

Radiocomunicații

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

1.4.2. EFECTUL SUPRAFETEI TERESTRE ASUPRA PROPAGĂRII

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

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

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

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

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

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

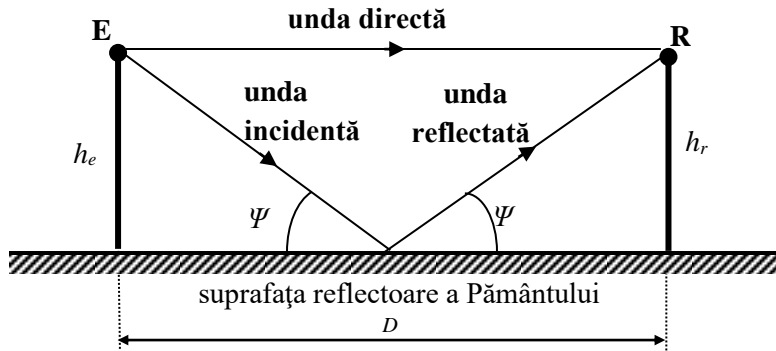


Fig.1.17. Legătură radio cu reflexie la sol.

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

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

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

$$\approx D \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_R + h_E}{D} \right)^2 - 1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{h_R - h_E}{D} \right)^2 \right] \approx \frac{2 \cdot h_E \cdot h_R}{D} \quad (1.16)$$

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

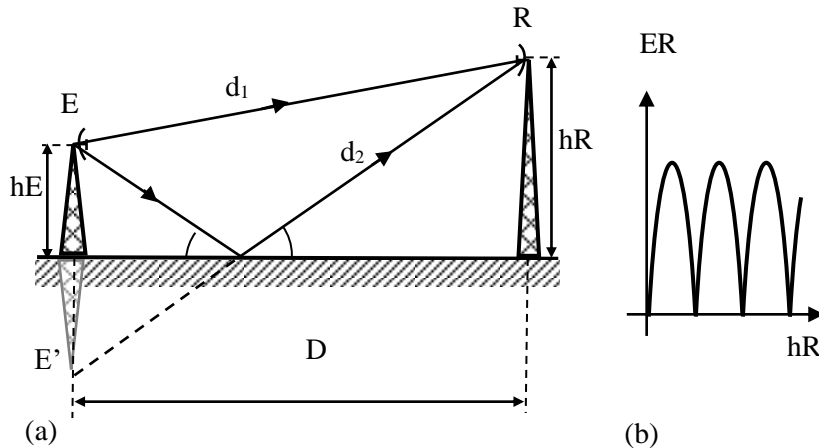


Fig.1.20. Interferența cu reflexie la sol:

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

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

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

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

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

2. Definiți caracteristica de directivitate pentru o antenă și exemplificați pe caracteristica de directivitate a antenei dipol unghiul de deschidere în planul E. (Radiocomunicații. Fundamente – pag.82-83, 104)

1.1.1. Directivitatea

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

Antena nu distribuie uniform în spațiu puterea radiată, intensitatea radiației variind cu direcția (φ, θ). Antena reală, anizotropă, prezintă, de obicei, o axă pe direcția căreia puterea radiată este

