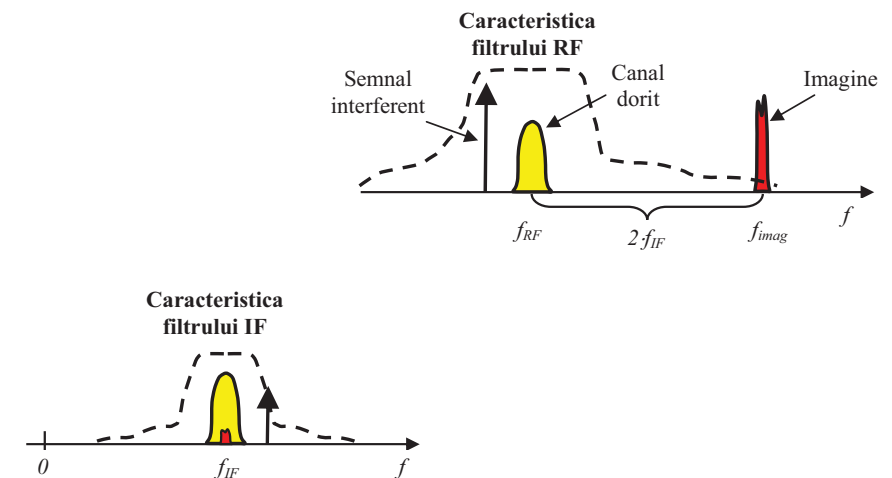


Fig.4.16. Cazul frecvență intermediară mare.

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, Bibliografie 2 – paginile 6-12)

6/8

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

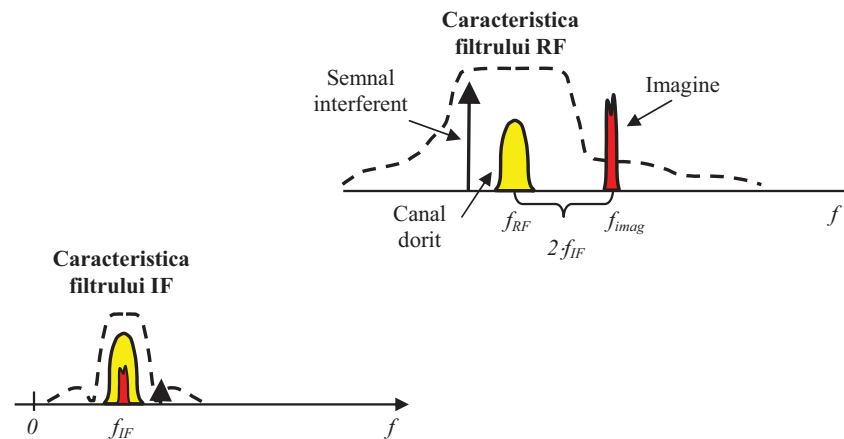


Fig.4.17. Cazul frecvență intermediară mică.

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

### 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:

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

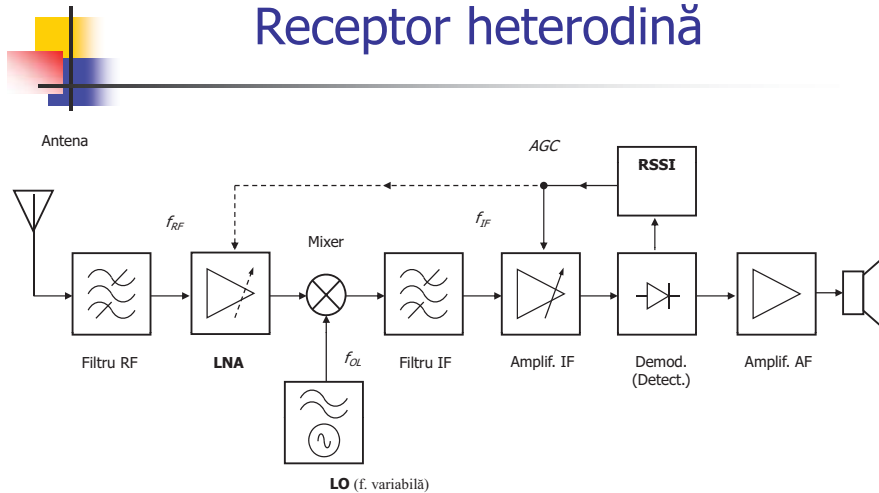
Între cele două frecvențe există relația  $f_{IF.1} > f_{IF.2}$ . Prima frecvență intermediară se alege de valoare foarte mare, ceea ce permite utilizarea unui modul RF de bandă largă. A doua frecvență intermediară de valoare mică poate fi o valoare standard, de exemplu  $10,7 \text{ MHz}$ , ceea ce reduce costul implementării.

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

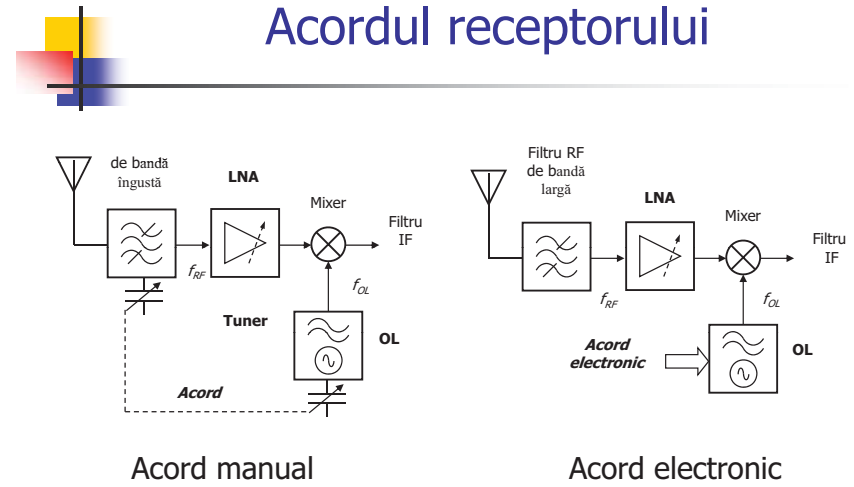
Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

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

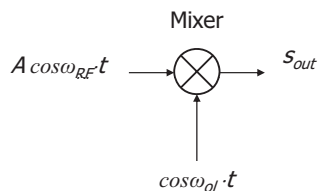
### Receptor heterodină



### Acordul receptorului



### Mixarea semnalelor



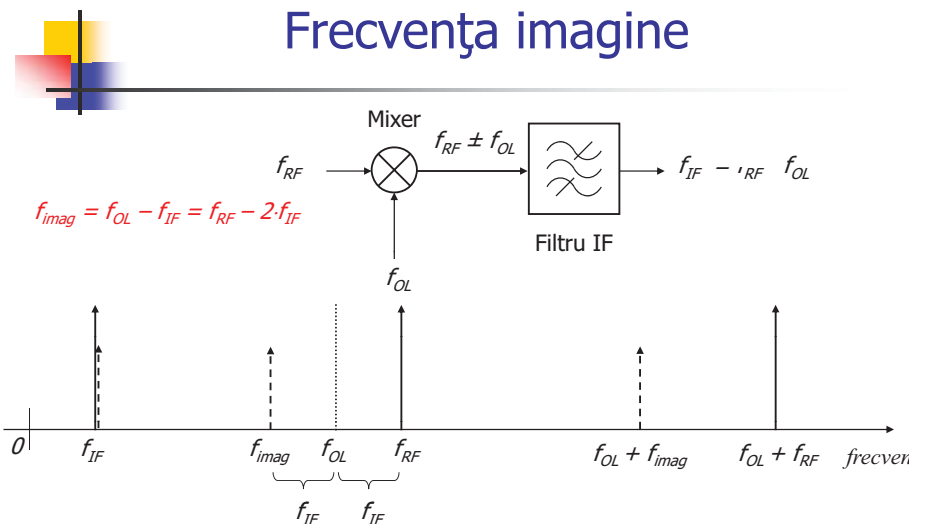
$$s_{out} = A \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL}) \cdot t + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL}) \cdot t;$$

$f_{RF} \quad f_{OL}$

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

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

### Frecvența imagine

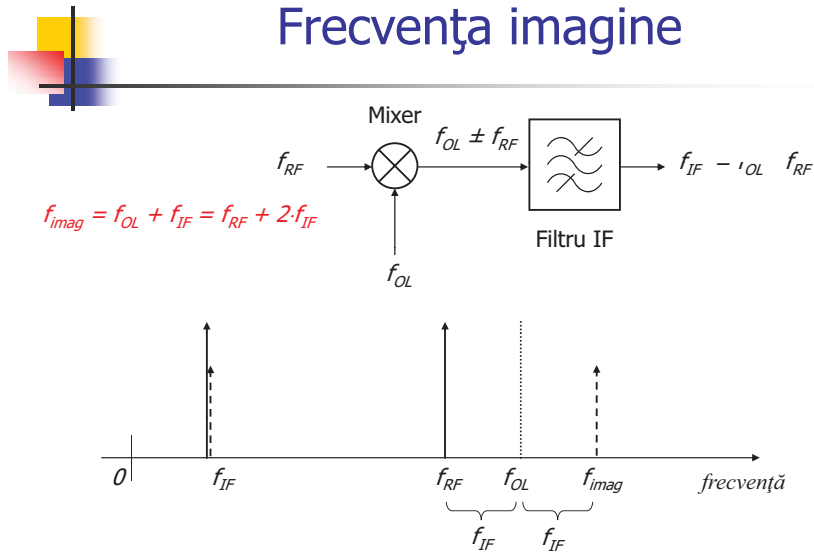


## 8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

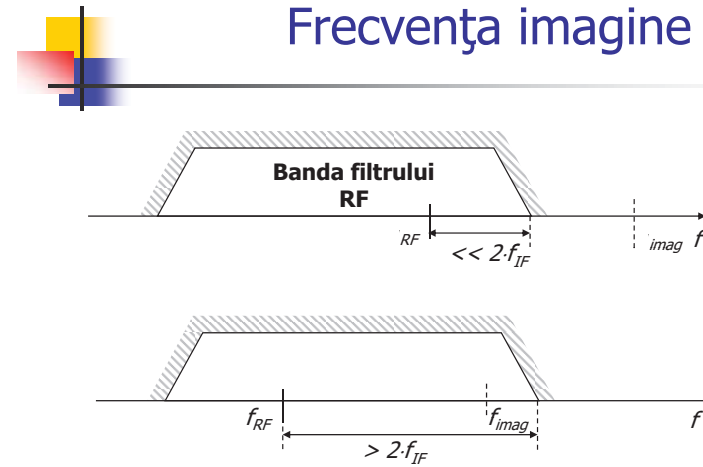
Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

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

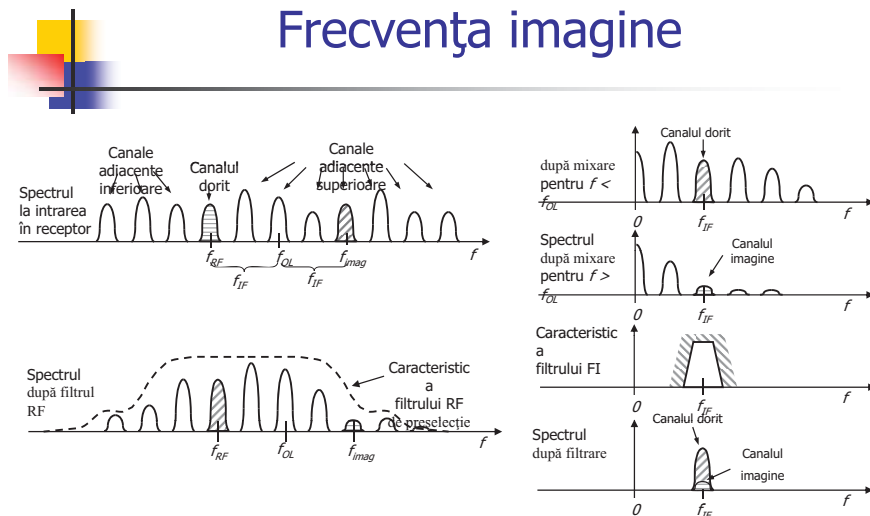
### Frecvența imagine



### Frecvența imagine



### Frecvența imagine



## 9. Ce reprezintă sensibilitatea unui receptor și care este legătura dintre aceasta și 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  $1 \text{ mW}$  și logaritizarea expresiei se obține nivelul de intrare minim exprimat în  $[dBm]$  sau **sensibilitatea receptorului**:

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

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

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

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

Prin urmare, zgomotul de la intrare are expresia:

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

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

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

Sensibilitatea receptorului este legată de **nivelul de prag al zgomotului de la intrare**. Acesta se notează cu  $P_{nf}$  (unde  $nf = \text{“noise floor”}$ ) și reprezintă nivelul de la

## 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):

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

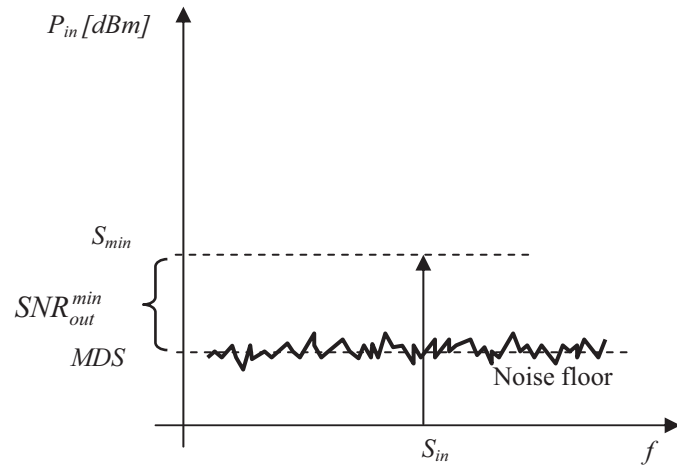


Fig.4.35. Definirea  $P_{nf}$  și  $MDS_{in}$ .

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:

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

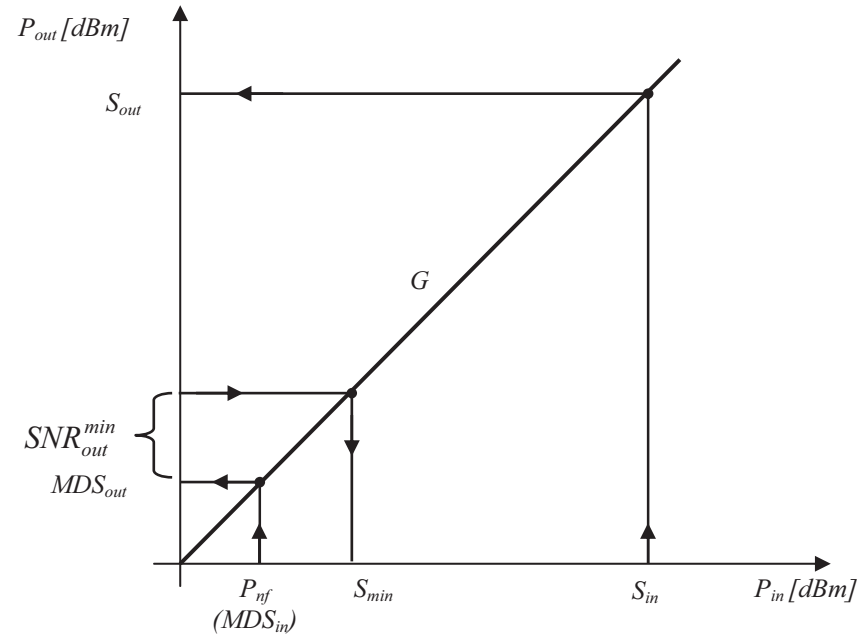


Fig.4.36. Definirea  $MDS_{out}$ .