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

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

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

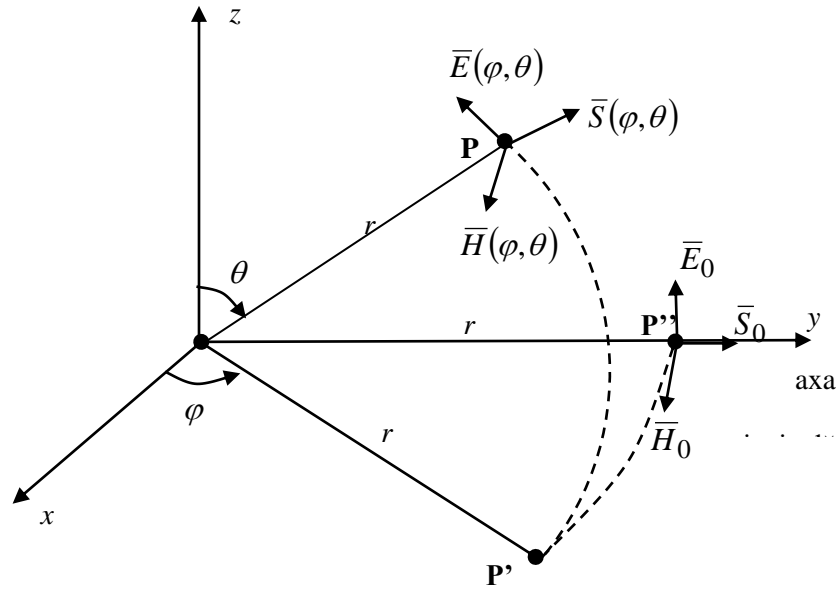


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

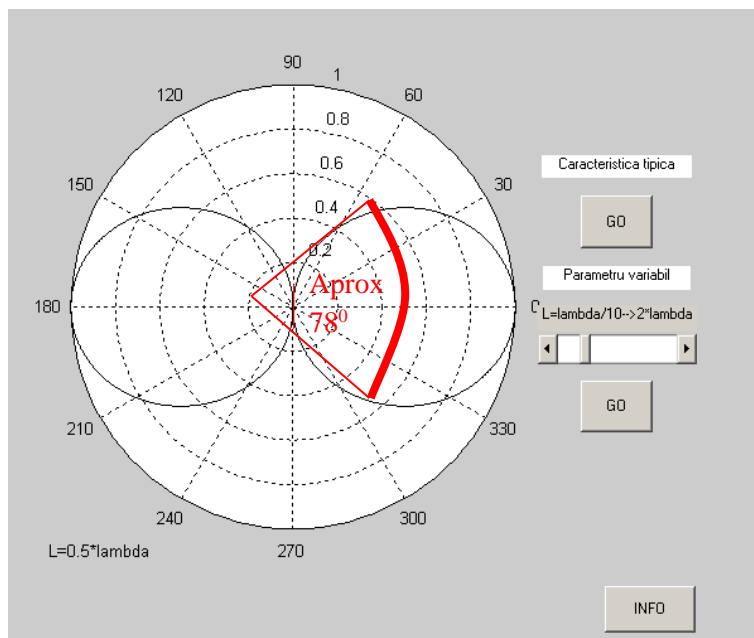


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

1.1.2. Înălțimea efectivă

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

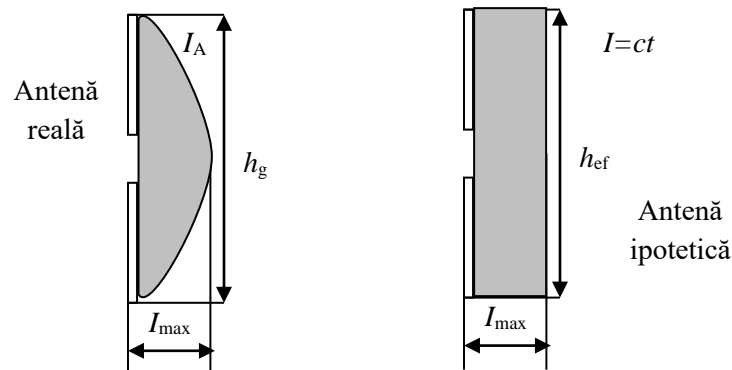


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

1.1.3. Suprafața efectivă

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

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

unde λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței undei radiate.

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

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

unde η are valori cuprinse în domeniul (0,5 ÷ 0,8).

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

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

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

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

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

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

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

4. Enumerați principalele caracteristici ale dipolului în $\lambda/2$. Cum se poate modifica impedanța acestuia și care este cea mai utilizată formă cu impedanța modificată? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.102-108)

1.1.4. Dipolul în $\lambda/2$

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

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

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

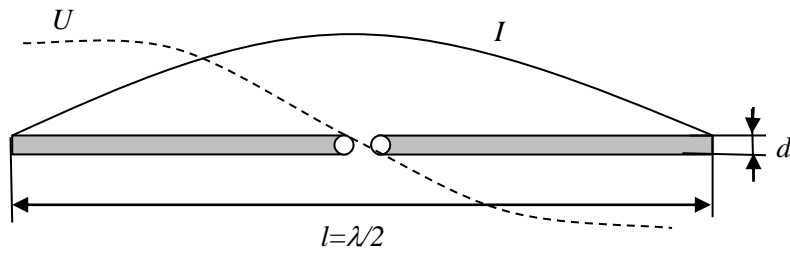


Fig. 2.12. Dipolul în $\lambda/2$.