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.

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

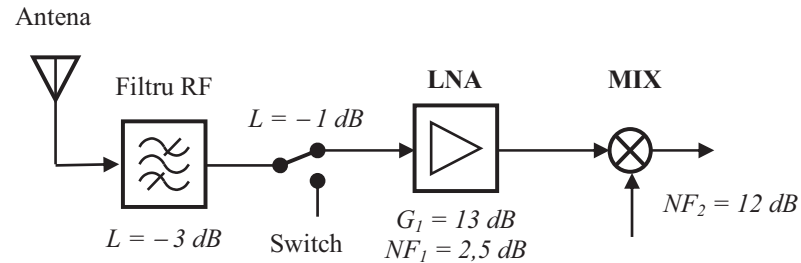


Fig.4.37. Schema bloc pentru exemplul numeric.

#### 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  $3 \text{ dB}$  a câștigului pentru semnalul util, sau o compresie de  $3 \text{ dB}$  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  $1 \text{ dB}$ .

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

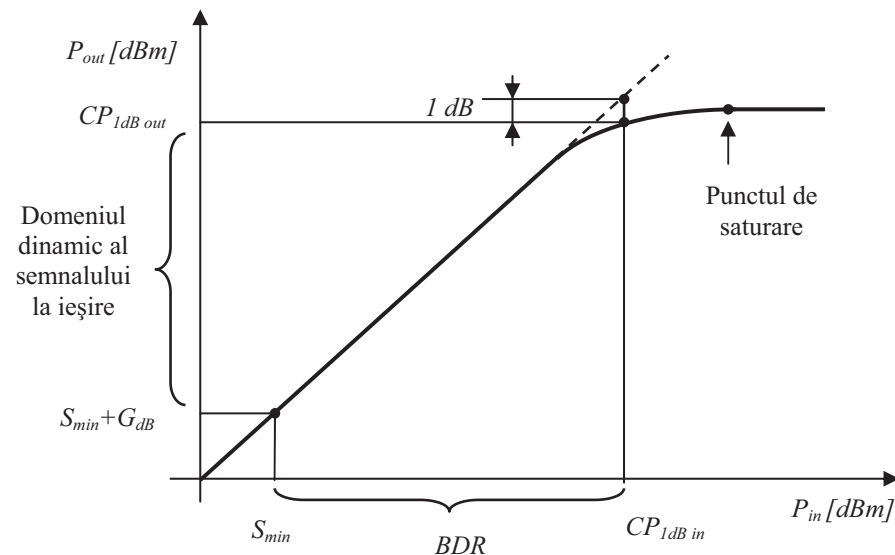


Fig.4.43. Definierea  $BDR$ .

**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  $-10 \text{ dBm}$ , câștigul s-a redus cu  $1 \text{ dB}$ .

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 repetitoare si hub-uri (repetitoare 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).

## Sisteme de gestiune a datelor / Baze de date

Subiecte teoretice:

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

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

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

După cum precizam și mai sus, relația reprezintă elementul central al modelului de date relațional. O relație este definită prin intermediul unui set de atribute (informații elementare).

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

Schema unei relații,  $R(\underline{A_1}, A_2, \dots, A_n)$ , este compusă din:

- R - numele relației;
- $A_1, A_2, \dots, A_i, \dots, A_n$  - lista atributelor sale, unde fiecare atribut  $A_i$  este definit pe domeniul  $D(A_i)$ ;
- $\underline{A_1}$  - atributul (sau atributele) care identifică unic tuplurile  $(a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n)$ , unde  $a_i$  în domeniul  $D(A_i)$ .

Numărul de atribute care contribuie la definirea unei relații constituie gradul relației.

Numărul de tupluri conținute de o relație reprezintă cardinalitatea relației respective.

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

Figura 1. Elementele unui tabel

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

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

## 2. Componenta de integritate a modelului relațional - constrângeri, tipuri de chei. (cap. 1 - pag. 16)

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

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

Se numește cheie candidat (CK) un atribut sau un set de atribute care identifică în mod unic un tuplu al relației. O cheie candidat prezintă următoarele proprietăți: unică, nu există două tupluri în relație care să conțină aceiași valoare pentru atributul (atributele) care formează cheia; ireductibilă, nu există o submulțime a cheii care să dețină proprietatea de unicitate. Atributele unei relații care fac parte dintr-o cheie poartă numele de atribute prime, în timp ce restul atributelor mai sunt cunoscute și sub numele de atribute neprime.

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

Se numește supercheie (SK) un set de atribute care identifică în mod unic un tuplu al relației. O supercheie diferă de o cheie candidat prin faptul că nu respectă proprietatea de ireductibilitate.

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

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

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

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

O dependență funcțională descrie legătura dintre două atribute ale unei relații. Spunem că un atribut Y este dependent funcțional de atributul X (sau atributul X determină funcțional pe atributul Y), și notăm  $X \rightarrow Y$ , dacă oricărei valori a atributului X îi corespunde o singură valoare a atributului Y.

Un alt mod utilizat pentru a defini dependența funcțională este următorul. Un atribut Y este dependent funcțional de atributul X, și notăm  $X \rightarrow Y$ , dacă valoarea sa este determinată de un atribut care este cheie.

Dacă există o dependență funcțională într-o relație, ea este specificată ca și constrângere între atribute. Într-o expresie  $X \rightarrow Y$ , X poartă numele de determinant, iar Y pe cel de dependent. Faptul că Y nu este dependent funcțional de X poate fi notat astfel:  $X \not\rightarrow Y$ .

Dacă atributul Y este dependent funcțional de atributul X și atributul X este dependent funcțional de atributul Y, atunci cele două atribute sunt în relație de tip unu la unu.

Dacă atributul Y este dependent funcțional de atributul X și atributul Z este dependent funcțional de atributul Y, atunci spunem că atributul Z este dependent tranzitiv de atributul X.

### 3. Interogarea datelor - instrucțiunea SELECT, expresia de selecție, clauze pentru filtrare, ordonarea datelor. (cap. 5 - pag. 75)

Instrucțiunea SELECT permite atât regăsirea și vizualizarea datelor specifice tabelelor unor baze de date, cât și calcularea unor expresii.

Pentru instrucțiunea SELECT poate fi utilizată următoarea sintaxă:

```
SELECT
  [ALL | DISTINCT]
  [HIGH_PRIORITY]
  expresie_select [, expresie_select ...]
  FROM referinte_tabele
  [WHERE conditie_selectie]
  [GROUP BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana}
    [ASC | DESC], ...]
  [HAVING conditie_grupare]
  [ORDER BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana}
    [ASC | DESC], ...]
  [LIMIT {[pozitie,] numar_inregistrari | numar_inregistrari OFFSET pozitie}]
  [INTO OUTFILE 'nume_fisier' optiuni_export
    | INTO DUMPFILE 'nume_fisier']
```

În general, clauzele dintr-o instrucțiune SELECT trebuie introduse în ordinea specificată în sintaxă. De exemplu, clauza HAVING trebuie plasată după GROUP BY și înaintea lui ORDER BY. Excepție de la această regulă face clauza INTO, care poate apărea atât în poziția specificată în sintaxa de mai sus, cât și după lista care cuprinde expresiile de selecție.

Clauzele corespunzătoare instrucțiunii SELECT au următoarele semnificații:

*expresie selecție*

- poate cuprinde referințe la coloane sau funcții aplicate coloanelor unui tabel;
- un caz special îl reprezintă caracterul (\*), care semnifică includerea în rezultat a tuturor coloanelor dintr-un tabel;
- un tabel din baza de date activă poate fi referit în mod direct prin numele lui, nume\_tabel, sau prin nume\_baza\_date.nume\_tabel, dacă baza de date este specificată explicit;
- o coloană dintr-un tabel al unei baze de date poate fi referită în trei moduri, astfel:
  - nume\_coloana;
  - nume\_tabel.nume\_coloana;
  - nume\_baza\_date.nume\_tabel.nume\_coloana;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-1. Colectarea datelor corespunzătoare tuturor coloanelor dintr-un tabel*

```
SELECT *
FROM universitate.tutori;
```

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-2. Colectarea datelor cu precizarea explicită a expresiei de selecție*

```
SELECT tutori.idTutor, tutori.numeTutor, tutori.birouTutor, tutori.idDepartament
FROM universitate.tutori;
SELECT idTutor, numeTutor, birouTutor, idDepartament
FROM universitate.tutori;
```

## ALL

- permite colectarea tuturor înregistrărilor (chiar și a celor care se repetă - duplicate); dacă nu se utilizează nici una din clauzele ALL sau DISTINCT, atunci implicit se consideră ALL;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-3. SELECT - utilizare clauza ALL*

```
SELECT ALL birouTutor
FROM universitate.tutori;
```

## DISTINCT

- permite eliminarea înregistrărilor duplicate din selecție;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-4. SELECT - utilizare clauza DISTINCT*

```
SELECT DISTINCT birouTutor
FROM universitate.tutori;
```

## HIGH\_PRIORITY

- această clauză oferă prioritate instrucțiunii curente (de tip SELECT), în defavoarea unor instrucțiuni de tip INSERT sau UPDATE;

## FROM

- indică tabelul sau tabelele din care sunt colectate înregistrările; în cazul în care sunt specificate mai multe tabele, operația este denumită JOIN;

## WHERE



- specifică o condiție pe care înregistrările trebuie să o îndeplinească pentru a fi selectate;
- dacă nu este precizată o condiție de selecție, sunt selectate toate înregistrările;
- condiția logică din clauza WHERE poate utiliza orice funcție sau operator disponibil în MySQL, cu excepția funcțiilor de sumarizare;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-5. SELECT cu condiție de selecție*

```
SET @m = 0;
SELECT numeTutor, gradTutor, birouTutor, @m:=@m+1 AS rank
FROM tutori
WHERE gradTutor='Prof';
```

### GROUP BY

- specifică numele unor coloane, expresii sau poziții ale unor coloane din tabel care definesc grupuri de înregistrări; în general, expresia de grupare este reprezentată de o singură coloană;
- un grup include toate înregistrările din tabel care prezintă aceeași valoare pentru expresia de grupare;
- dacă clauza GROUP BY lipsește, iar în lista cu expresii de selecție apar funcții de sumarizare, se consideră că toate înregistrările fac parte din același grup;
- prin utilizarea clauzei GROUP BY, înregistrările din rezultat sunt ordonate după coloanele precizate în expresia de grupare, în mod similar aplicării clauzei ORDER BY; pentru a evita acest lucru sintaxa trebuie să includă ORDER BY NULL;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-6. SELECT cu expresie de grupare*

```
SELECT birouTutor, gradTutor, count(*)
FROM universitate.tutori
GROUP BY birouTutor, gradTutor;
```

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-7. SELECT cu expresie de grupare - fără ordonare*

```
SELECT birouTutor, gradTutor, count(*)
FROM universitate.tutori
GROUP BY birouTutor, gradTutor
ORDER BY NULL;
```

MySQL extinde clauza GROUP BY, astfel încât pot fi utilizați parametrii ASC și DESC după coloanele din expresia de grupare;

### HAVING

- clauza HAVING se utilizează împreună cu GROUP BY pentru a selecta un anumit grup de înregistrări;
- dacă clauza WHERE se utilizează pentru a filtra înregistrările rezultate în urma rulării unei interogări, clauza HAVING permite filtrarea înregistrărilor obținute prin aplicarea funcțiilor de sumarizare; diferența dintre cele două clauze amintite anterior este dată de faptul că HAVING filtrează înregistrările din rezultat, după ce acestea au fost grupate;
- clauza HAVING poate referi coloane specificate în expresiile de selecție, coloane introduse de GROUP BY și funcții de sumarizare (clauza WHERE nu poate referi funcții de sumarizare);

totuși, în standardul SQL clauza HAVING nu poate referi decât coloanele specificate în GROUP BY sau funcții de sumarizare;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-8. SELECT - utilizare clauza HAVING*

```
SELECT birouTutor, gradTutor, count(*) as numarTutoriGrad
FROM universitate.tutori
GROUP BY birouTutor DESC, gradTutor
HAVING numarTutoriGrad = 2;
```

### ORDER BY

- permite ordonarea înregistrărilor din rezultat, după anumite coloane;
- dacă sunt specificate valori întregi, acestea vor fi interpretate ca fiind numerele de ordine ale coloanelor din lista care cuprinde expresiile de selecție (prima coloană are alocat indexul 1);

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-9. SELECT - utilizare clauza ORDER - ordonare după numărul coloanei*

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY 1, 2, 3;
```

- ordonarea se face după prima coloană specificată în clauza ORDER BY; dacă două înregistrări prezintă aceeași valoare în prima coloană, ordonarea se face luând în calcul restul de coloane din clauza ORDER BY (dacă acestea sunt specificate);

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-10. SELECT - utilizare clauza ORDER - ordonare după numele coloanei*

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY gradTutor, birouTutor, numeTutor;
```

- parametrii ASC și DESC indică ordonarea crescătoare, respectiv descrescătoare a înregistrărilor din rezultat; dacă nu este specificat nici unul din parametrii ASC, DESC, ordonarea se face în ordine crescătoare;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-11. SELECT - utilizare clauza ORDER - tip ordonare*

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY gradTutor DESC, 3 ASC;
```

```
SELECT gradTutor, birouTutor, numeTutor
FROM universitate.tutori
ORDER BY gradTutor DESC, SUBSTRING_INDEX(numeTutor, ' ', -1) ASC;
```

### LIMIT

- clauza LIMIT poate fi utilizată pentru a controla numărul de înregistrări returnate prin intermediul instrucțiunii SELECT;
- în cadrul acestei clauze pot fi utilizate unul sau două argumente întregi, pozitive;
- dacă utilizează ambele argumente, clauza LIMIT indică poziția primei înregistrări returnate în rezultat (primul argument) și numărul maxim de înregistrări returnate (cel de-al doilea argument);

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-12. SELECT - utilizare clauza LIMIT cu două argumente*

```
SELECT idTutor, numeTutor, gradTutor, birouTutor
FROM universitate.tutori
LIMIT 2,3;
```

```
SELECT idTutor, numeTutor, gradTutor, birouTutor
FROM universitate.tutori
LIMIT 0,3;
```

- poziția primei înregistrări din listă este 0; dacă nu este specificat primul argument, acesta se consideră 0; sintaxa *LIMIT numar\_inregistrari* este echivalentă cu *LIMIT 0, numar\_inregistrari*;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-13. SELECT - utilizare clauza LIMIT cu un singur argument*

```
SELECT idTutor, numeTutor, gradTutor, birouTutor
FROM universitate.tutori
LIMIT 3;
```

### **INTO OUTFILE**

- prin intermediul acestei clauze este specificat un fișier în care sunt salvate înregistrările rezultate în urma rulării instrucțiunii SELECT;
- implicit, fișierul este creat pe server, în locația corespunzătoare datelor pentru serverul MySQL; pentru a utiliza această clauză este necesar privilegiul FILE;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-14. SELECT - salvare date în fișier (pe server)*

```
SELECT *
FROM universitate.tutori
INTO OUTFILE 'tutori.txt'
FIELDS TERMINATED BY '\t'
OPTIONALLY ENCLOSED BY "
LINES TERMINATED BY '\n';
```

- SELECT ... INTO OUTFILE este complementul instrucțiunii LOAD DATA INFILE (permite *inserarea* de linii de date dintr-un fișier text într-un tabel al unei baze de date);
- opțiunile de export includ clauze de tip FIELDS și LINES din instrucțiunea LOAD DATA INFILE;
- dacă se dorește salvarea fișierului cu rezultate, pe stația client, atunci trebuie utilizată următoarea instrucțiune;

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-15. SELECT - salvare date în fișier (pe stația client)*

```
mysql -h localhost -u root -p -e "SELECT * FROM universitate.tutori" >tutori.txt  
Enter password: *****
```

#### **INTO DUMPFIL**

- permite salvarea unei singure înregistrări într-un fișier text, fără formatare;
- această clauză este utilă dacă se dorește salvarea unei valori de tip BLOB într-un fișier text.

Atât pentru referirea unui tabel, cât și pentru referirea coloanelor unui tabel pot fi utilizate denumiri alternative, numite alias-uri. De exemplu, o referință la un tabel poate fi redenumită astfel: *nume\_tabel AS nume\_alias* sau *nume\_tabel nume\_alias*.

```
SELECT alias_tabel.nume_coloana [AS] alias_coloana, ...  
FROM nume_tabel [AS] alias_tabel  
[GROUP BY alias_coloana, ...]  
[ORDER BY alias_coloana, ...]
```

Alias-urile definite pentru coloanele specificate în expresiile de selecție ale unei instrucțiuni SELECT pot fi utilizate în clauzele ORDER BY și GROUP BY. În plus, alias-ul definit pentru un tabel poate fi utilizat și în clauze WHERE.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-16. Definitie și utilizare alias tabel*

```
SELECT  
f.idFacultate as id, f.numeFacultate as nume,  
f.adresaFacultate adresa, f.webFacultate web  
FROM universitate.facultati AS f  
ORDER BY nume;
```

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-17. Definitie și utilizare alias coloană*

```
SELECT  
f.idFacultate as id, f.numeFacultate as nume,  
f.adresaFacultate adresa, f.webFacultate web  
FROM universitate.facultati AS f  
WHERE f.adresaFacultate LIKE '%Parvan%'  
ORDER BY nume;
```

#### **4. Rularea de interogari pe pe mai multe tabele - utilitate, tipuri de operatii JOIN, modalitati de stabilire a legaturii. (cap. 5 - pag. 93)**

În urma procesului de normalizare rezultă baze de date care conțin tabele aflate în legătură. Din acest motiv, colectarea datelor dintr-un singur tabel nu este suficientă. Pentru a extrage date complete din tabelele unei baze de date, în instrucțiunea SELECT, este utilizată clauza JOIN.

Prin intermediul clauzei JOIN, instrucțiunea SELECT permite regăsirea și vizualizarea datelor din tabele între care sunt stabilite legături (operatorul JOIN din algebra relațională).

În acest caz pot fi realizate două tipuri de JOIN:

### INNER JOIN

- include în rezultat doar înregistrările care au corespondență în toate tabele;
- dacă referințele la tabele cuprind doar nume de tabele despărțite prin virgulă, se consideră implicit o operație de INNER JOIN;

### OUTER JOIN

- include în rezultat toate înregistrările, indiferent dacă au sau nu corespondent în toate tabele;
- va completa automat valorile pentru coloanele care lipsesc din tabele cu valoarea NULL.

O primă modalitate de implementare a unei operații de tip INNER JOIN presupune specificarea în clauza FROM a tabelelor din care se preiau datele și a coloanelor care fac parte din rezultat, în expresiile de selecție.

Forma simplificată a sintaxei instrucțiunii SELECT, în acest caz, este următoarea:

```
SELECT
  [ALL | DISTINCT]
  expresie_select [, expresie_select ...]
FROM referinte_tabele
  [WHERE conditie_join AND conditie_selectie]
  [GROUP BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana}
  [ASC | DESC], ...]
  [HAVING conditie_grupare]
  [ORDER BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana}
  [ASC | DESC], ...]
  [LIMIT {[pozitie,] numar_inregistrari | numar_inregistrari OFFSET pozitie}]
```

În expresiile de selecție sunt specificate coloanele care fac parte din rezultat. Acestea pot aparține unuia din tabelele indicate în referințe tabele. Dacă există coloane în rezultat care au același nume, ele trebuie prefixate cu numele tabelului din care provin. În general, se preferă utilizarea alias-urilor pentru a simplifica sintaxa.

Referințele la tabele indică structurile din care sunt preluate datele. Unele din tabelele precizate în referințe pot stabili doar legătura între tabele, neavând nici o coloană specificată în rezultat.

Legătura între tabele este realizată prin intermediul unei condiții logice, astfel:

```
tabel1.cheie_externa = tabel2.cheie_primara
```

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-18. INNER JOIN implicit*

```
SELECT
  f.idFacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM universitate.facultati f, universitate.cursuriFacultati cf, universitate.cursuri c
WHERE cf.idFacultate = f.idFacultate && cf.idCurs = c.idCurs;
```

Instrucțiunea SELECT de mai sus poate fi rescrisă, astfel încât să utilizeze clauza JOIN pentru a specifica explicit tipul de JOIN (INNER JOIN):

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-19. INNER JOIN explicit - condiție de join de tip ON*

```
SELECT
    f.idFacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM universitate.facultati f INNER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    ON cf.idFacultate = f.idFacultate
    INNER JOIN universitate.cursuri c
    ON cf.idCurs = c.idCurs;
```

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-20. INNER JOIN explicit - condiție de join implementată folosind clauza WHERE*

```
SELECT
    f.idFacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM
    universitate.facultati f JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    JOIN universitate.cursuri c
    WHERE cf.idFacultate = f.idFacultate && cf.idCurs = c.idCurs;
```

Forma simplificată a sintaxei instrucțiunii SELECT, în cazul utilizării clauzei JOIN, este următoarea:

```
SELECT
    [ALL | DISTINCT]
    expresie_select [, expresie_select ...]
FROM
    referinta_tabel [INNER] JOIN referinta_tabel [conditie_join]
    | referinta_tabel {LEFT|RIGHT} [OUTER] JOIN
    referinta_tabel conditie_join
    [WHERE [conditie_join AND] conditie_selectie]
    [GROUP BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana}]
    [ASC | DESC], ...]
    [HAVING conditie_grupare]
    [ORDER BY {nume_coloana | expresie | pozitie_coloana}
    [ASC | DESC], ...]
    [LIMIT {[pozitie,] numar_inregistrari | numar_inregistrari OFFSET pozitie}]
```

conditie\_join:

```
ON expresie_conditionala
| USING (lista_coloane)
```

În această sintaxă pot fi observate și cele două tipuri de OUTER JOIN care pot fi utilizate la colectarea datelor din mai multe tabele: LEFT OUTER JOIN, respectiv RIGHT OUTER JOIN.

OUTER JOIN

- LEFT OUTER JOIN

- include în rezultat și înregistrările din tabelul din partea stângă care nu au corespondent în tabelul din partea dreaptă a relației;
- RIGHT OUTER JOIN
  - include în rezultat și înregistrările din tabelul din partea dreaptă care nu au corespondent în tabelul din partea stângă a relației.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-21. LEFT OUTER JOIN - condiție de join de tip ON*

```
/* LEFT OUTER JOIN
* selecteaza facultatile indiferent daca au sau nu asociate cursuri
* legatura este stabilita prin clauza ON */
SELECT
    f.idFacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    ON cf.idFacultate = f.idFacultate
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
    ON cf.idCurs = c.idCurs
WHERE numFacultate < "c";
```

Legătura între tabele poate fi stabilită prin intermediul clauzelor din condiția de join: ON și USING. Clauza USING este utilizată în cazul în care legătura între două tabele este realizată prin coloane care au același nume în ambele tabele. Clauza ON este mult mai explicită, precizând o expresie condițională în care sunt indicate coloanele care stabilesc legătura, astfel:

```
tabel1.chaie_externa = tabel2.cheie_primara
```

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-22. LEFT OUTER JOIN - condiție de join de tip USING*

```
/* LEFT OUTER JOIN
* selecteaza facultatile indiferent daca au sau nu asociate cursuri
* legatura este stabilita prin clauza ON */
SELECT
    f.idFacultate, f.numFacultate, c.idCurs, c.denumireCurs
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    USING (idFacultate)
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
    USING (idCurs);
```

Clauzele introduse prin intermediul sintaxei generale a instrucțiunii SELECT au aceeași semnificație și în cazul utilizării lor în operații de JOIN.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-23. LEFT OUTER JOIN - funcție de sumarizare*

```
/* LEFT OUTER JOIN
* GROUP BY
* selecteaza facultatile indiferent daca au sau nu cursuri
* determina numarul de cursuri pentru fiecare facultate
```

\* daca o facultate nu are cursuri este returnata valoarea 0 \*/

```
SELECT
    f.idFacultate, f.numFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    USING (idFacultate)
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
    USING (idCurs)
GROUP BY f.numFacultate;
```

Următoarele două instrucțiuni SELECT oferă același rezultat, chiar dacă prima este implementată printr-un OUTER JOIN, iar cea de-a doua prin intermediul unui INNER JOIN.

În primul caz, sunt selectate toate facultățile, indiferent dacă au sau nu cursuri, determinându-se totodată și numărul de cursuri corespunzător fiecărei facultăți. Prin aplicarea unei clauze HAVING rezultatul este filtrat, pentru a cuprinde doar facultățile pentru care numărul de cursuri este diferit de zero.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-24. LEFT OUTER JOIN - utilizare clauza HAVING*

```
SELECT
    f.idFacultate, f.numFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    USING (idFacultate)
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
    USING (idCurs)
GROUP BY f.numFacultate
HAVING numarCursuri != 0;
```

A doua instrucțiune selectează toate facultățile care au cursuri alocate prin intermediul unui INNER JOIN.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-25. INNER JOIN - funcție de sumarizare*

```
SELECT
    f.idFacultate, f.numFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f INNER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    USING (idFacultate)
INNER JOIN universitate.cursuri c
    USING (idCurs)
GROUP BY f.numFacultate;
```

## 5. Tehnici SQL avansate - comparatie intre proceduri stocate si vizualizari (cap. 7 - pag. 108)



Începând cu versiunea 5.0, MySQL oferă suport pentru proceduri stocate. Acestea reprezintă secvențe de cod SQL care pot fi rulate pe server pentru a îndeplini anumite sarcini.

Procedurile stocate sunt salvate în baza de date și pot fi apelate la un moment dat de un program, declanșator (trigger) sau chiar de o altă procedură stocată.

Principalele avantaje ale utilizării procedurilor stocate pot fi sintetizate astfel:

- procedurile stocate cresc performanțele aplicațiilor; după creare, procedurile stocate sunt compilate și salvate în baza de date; în felul acesta, ele vor rula mult mai rapid decât comenzile SQL care sunt trimise din aplicații;
- procedurile stocate reduc traficul între aplicații și serverul de baze de date, deoarece aplicațiile nu mai trimit secvențe de cod SQL necompile, ci doar numele unor proceduri stocate pe server;
- procedurile stocate permit reutilizarea secvențelor de cod SQL; prin intermediul lor sunt oferite anumite funcționalități, care nu trebuie implementate pentru fiecare aplicație în parte;
- procedurile stocate sunt sigure; administratorii bazelor de date stabilesc aplicațiile care pot accesa anumite proceduri stocate, fără a acorda privilegii pe tabelele bazei de date.

Totuși, procedurile stocate prezintă și anumite dezavantaje, dintre care pot fi amintite următoarele:

- procedurile stocate conțin, în general, instrucțiuni SQL, motiv pentru care nu este posibilă implementarea unor facilități complexe, oferite de limbajele de programare;
- procedurile stocate necesită aptitudini specializate în rândul dezvoltatorilor;
- procedurile stocate solicită memoria și puterea de procesare a serverului de baze de date, prin rularea unor operații complexe.

Crearea unei proceduri stocate se realizează cu ajutorul instrucțiunii CREATE PROCEDURE, care prezintă următoarea sintaxă:

```
CREATE
  [DEFINER = { utilizator | CURRENT_USER }]
  PROCEDURE
  nume_procedura_stocata ([IN | OUT | INOUT nume_parametru tip_parametru [,...]])
  SQL SECURITY { DEFINER | INVOKER }
  corp_procedura
```

Clauzele corespunzătoare instrucțiunii CREATE PROCEDURE au următoarele semnificații:

#### *DEFINER*

- clauzele DEFINER și SQL SECURITY specifică contul MySQL care urmează a fi utilizat pentru a verifica privilegiile, la rularea procedurii stocate;
- dacă pentru clauza DEFINER este specificată o valoare, aceasta trebuie să corespundă unui utilizator de pe serverul MySQL (*user\_name@host\_name*);
- valoare implicită pentru clauza DEFINER este aceeași cu numele utilizatorului care execută instrucțiunea CREATE PROCEDURE;

#### *SQL SECURITY*

- valorile permise pentru clauza SQL SECURITY sunt DEFINER și INVOKER; acestea indică faptul că procedura stocată va fi executată cu privilegiile utilizatorului care a creat procedura stocată sau cu cele ale utilizatorului care o invocă;
- utilizatorul care creează sau invocă o procedură stocată trebuie să dețină permisiunea de a accesa baza de date cu care procedura stocată este asociată;
- valoarea implicită pentru clauza SQL SECURITY este DEFINER;
- dacă valoarea corespunzătoare clauzei SQL SECURITY este DEFINER și contul indicat în clauza DEFINER nu există când procedura stocată este executată, atunci este generată o eroare.

Pentru a utiliza instrucțiunea CREATE PROCEDURE este necesar privilegiul CREATE ROUTINE. Implicit, MySQL alocă automat privilegiile ALTER ROUTINE și EXECUTE pentru utilizatorul care creează o procedură stocată.

Pentru a marca finalul unei instrucțiuni CREATE PROCEDURE este utilizat un delimitator. Acesta poate fi cel implicit, simbolul (;), sau unul stabilit prin intermediul instrucțiunii DELIMITER. O astfel de abordare este utilă, dacă avem în vedere faptul că o procedură stocată poate include mai multe instrucțiuni SQL delimitate prin simbolul (;). În acest caz, trebuie utilizată instrucțiunea DELIMITER, înaintea creării unei proceduri stocate, pentru a stabili simbolul care va marca finalul procedurii stocate.

Corpul unei proceduri stocate este delimitat de cuvintele cheie BEGIN, respectiv END, și cuprinde instrucțiuni SQL.

Următorul exemplu introduce o procedură stocată, numită *getStudent()*, care permite colectarea tuturor înregistrărilor din tabelul *studenti* al bazei de date *universitate*.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-26. Procedură stocată care permite colectarea înregistrărilor dintr-un tabel*

```
DELIMITER |
CREATE PROCEDURE getStudent()
BEGIN
    SELECT
        idStudent, numeStudent
    FROM universitate.studenti
    ORDER BY numeStudent ASC;
END |
DELIMITER ;
```

O procedură stocată pe server poate fi rulată prin intermediul instrucțiunii SQL CALL.