Conform relației 2.56 câmpul electric în regiunea de radiație este:

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

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

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

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

și este reprezentată în figura 2.14.

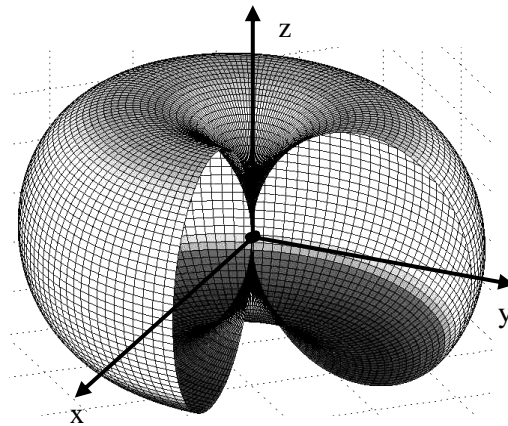


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în $\lambda/2$.

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

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

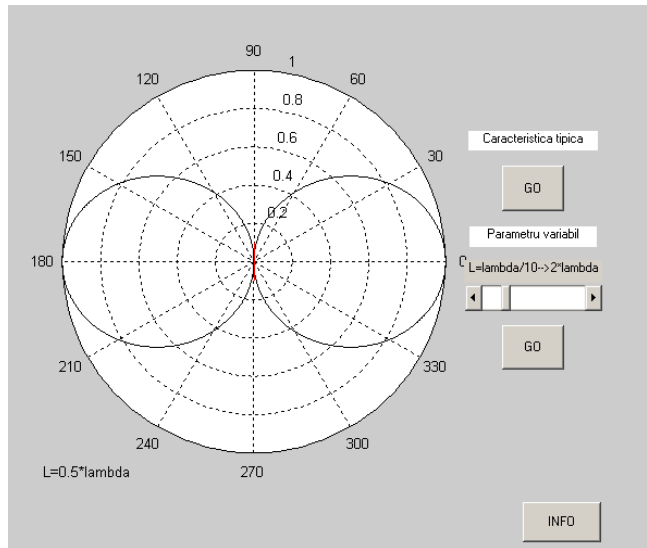


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

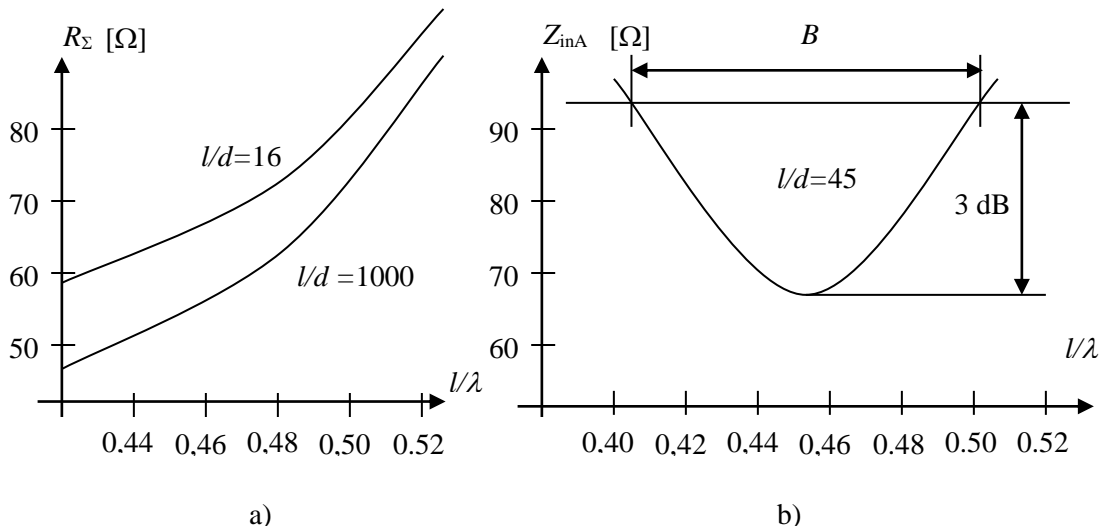


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în $\lambda/2$.