```
CALL nume_procedura_stocata();
```

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-27. Rulare procedură stocată*

```
CALL getStudent();
```

În interiorul procedurilor stocate pot fi utilizate variabile pentru a salva anumite rezultate. Declararea unei variabile se face folosind instrucțiunea DECLARE, cu următoarea sintaxă generală:

```
DECLARE nume_variabila tip_date(dimensiune) DEFAULT valoare_implicita;
```

Pentru declararea unei variabile pot fi utilizate următoarele tipuri de date: integer, decimal, float, string sau valoarea NULL. O valoare de un alt tip decât cele precizate anterior va fi automat convertită la unul din tipurile de date permise.

După declarare, unei variabile îi poate fi atribuită o valoare cu ajutorul instrucțiunii SET. În acest caz, pot fi utilizate două simboluri pentru implementarea operației de atribuire: (=) sau (:=).

```
SET nume_variabila := valoare;
```

Lista de parametri a unei proceduri stocate poate fi vidă sau poate cuprinde unul sau mai mulți parametri. Numele parametrilor nu sunt de tip case-sensitive.

Parametrii pot fi împărțiți în trei categorii, după cum urmează:

#### *IN*

- dacă nu este precizată categoria pentru un parametru, implicit aceasta este IN;
- un parametru IN transmite o valoare în procedura stocată; procedura poate modifica această valoare, dar modificarea nu este vizibilă la apelare;

#### *OUT*

- un parametru OUT transmite o valoare la apelant; valoare sa inițială este NULL;

#### *INOUT*

- un parametru INOUT este inițializat de apelant, poate fi modificat în procedura stocată și orice modificare făcută în procedură este vizibilă la apelant;
- pentru fiecare parametru OUT sau INOUT, este necesară precizarea unei variabile de utilizator în instrucțiunea care rulează procedura stocată, pentru a putea reține valoarea returnată.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-28. Utilizare parametri pentru o procedură stocată*

```
DELIMITER |
CREATE PROCEDURE
cursuriFacultati(
    IN numeFacultate VARCHAR(45),
    OUT numarCursuri INT)
BEGIN
    SELECT
        COUNT(c.denumireCurs) INTO numarCursuri
        FROM universitate.facultati f
        INNER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
        ON cf.idFacultate = f.idFacultate
        INNER JOIN universitate.cursuri c
        ON cf.idCurs = c.idCurs
        WHERE f.numeFacultate = numeFacultate;
END |
DELIMITER ;
CALL cursuriFacultati('Electronica si telecomunicatii',@numarCursuri);
SELECT @numarCursuri;
```

Într-o procedură stocată mai pot fi utilizate următoarele instrucțiuni:

- IF, CASE (instrucțiuni condiționale);

```
IF expresie THEN instructiuni
[ELSEIF expresie THEN instructiuni]
...
[ELSE instructiuni]
END IF;
```

```
CASE
  WHEN expresie THEN instructiuni
  ...
  WHEN expresie THEN instructiuni
  ELSE instructiuni
END CASE;
```

- WHILE, REPEAT, LOOP (instrucțiuni repetitive);

```
WHILE expresie DO
  instructiuni
END WHILE;
```

```
REPEAT instructiuni
  UNTIL expresie
END REPEAT;
```

```
eticheta_loop:LOOP
  instructiuni
END LOOP;
```

- LEAVE, ITERATE (instrucțiuni de salt);
  - instrucțiunea LEAVE permite părăsirea unei iterații; este asemănătoare instrucțiunii BREAK din limbajele de programare;
  - instrucțiunea ITERATE permite trecerea la următoarea iterație; este asemănătoare instrucțiunii CONTINUE din limbajele de programare.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-29. Utilizare instrucțiuni (iterative, ciclice, de salt) într-o procedură stocată*

```
DELIMITER |
DROP PROCEDURE IF EXISTS universitate.numerePare |
CREATE PROCEDURE universitate.numerePare(IN maxim INT)
BEGIN
  DECLARE x INT;
  DECLARE str VARCHAR(255);
  SET x = 1;
```

```

SET str = "";
loop1: LOOP
    IF x > maxim THEN LEAVE loop1;
    END IF;
    SET x = x + 1;
    IF x mod 2 != 0 THEN ITERATE loop1;
    ELSE SET str = CONCAT(str, x, ', ');
    END IF;
END LOOP;
SELECT str;
END |
DELIMITER ;
CALL universitate.numerePare(100);

```

Sintaxa utilizată pentru ștergerea unei proceduri stocate este următoarea:

```
DROP PROCEDURE [IF EXISTS] nume_procedura_stocata
```

Pentru a utiliza această instrucțiune, utilizatorul trebuie să dețină privilegiul ALTER ROUTINE pentru procedura care urmează a fi ștersă.

Clauza IF EXISTS inhibă afișarea mesajului de eroare care apare la încercarea de ștergere a unei proceduri care nu există. Dacă această clauză este prezentă, pentru orice procedură stocată care nu există este generat un WARNING.

O *vizualizare* (view) reprezintă o comanda de tip SELECT care a fost denumită și salvată în baza de date, motiv pentru care mai poate fi întâlnită și sub numele de *interogare cu nume sau interogare stocată*.

Vizualizările sunt salvate în baza de date și sunt rulate cu ajutorul instrucțiunii SELECT. Ele nu ocupă spațiu pentru stocarea datelor și nici nu creează copii redundante ale datelor stocate în tabelele referite (tabele de bază ale vizualizărilor).

În mod similar tabelelor, vizualizările pot fi create, interogate, modificate sau șterse.

Vizualizările pot referi atât tabele, cât și alte vizualizări.

O vizualizare indică un tabel virtual care conține câmpuri și înregistrări. Datele conținute sunt generate dinamic pe baza unor tabele. Dacă se modifică datele din tabelele sursă, atunci se modifică și datele din vizualizare.

MySQL asigură suport pentru vizualizări începând cu versiunea 5.x.

Vizualizările oferă o serie de avantaje, printre care pot fi amintite următoarele:

- simplifică interogările complexe; o vizualizare poate fi utilizată pentru a ascunde utilizatorilor finali complexitatea tabelelor sursă;
- sunt rulate prin intermediul instrucțiunii SELECT;
- limitează accesul la date pentru anumiți utilizatori;
- asigură securitate sporită; există posibilitatea de a crea vizualizări care pot fi doar citite de utilizatori;
- permit introducerea de câmpuri calculate.

În MySQL sintaxa utilizată pentru crearea unei vizualizări este următoarea:

```

CREATE
    [OR REPLACE]
    [DEFINER = { utilizator | CURRENT_USER }]
    [SQL SECURITY { DEFINER | INVOKER }]
VIEW
    nume_vizualizare [(lista_coloane)]
    AS instructiune_select

```

Clauzele corespunzătoare instrucțiunii CREATE VIEW au următoarele semnificații:

#### **OR REPLACE**

- dacă este prezentă, clauza opțională OR REPLACE permite înlocuirea (recrearea) unei vizualizări; în cazul recreării unei vizualizări fără utilizarea opțiunii OR REPLACE este generată o eroare;
- clauza nu este necesară dacă nu există nici o vizualizare cu numele specificat;

#### **DEFINER**

- clauzele DEFINER și SQL SECURITY specifică contul MySQL care urmează a fi utilizat pentru a verifica privilegiile asupra vizualizării la rularea instrucțiunii care referă vizualizarea;
- dacă pentru clauza DEFINER este specificată o valoare, aceasta trebuie să corespundă unui utilizator de pe serverul MySQL (*user\_name@host\_name*);
- valoarea implicită pentru clauza DEFINER este aceeași cu numele utilizatorului care execută instrucțiunea CREATE VIEW;

#### **SQL SECURITY**

- valorile permise pentru clauza SQL SECURITY sunt DEFINER și INVOKER; acestea indică faptul că privilegiile necesare trebuie să fie deținute de utilizatorul care definește sau invocă vizualizarea;
- valoarea implicită pentru clauza SQL SECURITY este DEFINER;
- dacă valoarea corespunzătoare clauzei SQL SECURITY este DEFINER și contul indicat în clauza DEFINER nu există când vizualizarea este referită, atunci este generată o eroare.

O vizualizare aparține unei baze de date. Implicit, o vizualizare nouă este creată în baza de date activă. Pentru a specifica explicit baza de date în care urmează a fi creată vizualizarea, aceasta trebuie să aibă o denumire de genul *nume\_baza\_date.nume\_vizualizare*. Tabelele de bază și vizualizările aparțin aceluiași spațiu de nume, definit de către baza de date, deci o bază de date nu poate conține o tabelă și o vizualizare care să aibă același nume. Vizualizările trebuie să conțină nume unice de coloane, fără duplicate, în mod similar tabelelor. Implicit, numele coloanelor returnate prin intermediul instrucțiunii SELECT sunt utilizate pentru numele coloanelor din vizualizare. Pentru a defini explicit numele coloanelor din vizualizare, poate fi utilizată opțiunea *lista\_coloane*, care conține o listă de identificatori separați prin virgulă. Numărul de identificatori din *lista\_coloane* trebuie să fie același cu numărul de coloane returnate de instrucțiunea SELECT. Următorul exemplu definește o vizualizare care selectează datele cu privire la cursurile corespunzătoare facultăților dintr-o universitate.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-30. Vizualizare care colectează date din mai multe tabele*

```

CREATE
OR REPLACE
DEFINER = root@'localhost'
SQL SECURITY DEFINER
VIEW
    universitate.viewCursuriFacultati
AS
SELECT
    f.idfacultate, f.numFacultate, count(c.idCurs) AS numarCursuri
FROM universitate.facultati f LEFT OUTER JOIN universitate.cursuriFacultati cf
    USING (idFacultate)
LEFT OUTER JOIN universitate.cursuri c
    USING (idCurs)
GROUP BY f.numFacultate;

```

Denumirea unei vizualizări poate fi utilizată într-o interogare SELECT în mod similar numelui unui tabel. După stocare, o vizualizare poate fi utilizată fără a mai rescrie interogările de tip SELECT pe care le conține.

Cea mai simplă modalitate de utilizare a unei vizualizări o constituie interogarea ei, dar o vizualizare poate fi utilizată și pentru a scrie porțiuni dintr-o interogare.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-31. Interogarea unei vizualizări*

```

SELECT
    idFacultate, numeFacultate, numarCursuri
FROM universitate.viewCursuriFacultati;

```

Sintaxa utilizată pentru ștergerea unei vizualizări este următoarea:

```

DROP VIEW [IF EXISTS]
    nume_vizualizare [, nume_vizualizare] ...

```

Instrucțiunea DROP VIEWS șterge una sau mai multe vizualizări. Pentru a utiliza această instrucțiune utilizatorul trebuie să dețină privilegiul DROP pentru vizualizările care urmează a fi șterse. Dacă una din vizualizările din listă nu există, va fi returnat un mesaj de eroare pentru vizualizarea care nu există, iar restul de vizualizări sunt șterse.

Clauza IF EXISTS inhibă afișarea mesajului de eroare care apare la încercarea de ștergere a unei vizualizări care nu există. Dacă această clauză este prezentă, pentru orice vizualizare care nu există este generat un mesaj de avertizare (*WARNING*).

Modificarea definiției pentru o vizualizare poate fi realizată cu ajutorul lui ALTER VIEW, care prezintă următoarea sintaxă.

```

ALTER
    [DEFINER = { utilizator | CURRENT_USER }]
    [SQL SECURITY { DEFINER | INVOKER }]
    VIEW nume_vizualizare [(lista_coloane)]

```

Se poate observa că această instrucțiune este similară cu CREATE VIEW și are același efect cu CREATE OR REPLACE VIEW. Instrucțiunea ALTER VIEW necesită prezența privilegiilor CREATE VIEW și DROP, dar și privilegiu pentru fiecare coloană referită în SELECT.

Pe lângă vizualizările de tip read-only pot fi definite și vizualizări actualizabile. Acestea pot fi utilizate în instrucțiuni de tip UPDATE, DELETE sau INSERT pentru a actualiza conținutul tabelului de bază. O vizualizare este actualizabilă, dacă între înregistrările vizualizării și cele ale tabelului de bază este stabilită o relație de tip 1 la 1. Pentru a crea o astfel de vizualizare este necesară, în plus, verificarea instrucțiunii SELECT după un set de reguli:

- instrucțiunea SELECT nu poate referi mai mult de un tabel;
- instrucțiunea SELECT nu poate utiliza clauze, precum GROUP BY sau HAVING;
- instrucțiunea SELECT nu poate utiliza clauza DISTINCT în lista de selecție;
- instrucțiunea SELECT nu poate conține expresii (funcții, funcții de sumarizare, câmpuri calculate).

Considerăm următoarea vizualizare, *universitate.viewContacte*, care preia telefonul și adresa Web din tabelul *universitate.facultati*.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-32. Definire vizualizare actualizabilă*

```
CREATE VIEW universitate.viewContacte
AS
SELECT f.idFacultate, f.telefonFacultate, f.webFacultate
FROM universitate.facultati AS f;
```

Putem observa că această vizualizare respectă regulile expuse anterior. Datele din vizualizare pot fi obținute foarte simplu, astfel:

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-33. Interogare vizualizare actualizabilă*

```
SELECT * FROM universitate.viewContacte;
```

Dacă dorim să modificăm terminațiile pentru adresele Web ale facultăților localizate în Timișoara (din *upt.ro* în *upt.tm.ro*), este de ajuns să rulăm o instrucțiune UPDATE cu următoarea formă:

```
UPDATE universitate.viewContacte
SET webFacultate = REPLACE(webFacultate, 'upt.ro', 'upt.tm.to')
WHERE telefonFacultate LIKE ('+40.256%');
```

Modificările pot fi sesizate atât prin accesarea tabelului de bază, cât și prin accesarea vizualizării.

*Exemplu Error! No text of specified style in document.-34. Verificare date tabel de bază/ vizualizare actualizabilă după modificare*

```
SELECT * FROM universitate.facultati;
SELECT * FROM universitate.viewContacte;
SELECT * FROM universitate.viewContacte
WHERE telefonFacultate LIKE ('+40.256%');
```



Dacă o vizualizare actualizabilă este utilizată într-o instrucțiune de tip UPDATE, INSERT sau DELETE valorile din tabelul de bază vor fi actualizate.

## Subiecte practice:

1. Precizati secventa de cod SQL care permite gruparea studentilor care incep cu aceiasi litera (campul *numeStudent* din tabelul *studenti*), pentru a afisa numarul lor. Inregistrările din rezultat precizeaza valori pentru coloanele *litera* si *numarStudenti* doar daca initiala numelui este in intervalul [c, v]; inregistrările sunt ordonate descrescator dupa *litera*. Structura tabelului *studenti* este precizata mai jos: *studenti(idStudent, numeStudent)*. Secventa include si o instructiune care permite descrierea tabelului *studenti*.