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

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

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

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

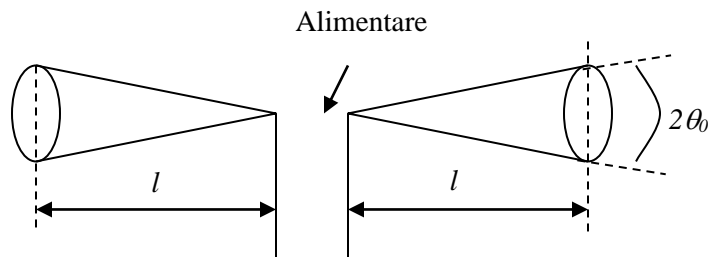


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

Forma caracteristicii de directivitate depinde în principal de lungimea l a fiecăruia din cele două conuri. Unghiul θ_0 influențează deschiderea lobului principal. De exemplu, pentru $\theta_0 = 30^\circ$ dipolul biconic în $\lambda/2$ are o deschidere a lobului principal de circa 100° . Datorită variației permanente a diametrului secțiunii transversale (forma conică a brațelor dipolului biconic este conformă cu unul din principiile de realizare a antenelor independente de frecvență) banda de frecvență a acestor antene, deși nu este la fel de mare ca a antenelor independente de frecvență, este destul de largă, ajungând la un raport f_{\max}/f_{\min} de aproximativ 10.



Fig. 2.17. Antena dipol cu discuri conductoare.

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

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

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

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

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

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

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

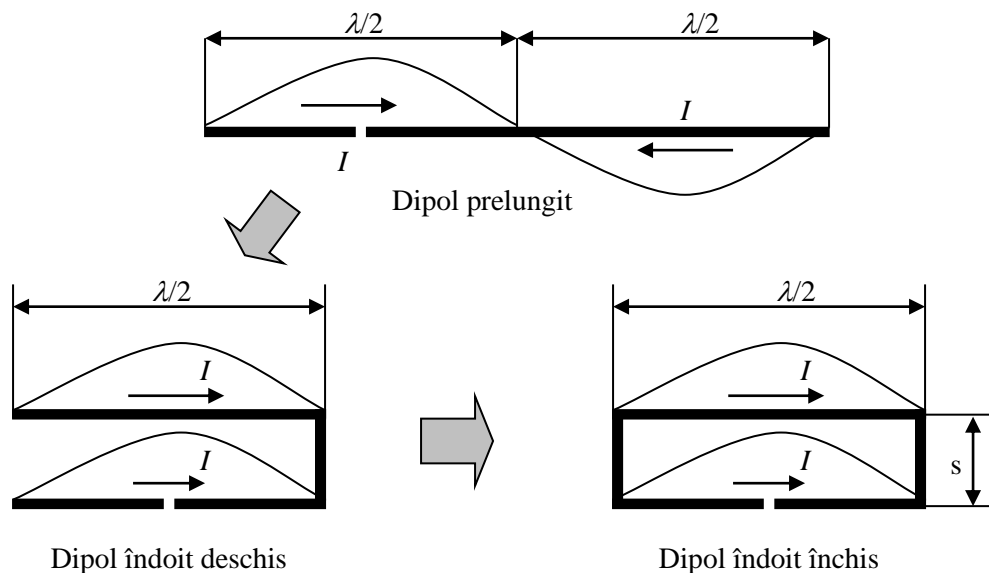


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

Transformările de impedanță se realizează conform relației:

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

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

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

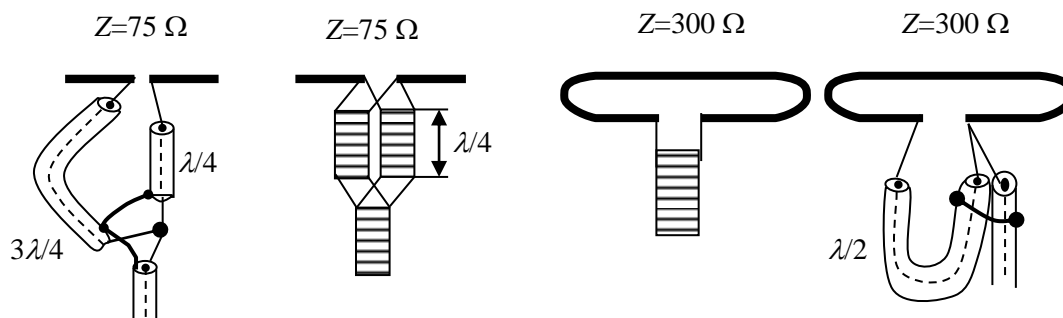


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

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

1.1.5. Antena log-periodică

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

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

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

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

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

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

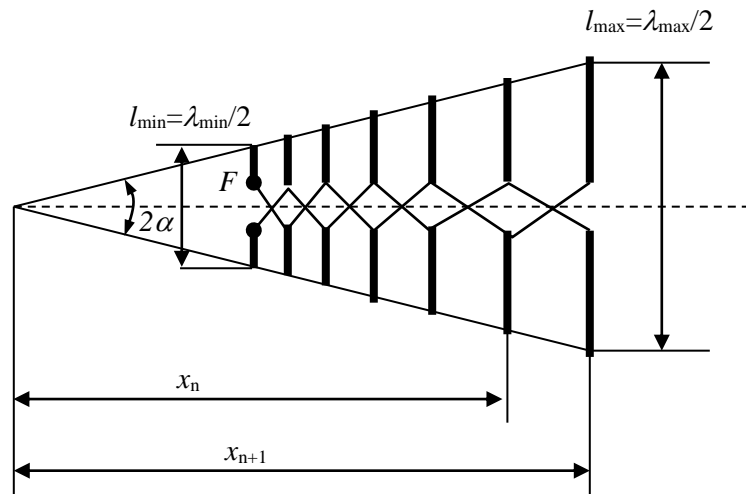


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

PROBLEME

A. Pentru o legătură radio între două antene, se cunosc: $P_e = 10 \text{ W}$, $P_r = 10 \mu\text{W}$, $G_e = 23 \text{ dB}$, $G_r = 14 \text{ dB}$, $f = 100 \text{ MHz}$, $h_e = 20 \text{ m}$, $h_r = 5 \text{ m}$. Determinați distanța pe care se poate realiza transmisia. Există undă LOS în acest caz? Justificați răspunsul.

B. Cu ajutorul unui radioreceptor supradină ce utilizează modulația de amplitudine dorim să recepționăm frecvențele curpinse între 0,6 MHz și 1,5 MHz. Care este banda de acord a oscilatorului local precum și banda frecvențelor imagine. Dar dacă banda de recepție este cuprinsă între 0,6 MHz și 1,6 MHz, ce se întâmplă în acest caz? Justificați răspunsul.

A. $P_e/P_r = a_p/(G_e \cdot G_r)$, $a_p = (4 \cdot \pi \cdot r/\lambda)^2$
 $G_e[\text{dB}] = 10 \cdot \log(G_e) \Rightarrow G_e = 10^{(G_e[\text{dB}]/10)} = 199,52$
 $G_r[\text{dB}] = 10 \cdot \log(G_r) \Rightarrow G_r = 10^{(G_r[\text{dB}]/10)} = 25,11$
 $\Lambda = c/f = (3 \cdot 10^8 [\text{m/s}]) / (100 \cdot 10^6 [1/s]) = 3 \text{ m}$
 $10[\text{W}] / 10 [\mu\text{W}] = [(4 \cdot \pi \cdot r/3)^2] / 199,52 \cdot 25,11$
 $r = 16,9 [\text{km}]$
 $D_{\text{max}} = 3,57 \cdot [(h_e)^{1/2} + (h_r)^{1/2}] = 23,94 [\text{km}]$
 Deoarece $D_{\text{max}} > r \Rightarrow$ există undă LOS între cele 2 antene.