```
DESCRIBE `studenti`;  
SELECT SUBSTR(SUBSTRING_INDEX(`numeStudent`, ' ', 1), 1, 1) AS `litera`,  
COUNT(*) AS `numarStudenti`  
FROM `studenti`  
WHERE SUBSTR(SUBSTRING_INDEX(`numeStudent`, ' ', 1), 1, 1) BETWEEN 'c' AND 'v'  
GROUP BY `litera` DESC  
HAVING `numarStudenti` > 0;
```

2. Precizati secventa de cod SQL care permite determinarea numarului de departamente si a unei liste a denumirilor acestora pentru fiecare facultate. Sunt avute in vedere doar facultatile care au in denumire termeni precum *electro* sau *mec*. Structurile tabelor sunt precizate mai jos: *departamente(idDepartament, numeDepartament, idFacultate)*, *facultati(idFacultate, numeFacultate, adresaFacultate)*. Secventa include stabilirea bazei de date active pentru *universitate*.

```
USE `universitate`;  
SELECT `f`.`numeFacultate`,  
COUNT(`numeDepartament`) AS `numarDepartamente`,  
GROUP_CONCAT(DISTINCT `d`.`numeDepartament`) AS `listaDepartamente`  
FROM `facultati` `f` INNER JOIN `departamente` `d`  
ON `f`.`idFacultate` = `d`.`idfacultate`  
WHERE `numeFacultate` RLIKE ('electro' | 'mec')  
GROUP BY `f`.`idFacultate`;
```

# **TRANSMISII TELEFONICE**

**ANUL 3, SEMESTRUL 6**

# 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 repezoare (terminale și intermediare) proprii. Linia de transmisie este utilizată în comun, pe toată lungimea transmisiei, de cele două sensuri ale comunicației.

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

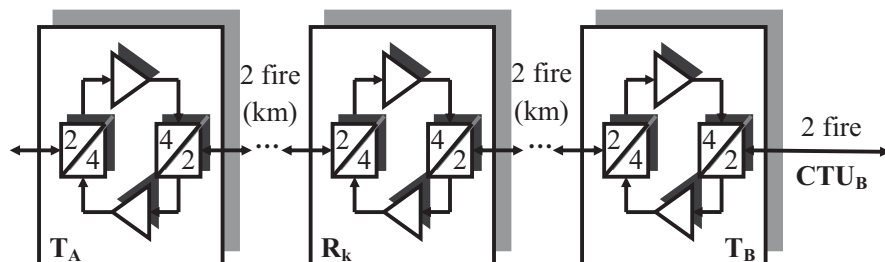


Fig. 1.6. Sistem de transmisie pe 2 fire.

Un sistem de transmisie pe 2 fire se caracterizează prin:

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

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

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



## Capitolul 1

Noțiuni de bază în transmisia telefonică

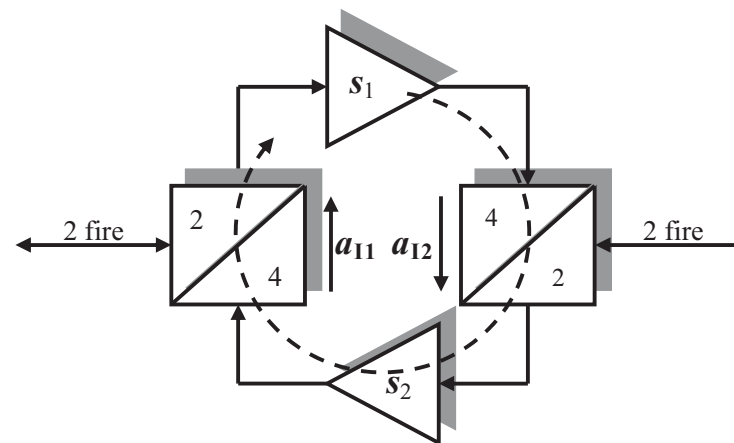


Fig. 1.7. Studiul stabilității unui repetor pe 2 fire.

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

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

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

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

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

- **Comparați** caracteristicile sistemelor 2 fire și 4 fire.
- **Scrieți** condițiile de stabilitate pentru un sistem de transmisie pe 2 fire, fără repezoare 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 refacem 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

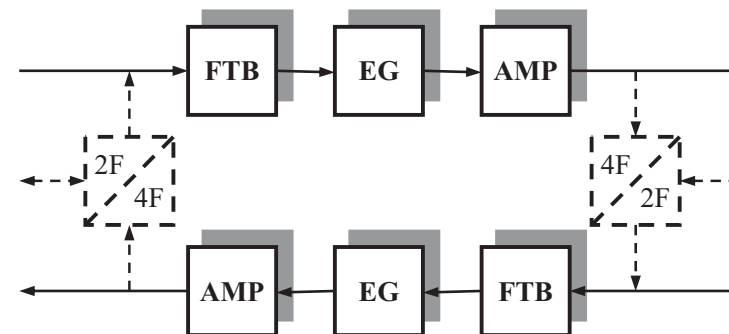


Fig. 1.8. Structura repetorului.

**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.

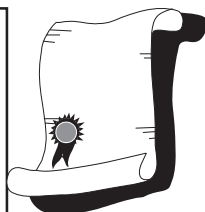


- Ce parametri ai semnalului sunt afectați la transmisie ?
- De ce se construiește repetorul exclusiv pe 4 fire ?
- Ce se înțelege prin telealimentare ?

## 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 ± 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**.

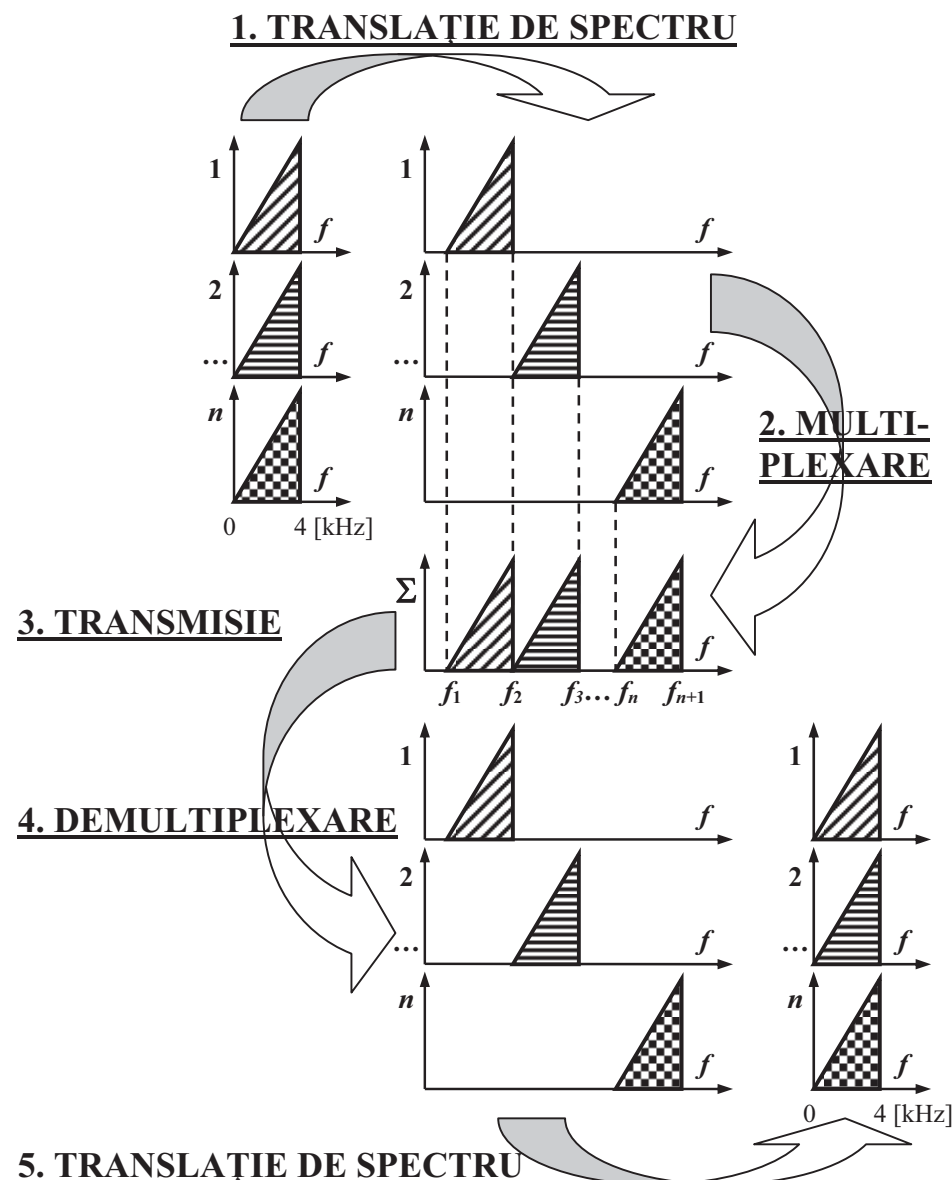


Fig. 2.1. Principiul multiplexării în frecvență.

### 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.

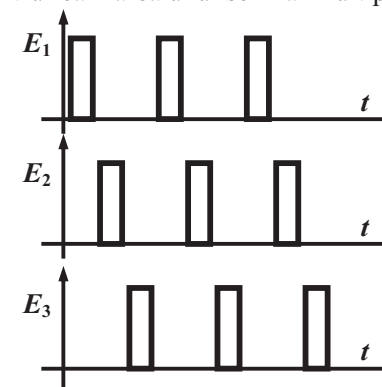


Fig.3.3. Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp

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 eşantioanele multiplexate în timp).

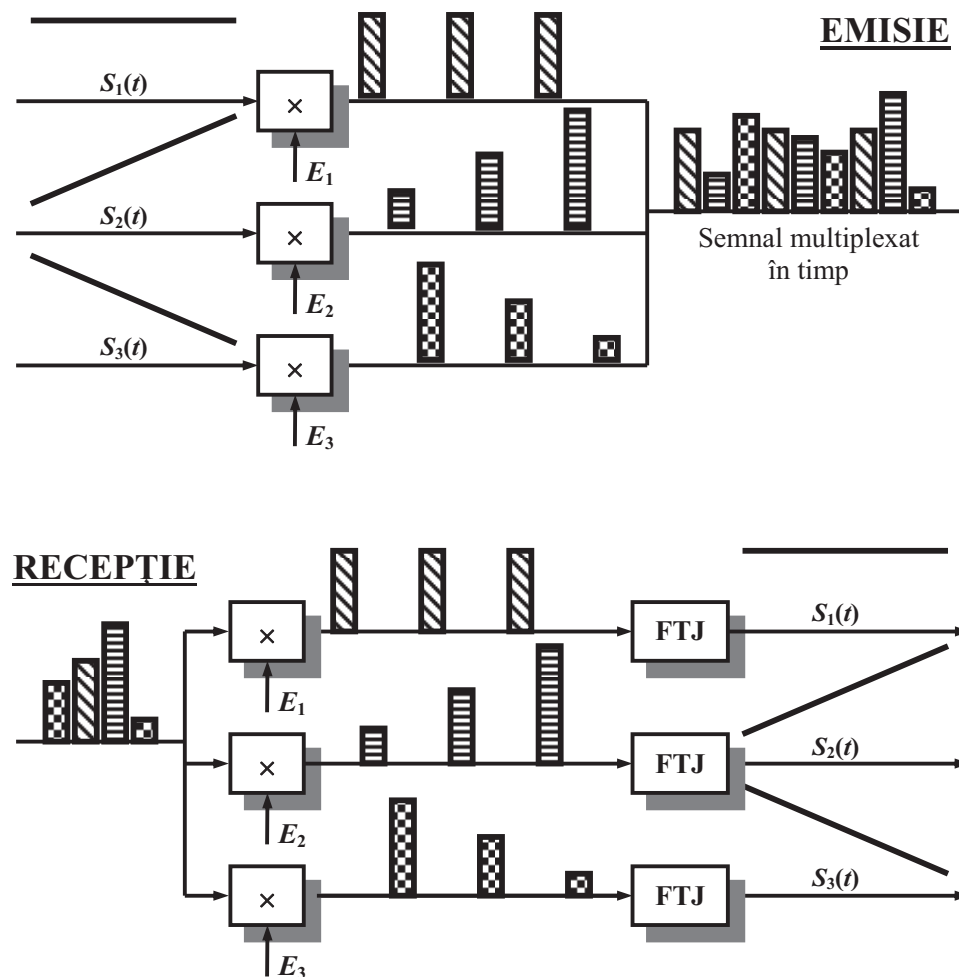


Fig.3.4. Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp.

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

[1] pag. 45, 48, 61

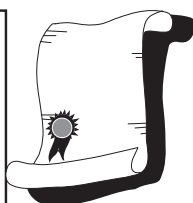
1/2

## Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

### 3. DISCRETIZAREA SEMNALULUI VOCAL

#### Subiecte

- 3.1. Definierea 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. Definierea 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 telefonia analogică, semnalul vocal este definit, ca semnalul limitat la **banda de frecvență 300 ÷ 3400 Hz**, ce se transmite în rețea. Pentru telefonia 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 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:

$$\tau \ll T_E (= 1/f_E = 125 \mu\text{s}), \quad (3.6)$$

## 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 telefonia numerică, cu multiplexare în timp, se folosesc semnale numite MIC (cu *modulația impulsurilor în cod*) sau PCM (*Pulse Code Modulation*), obținute prin:

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

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

$$D = f_E \times n = 8 \cdot 10^3 \times 8 = 64 \text{ kbiți/s.} \quad (3.8)$$

# 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 pașii de cuantizare inegali, ceea ce conduce la o eroare de cuantizare variabilă cu nivelul semnalului.

În comparație cu cuantizarea uniformă, cuantizarea neuniformă prezintă

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

### Capitolul 3 Discretizarea semnalului vocal

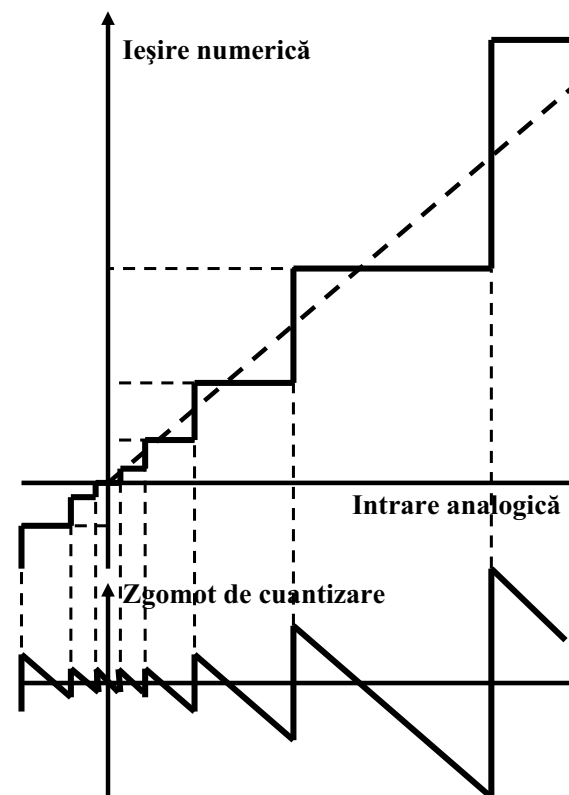


Fig. 3.7. Caracteristica de cuantizare neuniformă și zgomotul de cuantizare.

- 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.

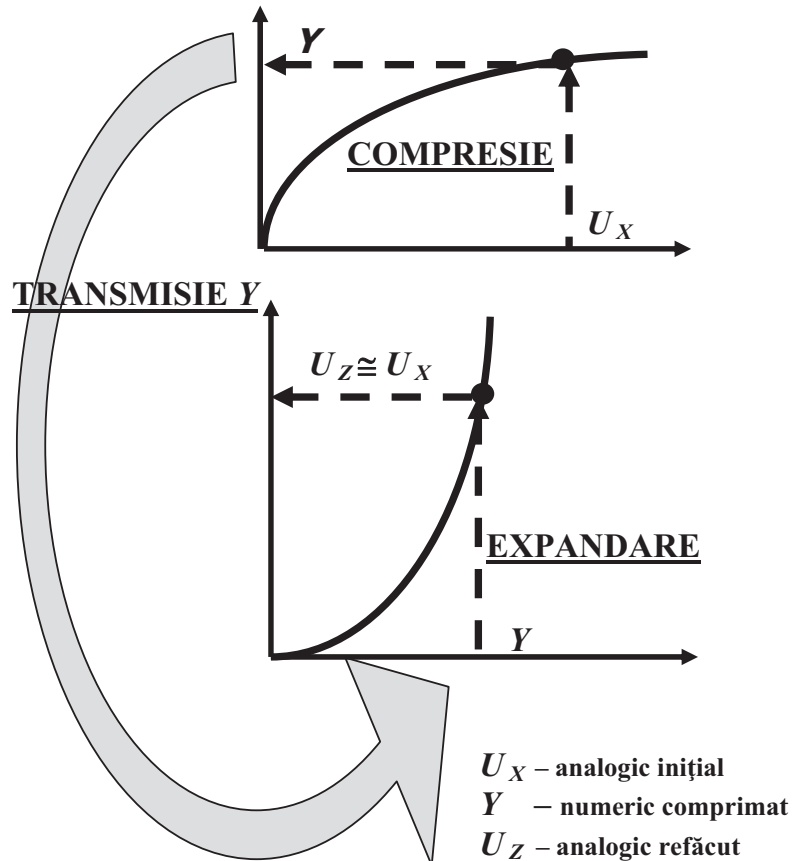


Fig. 3.9. Principiul transmisiei cu compandare.

## 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  $\mu$ , utilizată în S.U.A., Japonia.

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

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

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

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

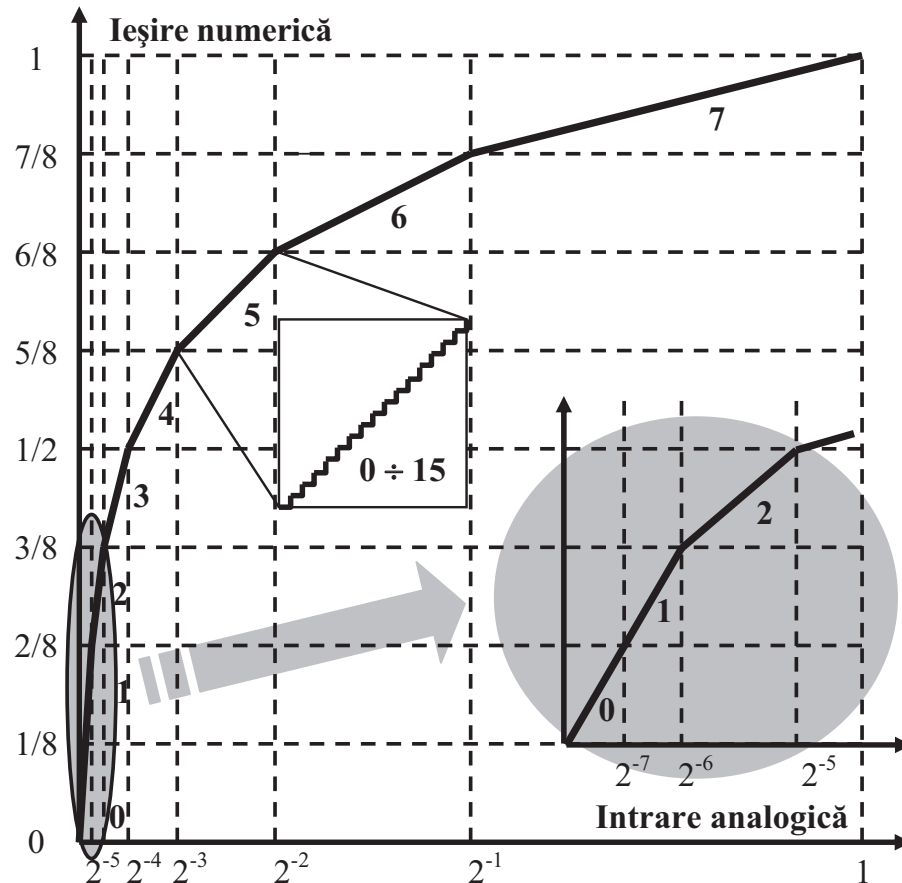


Fig. 3.10. Aproximarea prin segmente de dreaptă a legii de compresie A.

## 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 telefonia numerică, cu multiplexare în timp, se folosesc semnale numite MIC (cu *modulația impulsurilor în cod*) sau PCM (*Pulse Code Modulation*), obținute prin:

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

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

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

# 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.

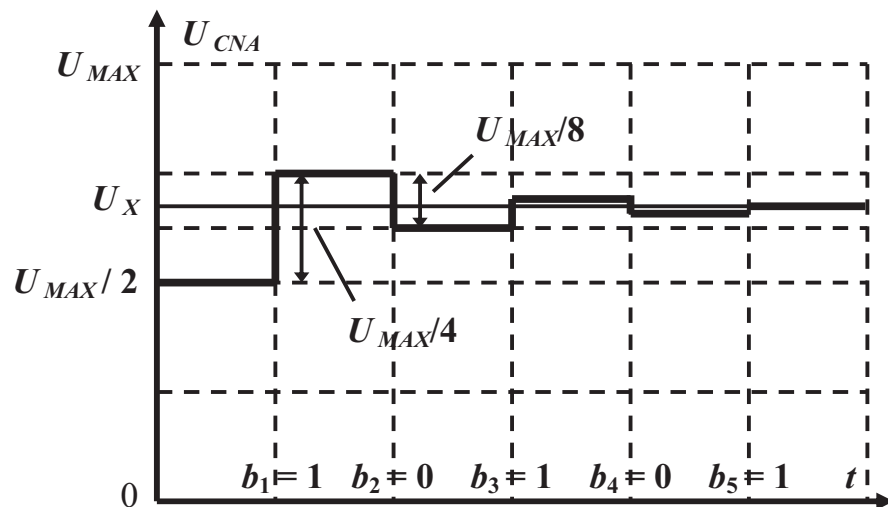


Fig.4.3. Principiul aproximării succesive cu un CAN liniar.

- 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 valoarea 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  **$b_1100.0000$** . 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  **$b_1b_210.0000$** , 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**.

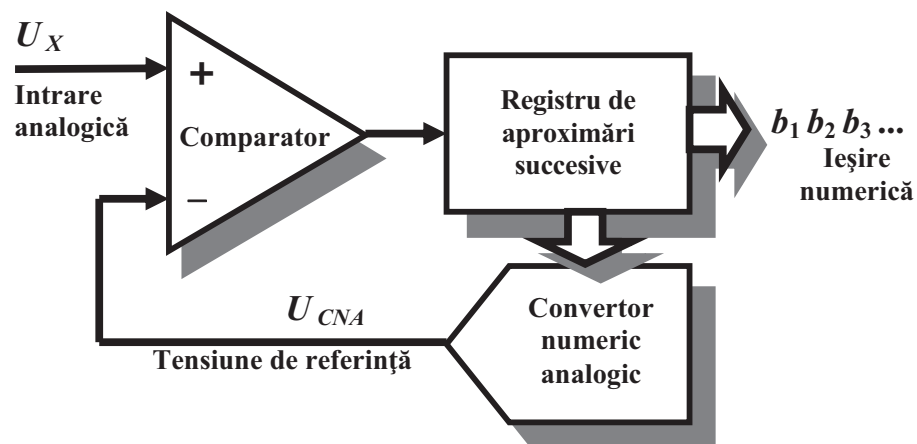


Fig.4.4. Schema bloc a unui CAN (liniar sau cu compresie).

# 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 **telefonie 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 :**

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

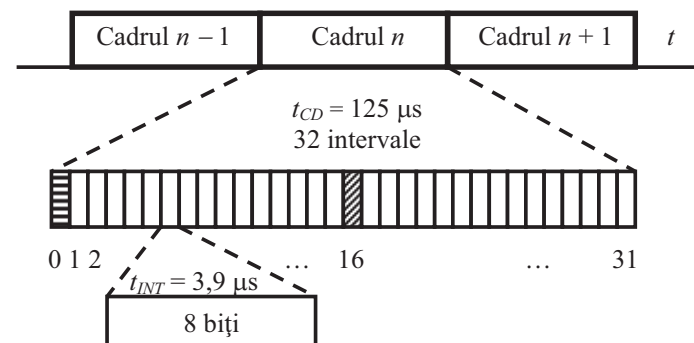


Fig.4.2. Structura și parametrii cadrului primar PCM.





# 10. Semnalizarea în cadrul PCM– multicadrul de semnalizări, [1] pag.75-76

## 4.6. Multicadrul de semnalizare

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

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

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

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

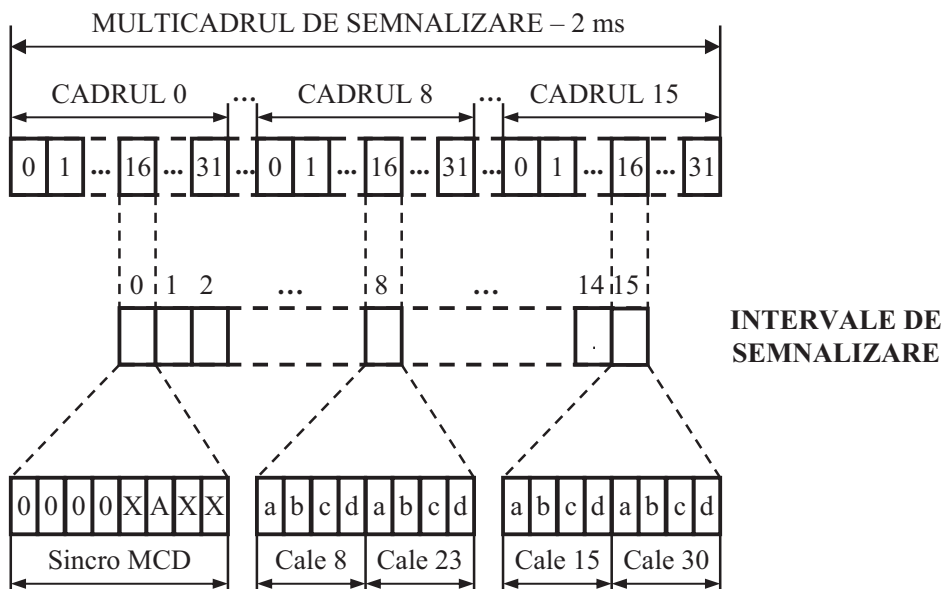


Fig.4.6. Organizarea multicadrului de semnalizare.

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

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

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

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

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

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



- 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 ?

# **TEHNOLOGII MULTIMEDIA**

**ANUL 4, SEMESTRUL 7**

## **1. Ce este o aplicație multimedia in viziunea moderna a lumii tehnologiei informatiilor?**

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 inseamnă 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

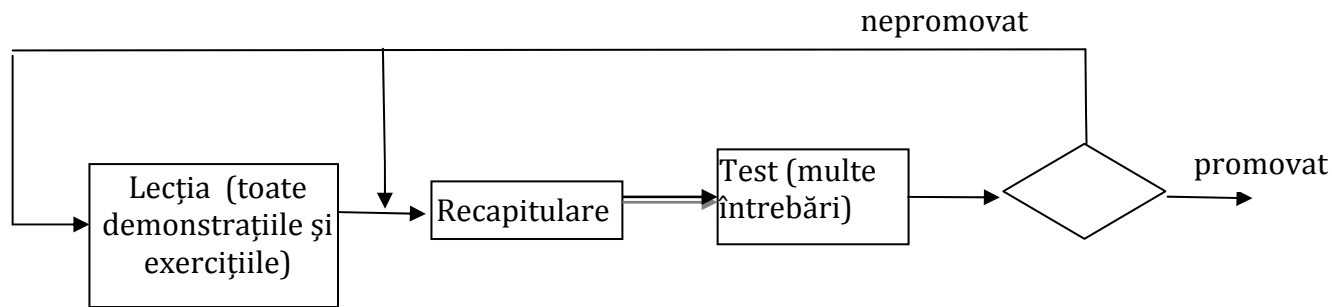
*(se considera raspuns corect enumerarea corecta cu definitia din prima propozitie)*

##### . Categorii de linkuri (legaturi)

- **Legaturi intrapagina:** cele care determina legaturi in pagina de web intre 2 pozitii diferite din pagina. Legaturile pastreaza aceeasi 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 infomatia 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 reprezintă World Wide Web, cine și unde l-a inventat ?**

Curs TMM – pag 24-26, 41-46

World Wide Web este o structură globală informațională de tip hypermedia, bazată pe rețeaua Internet (similară cu noțiunea de software).

WWW se bazează 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, Elveția. 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 și server web în 1990 și a definit noțiunile de URI, HTTP și HTML.

**7. Ce reprezinta Internetul si cum a fost format?**

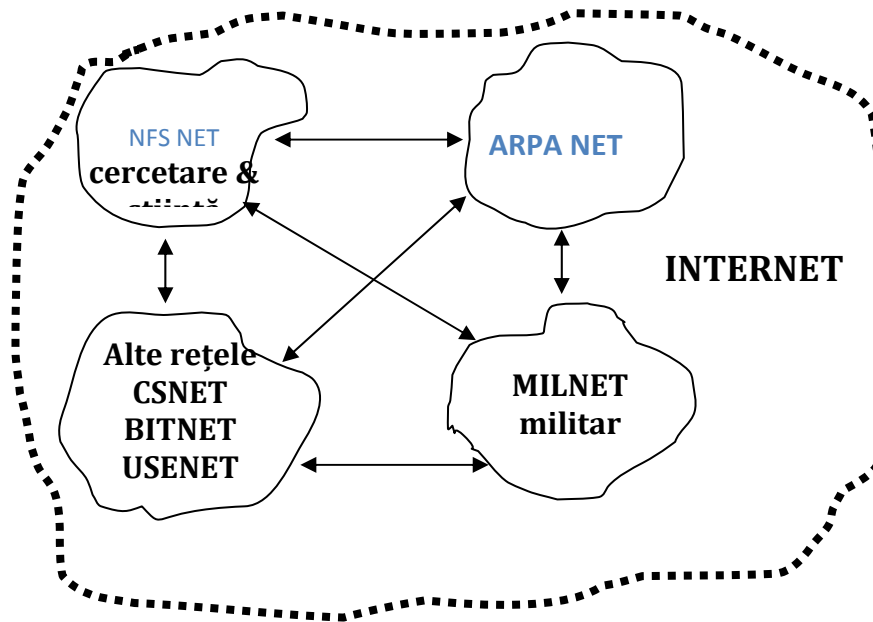
Curs TMM - pag 27 - 40

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.



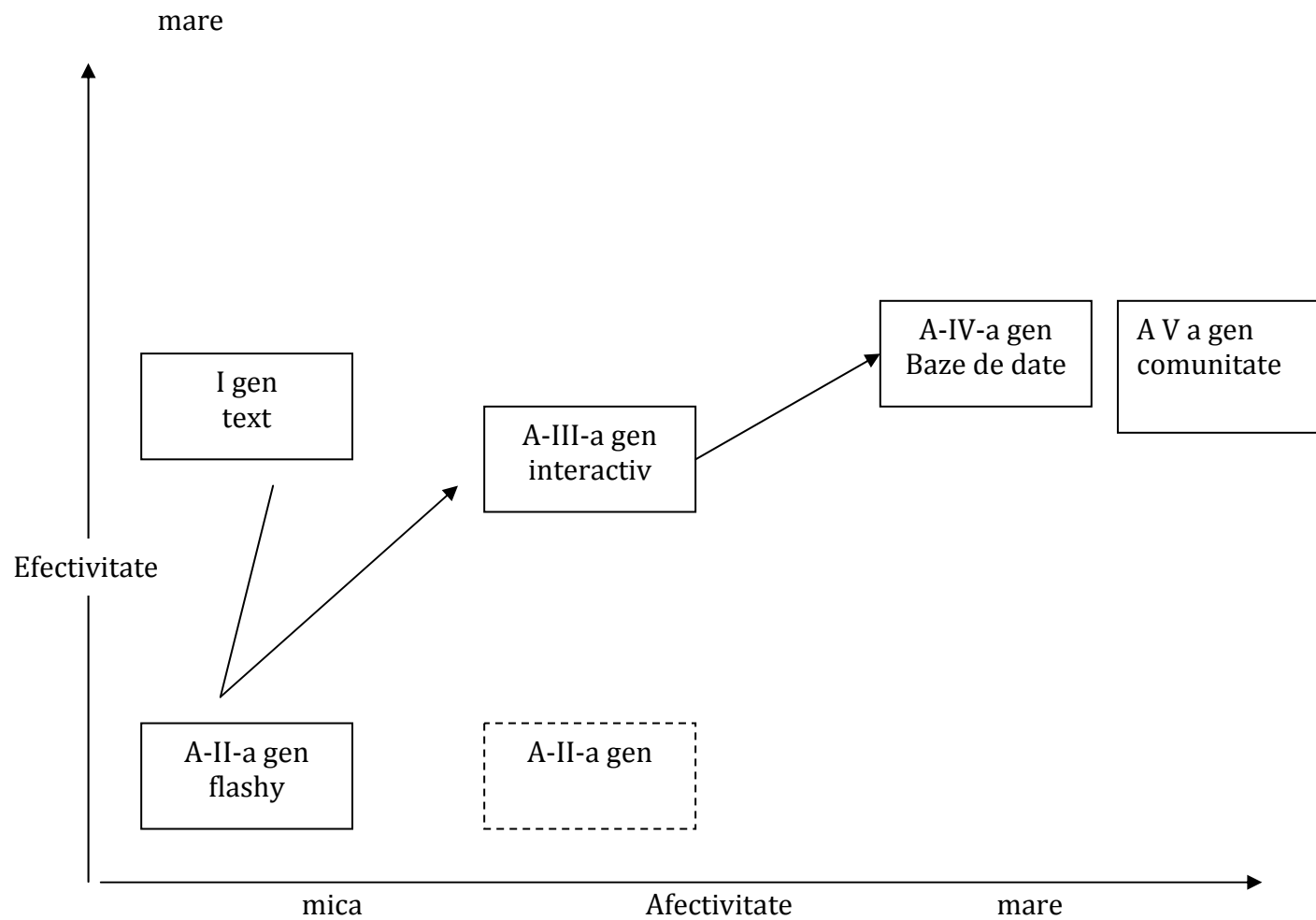
**8. Care sunt clasificările cunoscute de site web și exemplificați grafic aceste categorii?**

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 tiparite (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 'siet 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

# COMUNICAȚII MOBILE



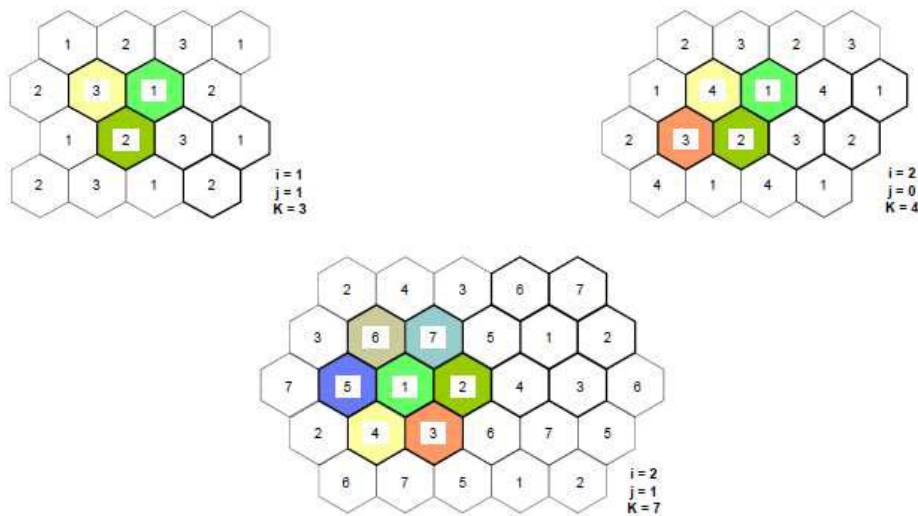
## COMUNICAȚII MOBILE

### 1. Ce se înțelege prin reutilizarea frecvențelor în rețelele celulare?

Reutilizarea frecvențelor reprezintă un concept fundamental în sistemele celulare. Pe baza lui, utilizatori din celule diferite pot folosi simultan aceeași frecvență de canal. În acest mod se îmbunătățește substanțial eficiența utilizării spectrului alocat dar, dacă sistemul nu este corect proiectat, pot apare interferențe puternice.

Într-un sistem celular reutilizarea frecvențelor se face pe baza unui model condiționat de raportul  $\sigma$ , dintre semnalul util și interferență.

Un anumit model de reutilizare a frecvențelor reprezintă o grupare de  $K$  celule care folosesc canale diferite. Această grupare, denumită cluster, trebuie să permită prin translatare acoperirea întregului teritoriu. Exemple de cluster:



În mod corespunzător, spectrul total de frecvențe alocat sistemului este divizat în  $K$  grupuri (sau subseturi) de frecvențe. Pentru acoperirea completă a teritoriului și păstrarea constantă a mărimum interferenței,  $K$  poate lua numai valorile ce rezultă din relația:

$$K = i^2 + ij + j^2,$$

unde  $i$  și  $j$  sunt numere naturale ce reprezintă pașii efectuați într-o rețea de celule hexagonale, pornind din centrul celulei de origine și urmărind direcții perpendiculare pe latura hexagoanelor până la celula destinație.

Exemple de valori posibile pentru  $K$  sunt:  $K = 3$  pentru  $i = 1, j = 1$ ;  $K = 7$  pentru  $i = 2, j = 1$ .

Distanța minimă la care o frecvență poate fi reutilizată depinde de numărul de celule ce utilizează același canal în vecinătatea celulei centrale, tipul de contur al zonei acoperite, înălțimea antenelor și puterea de emisie a stațiilor de bază. Dacă toate stațiile de bază emit cu aceeași putere și toate celulele au aceeași mărime, la un  $K$  dat se obține pentru  $D$  valoarea:

$$D = R\sqrt{3K}$$

Astfel se obțin următoarele valori (exemple):  $D = 3R$  pentru  $K = 3$ ;  $D = 4,58R$  pentru  $K = 7$  etc.

Creșterea lui  $K$  conduce la creșterea lui  $D$ , ceea ce micșorează Interferența de canal comun. Pentru reducerea șanselor de interferență, este de dorit un  $K$  cât mai mare. Pentru că numărul total de canale alocate este fix, dacă  $K$  este prea mare atunci numărul de canale  $N$ , ce revine fiecărei celule, va rezulta prea mic.

## 2. Ce tipuri de canale se folosesc în sistemul GSM?

Canalele care compun un cadru TDMA în sistemul GSM pot fi grupate în

- canale de trafic (TCH), folosite la transmiterea semnalului vocal sau a altor date de utilizator
- canale de control (CCH), folosite la transmiterea semnalizărilor sau folosite pentru sincronizare.