B. $f_{rf} = 0,6 - 1,5 \text{ MHz}$

$f_{if} = 455 \text{ kHz}$

$f_{ol} > f_{rf} \Rightarrow f_{ol} = f_{rf} + f_{if}$

$f_{ol} = 1,055 - 1,955 \text{ MHz}$

$f_{imag} = f_{ol} + f_{if}$

$f_{imag} = 1,51 - 2,41 \text{ MHz}$

Nu se pune problema rejecției frecvențelor imagine deoarece banda frecvențelor imagine nu se suprapune cu banda frecvențelor recepționate.

Dacă banda frecvențelor recepționate este cuprinsă între 0,6 MHz și 1,6 MHz:

$f_{ol} = 1,055 - 2,055 \text{ MHz}$

$f_{imag} = f_{ol} + f_{if}$

$f_{imag} = 1,51 - 2,51 \text{ MHz}$

În acest caz, sunt necesare implementarea metodelor de rejecție a frecvențelor imagine deoarece banda frecvențelor imagine se suprapune cu banda frecvențelor recepționate.

Comunicații de Date

Teorie:

1. La ce servește scramblerul ?

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

2. Care sunt caracteristicile modulației de frecvență pentru transmisiile de date ?

R: - Modulația de frecvență permite detecția necoerentă, deci echipamentul este simplu și ieftin.

- Semnalul este rezistent la perturbații, independent de atenuarea canalului, iar puterea transmisă este constantă, independentă de puterea semnalului modulator.
- Necesarul de bandă de frecvențe este mare.
- Se folosește la modemuri pentru transmiterea de viteze mici, pe linii telefonice.

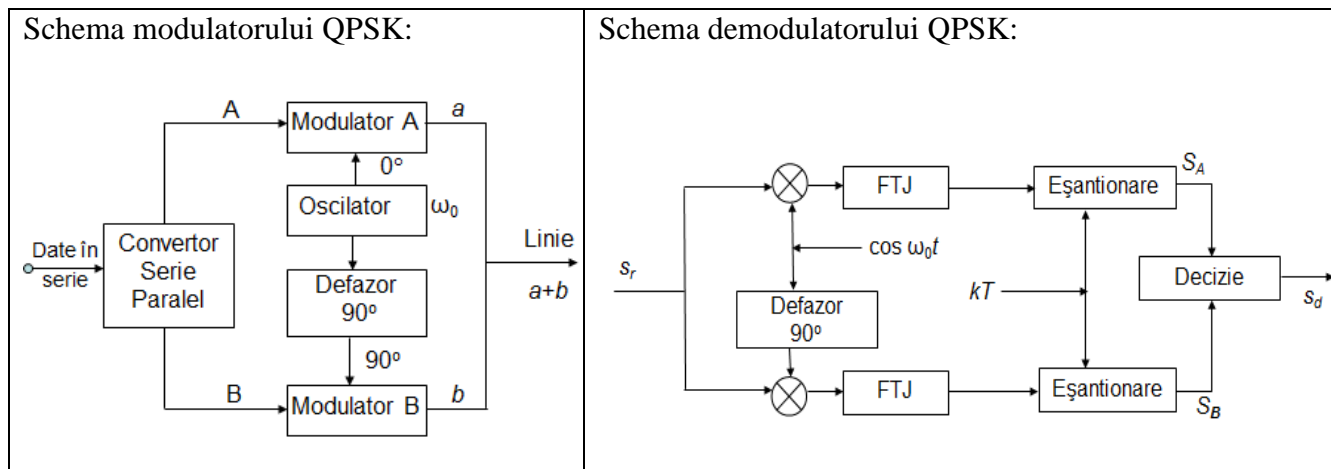
3. Care sunt caracteristicile modulației de fază pentru transmisiile de date ?

R: - Semnalele cu modulația de fază ocupă o bandă mai îngustă decât cele cu modulație de frecvență și necesită o putere de vârf mai mică decât cele cu modulație de amplitudine multinivel.