Canalele de trafic, notate TCH (Traffic Channels), asigură desfășurarea comunicației propriu zise de către utilizator. Pe aceste canale se pot transmite semnale vocale la 13 Kbps (TCH/Full Rate) sau 5,6 Kbps (TCH/Half Rate) sau date la debite cuprinse între 9,6 Kbps și 2,4 Kbps. Canalele de trafic ocupă cea mai mare parte a resurselor radio disponibile în sistem.

Canalele de control, notate CCH (Control Channels), pot fi accesate de mobile aflate atât în stare de așteptare cât și în timpul convorbirii.

Majoritatea acestor canale de control se transmit pe frecvența baliză în time-slot ul 0 sau 1, fiind organizate conform multicadrului de control.

Canalele de control sunt definite astfel încât, chiar dacă se află pe un canal de trafic TCH, mobilele active pot monitoriza în continuare canalele de control.

Canalele de control se împart în trei categorii de canale:

- canale de difuziune,
- canale de control comune,
- canale de control dedicate.

### a) Canalele de difuziune

BCCH (Broadcast Control Channel) canale de control de difuziune emit continuu, în downlink, informații de sistem incluzând identitatea stației de bază, alocarea frecvențelor și secvențele de salturi de frecvență FH. Sunt utilizate de stațiile mobile și pentru monitorizarea puterii stațiilor de bază, în eventualitatea unui handover.

FCCH (Frequency Correction Channel) și SCH (Synchronisation Channel) sunt folosite pentru sincronizarea mobilului la structura cadrului TDMA a unei celule, definind limitele perioadei de burst, și numerotarea intervalurilor temporale. Fiecare celulă dintr-o rețeaua GSM difuzează pe frecvența baliză, în time slot ul 0, un FCCH și un SCH, care sunt, prin definiție, cadrul numărul 0 și respectiv 1 dintr-un multicadru de control TDMA.

### b) Canalele de control comune

RACH (Random Access Channel) canale de acces aleatoriu folosite de stația mobilă pentru inițierea de legături.

PCH (Paging Channel) canal de căutare pentru apel către stația mobilă.

AGCH (Access Grant Channel) canal de alocare folosit pentru alocarea unui canal de control dedicat SDCCH unui mobil care solicită acces în rețea (în scopul de a obține un canal de trafic), urmând unei cereri prin RACH.

### c) Canalele de control dedicate

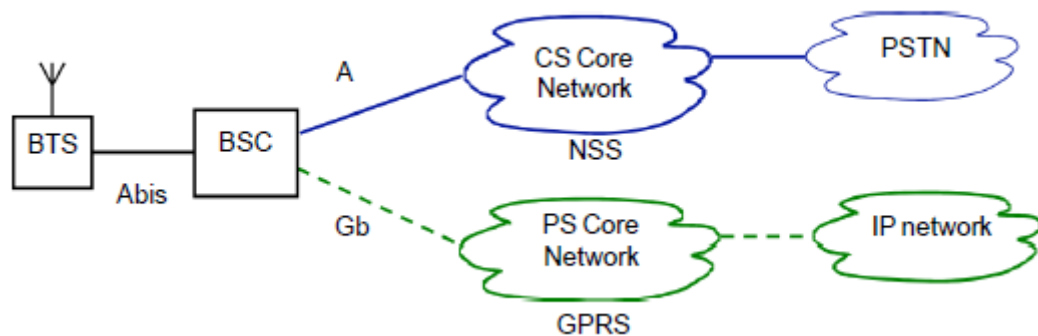
SDCCH (Stand alone Dedicated Control Channel) canal de control neasociat este utilizat pe durata inițierii unei legături pentru transmiterea unor informații de control și a mesajelor scurte SMS (time-slot 1 de pe baliză).

FACCH (Fast Associated Control Channel) și SACCH (Slow Associated Control Channel) canale de control asociate se transmit în multicadrul de trafic.

### 3. Cum se realizează introducerea serviciului de date GPRS în rețeaua GSM?

GPRS (General Packet Radio Service) este soluția dezvoltată pentru introducerea traficului de date. Pentru introducerea GPRS în rețeaua GSM, subsistemul de rețea NSS este păstrat în funcțiune pentru domeniul comutației de circuite, la care se adaugă un nou subsistem de rețea, GPRS, pentru domeniul comutației de pachete, care funcționează în paralel cu primul.

Rețeaua de acces radio BSS este utilizată în comun de cele două subsisteme.



Separarea traficului între domeniile CS și PS este realizată la nivel de BSC. În GPRS se aplică principiile rețelelor cu comutație de pachete pentru a transfera pachetele de date ale utilizatorilor între stații mobile și rețele externe de pachete de date PDN (Packet Data Network).

Cu scopul de a integra GPRS în arhitectura existentă a rețelelor GSM, subsistemul BSS a fost completat cu un nou element, denumit unitate de control pentru traficul de pachete de date sau PCU (Packet Control Unit).

De obicei, PCU este integrat în BSC și realizează separarea traficului de voce de traficul de date în pachete.

De asemenea, a fost introdusă o nouă clasă de noduri de rețea pentru gestionarea traficului în pachete. Aceste noduri sunt denumite noduri suport GPRS sau GSN (GPRS Support Node).

GSN urile sunt responsabile pentru livrarea și rutarea pachetelor de date între stațiile mobile și rețelele externe de pachete de date PDN.

Un nod suport GPRS server, denumit SGSN (Serving GPRS Support Node), este responsabil pentru livrarea pachetelor de date de la sau spre stațiile mobile din interiorul zonei sale de operare.

Sarcinile unui SGSN includ:

- rutarea și transferul pachetelor,
- managementul mobilității (atașarea la rețea, detașarea și managementul localizării),
- managementul legăturii logice,
- autentificarea și funcțiile de taxare.

SGSN comunică cu subsistemul BSS prin interfața Gb. Pentru comunicarea cu alte GSN-uri este folosită interfața Gn.

4. În ce constă metoda de împrăștiere spectrală folosită în sistemele CDMA și cum rejectează această tehnică interferențele de bandă îngustă?

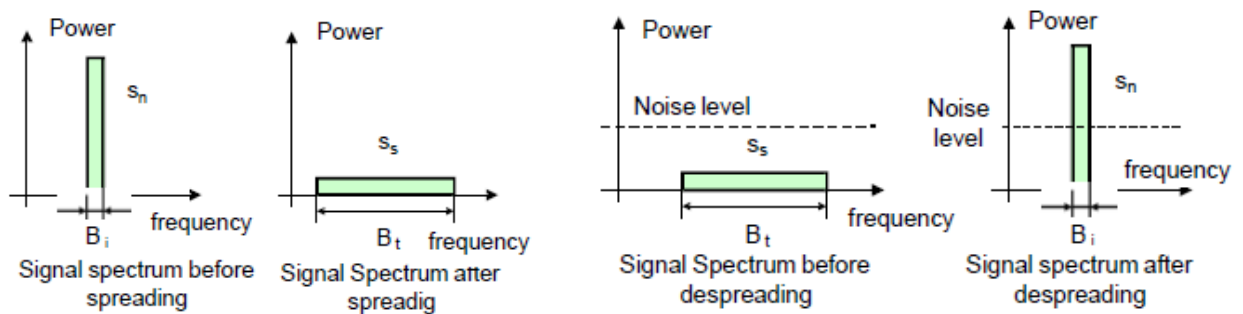
În cazul CDMA (Code Division Multiple Access), toți utilizatorii unui sistem radio operează în principiu pe aceeași frecvență nominală, folosind o transmisie cu spectru împrăștiat SS (Spread Spectrum).

Conceptul utilizat de sistemele SS este cel al împrăștierii spectrale deliberate a semnalului radio pe o bandă foarte largă de frecvențe. În urma transformării, puterea semnalului original este împrăștiată pe o bandă foarte largă de frecvențe, generând astfel un semnal cu o densitate de putere mult mai redusă.

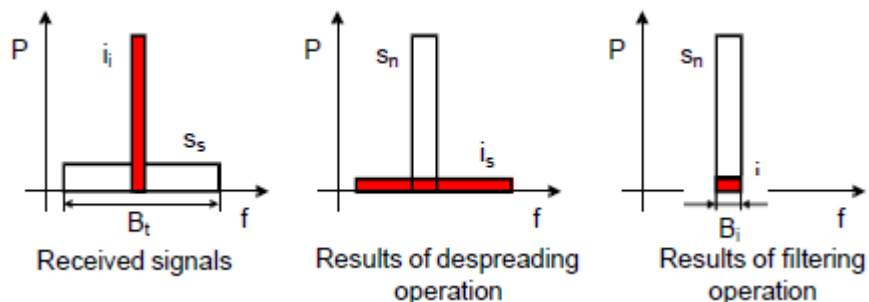
Raportul dintre banda de transmisie  $B_t$  și banda de bază  $B_i$  are o importanță deosebită în evaluarea unui sistem CDMA și se numește câștig de procesare al sistemului (processing gain) și se exprimă prin  $G_p = B_t / B_i$ .

Pentru a reconstitui semnalul purtător de informație în forma originală, receptorul corelează semnalul recepționat cu o replică a semnalului de cod, generată sincron la recepție. Procesul de recompresie spectrală de la recepție este efectuat înainte de demodulare.

Dacă semnalul recepționat se află sub nivelul zgomotului din canal, după recompresie se ajunge din nou la un raport semnal/zgomot supraunitar (pozitiv în dB).



Dacă la intrarea receptorului apare un semnal de interferență de bandă îngustă, în urma procesului de corelare cu semnalul de cod, puterea semnalului interferent va fi împrăștiată spectral, reducându-se astfel nivelul puterii de interferență în banda utilă.



## 5. Care sunt elementele componente și funcțiile rețelei de acces radio UTRAN în sistemul UMTS?

Rețeaua de acces radio UTRAN îndeplinește mai multe categorii de funcții:

Funcții privind controlul accesului în sistem (controlul admisiei, controlul congestiei, difuzarea informațiilor de sistem)

- Funcții de criptare și decriptare a informațiilor pe canalul radio (criptarea are loc în RNC)
- Funcții de mobilitate (transferul legăturilor între celule, realocarea subsistemelor radio care servesc un echipament mobil)
- Funcții legate de controlul și managementul resurselor radio (configurarea și operarea resurselor radio, supravegherea mediului radio, controlul puterilor de emisie, codarea și decodarea de canal pe interfața radio)
- Funcții legate de serviciile difuzate, de tip broadcast sau multicast.

Stația de bază Node B reprezintă un nod logic responsabil de emisia și recepția radio spre sau dinspre echipamentele mobile UE, dar care are un anumit rol și în managementul resurselor radio.

Funcțiile realizate de Node B sunt:

- execuția combinării sau distribuirii (cu macrodiversitate) și a transferului legăturilor (soft handover);
- codarea și decodarea canalelor de transport, detecția erorilor și informarea nivelelor superioare;
- multiplexarea canalelor de transport și demultiplexarea canalelor de transport compuse, distribuirea lor pe canale fizice, adaptarea debitelor (rate matching);
- ponderarea puterilor și combinarea canalelor fizice;
- modularea/demodularea și expandarea/compresia spectrală a canalelor fizice.

Controlerul stațiilor de bază RNC are rolul să realizeze controlul resurselor radio din domeniul său (adică pentru toate stațiile Node B atașate), să asigure controlul conexiunilor cu terminalele mobile UE, prin interfața Uu, și să furnizeze servicii către rețeaua centrală CN.

Funcțiile realizate de RNC sunt:

- managementul resurselor de transport pe interfața Iub;
- controlul resurselor logice ale Nodurilor B;
- managementul informațiilor de sistem și programarea difuzării acestora;
- managementul traficului pe canalele comune;
- combinarea sau distribuirea (cu macrodiversitate) fluxurilor de date transferate prin intermediul mai multor Noduri B;
- transferul legăturilor (soft handover);
- alocarea codurilor de împărțire spectrală (canalizare sau spreading) pe legătura descendentă;

RNC urile îndeplinesc funcții de transfer de date și funcții de control. RNC ul de control (Controlling RNC) deține controlul general asupra unui grup de celule și al stațiilor de bază aferente. RNC ul care gestionează conexiunea unui mobil este SRNC (Serving RNC). Dacă o conexiune cu un anumit UE necesită utilizarea unor resurse dintr-o celulă subordonată altui RNC, acesta vine în sprijinul SRNC și îndeplinește rolul de DRNC (Drift RNC).

În funcție de situație (deplasarea UE), este posibilă schimbarea legăturii cu CN, astfel încât SRNC să devină DRNC, iar unul din DRNC-uri să devină SNRC. Această procedură este denumită realocare de SRNC (SRNC relocation).

## 1. Problema 1

Într-o celulă GSM se folosesc 3 frecvențe identificate prin  $ARFCN_1 = 22$ ,  $ARFCN_2 = 47$  și  $ARFCN_3 = 61$

- calculați frecvențele exacte folosite pentru uplink și downlink
- ce valoare are frecvența baliză?
- câte mobile pot vorbi simultan în celulă?

### Rezolvare

a)

Frecvența uplink pentru un canal este

$$f_n = [890,2 + (n - 1) \cdot 0,2] \text{ MHz}$$

iar frecvența downlink este

$$f_n = [935,2 + (n - 1) \cdot 0,2] \text{ MHz}$$

unde  $n = ARFCN$ .

Înlocuind valorile date pentru ARFCN în cele două formule se obține:

Uplink:  $f_{1u} = 894,4\text{MHz}$ ,  $f_{2u} = 899,4\text{MHz}$ ,  $f_{3u} = 902,2\text{MHz}$ ,

Downlink:  $f_{1d} = 939,4\text{MHz}$ ,  $f_{2d} = 944,4\text{MHz}$ ,  $f_{3d} = 947,2\text{MHz}$ ,

b)

Frecvența baliză este cea mai mică dintre frecvențele folosite în downlink, adică  $f_{1d} = 939,4\text{MHz}$

c)

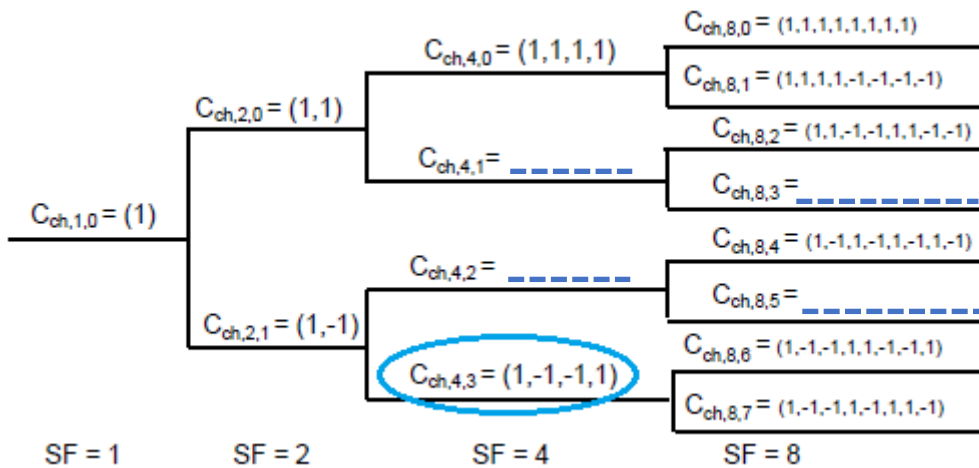
Pe fiecare frecvență folosită într-o celulă GSM se folosește accesul multiplu cu diviziune în timp (TDMA) și există câte 8 time-sloturi.

Pe frecvența baliză primele două time-sloturi sunt rezervate pentru semnalizări iar celelalte 6 sunt disponibile pentru canale de trafic TCH. Pe celelalte frecvențe din celulă toate cele 8 time-sloturi sunt folosite pentru canale de trafic.

În celula din problemă există în total  $6 + 8 + 8 = 22$  canale TCH, deci 22 de mobile pot vorbi simultan.

## 2. Problema 2

Completați în figură codurile de tip OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factors) care lipsesc. Dacă codul încercuit este atribuit, marcați pe figură codurile care nu se mai pot folosi și explicați de ce nu se mai pot folosi aceste coduri.

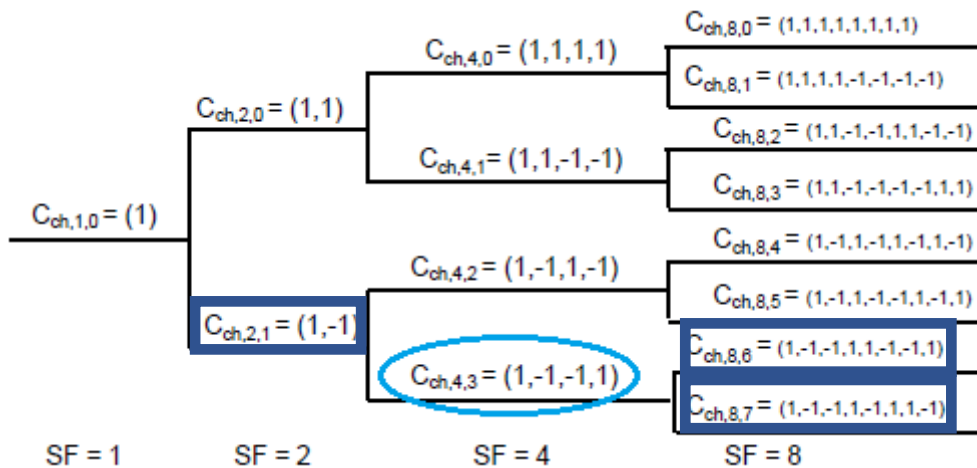


Rezolvare

Codurile OVSF se pot genera folosind transformarea Hadamard modificată conform relațiilor:

$$C_{Ch,1,0} = 1; \begin{bmatrix} C_{Ch,2,0} \\ C_{Ch,2,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{Ch,1,0} & C_{Ch,1,0} \\ C_{Ch,1,0} & -C_{Ch,1,0} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} C_{Ch,4,0} \\ C_{Ch,4,1} \\ C_{Ch,4,2} \\ C_{Ch,4,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{Ch,2,0} & C_{Ch,2,0} \\ C_{Ch,2,0} & -C_{Ch,2,0} \\ C_{Ch,2,1} & C_{Ch,2,1} \\ C_{Ch,2,1} & -C_{Ch,2,1} \end{bmatrix} \dots$$

Aplicând aceste transformări se obțin codurile cerute:



Codurile care nu se mai pot folosi sunt acele coduri care provin din codul deja alocat, adică cele pentru care codul alocat este rădăcină, respectiv toate codurile de la cel alocat până la rădăcina arborelui. Codurile aflate pe același nivel de SF sunt ortogonale între ele, dar nu există ortogonalitate între un cod și cele care provin din acesta, respectiv între un cod și codurile din care acesta provine, până la rădăcina arborelui.