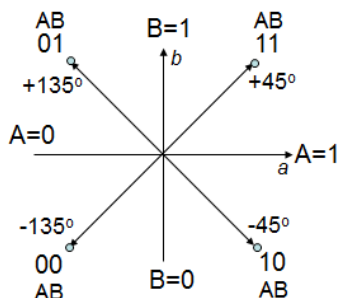
- Se poate folosi detecția coerentă, ceea ce duce la transmisiuni de cea mai bună calitate, dar și detecția necoerentă, fără scăderi importante de calitate.
- Îmbină avantajele modulației de amplitudine și de frecvență.
- Se folosește când se dorește transmiterea a mai mult de un simbol binar într-un interval elementar Nyquist.

4. Reprezentați pentru modulația de fază în cuadratură (QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*) schema modulatorului, schema demodulatorului și constelația.

R:



Constelația QPSK:



5. Ce este USB ?

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

Probleme:

P.1 Pentru generarea unei caracteristici de tip \cos^2 se utilizează un filtru transversal. Se consideră $T=6s$. Se cere expresia funcției de transfer.

Rezolvare:

Pulsauția de tăiere a filtului ideal este $\omega_0 = \frac{\pi}{T}$, iar expresia funcției de transfer a filtului \cos^2 :

$$G(\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{\omega_0} \cdot \cos^2 \frac{\pi\omega}{4\omega_0}; & |\omega| \leq 2\omega_0 \\ 0; & \text{in rest.} \end{cases}$$

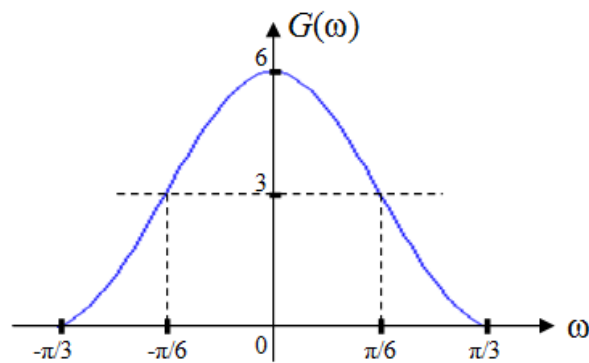
$$\left. \begin{aligned} \omega = 2\pi f &\Rightarrow f = \frac{\omega}{2\pi} \\ &\Rightarrow T = \frac{2\pi}{\omega} \end{aligned} \right\} \Rightarrow T = \frac{2\pi}{2\omega_0} = \frac{\pi}{\omega_0} \left. \begin{aligned} &\Rightarrow \frac{\pi}{\omega_0} = 6 \Rightarrow \omega_0 = \frac{\pi}{6} \end{aligned} \right\}$$

$$T = \frac{1}{f} \quad \omega = 2\omega_0 \quad \text{dar } T=6s$$

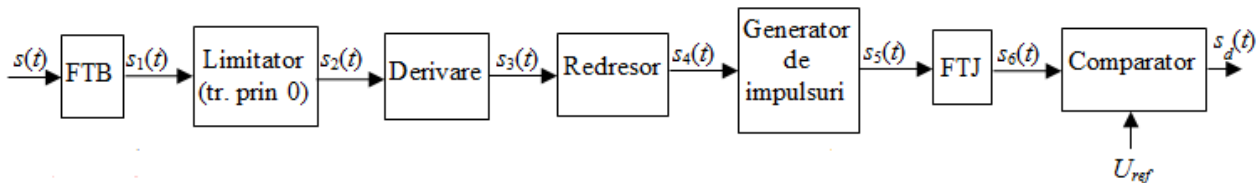
Rezultă expresia funcției de transfer:

$$G(\omega) = \begin{cases} 6 \cdot \cos^2 \frac{3\omega}{2}; & |\omega| \leq \frac{\pi}{3} \\ 0; & \text{in rest.} \end{cases}$$

- Pentru: $\omega = 0 \Rightarrow \cos^2 0 = 1 \Rightarrow G(\omega) = 6$;
- Pentru: $\omega = \frac{\pi}{6} \Rightarrow \cos^2\left(\frac{3}{2} \cdot \frac{\pi}{6}\right) = \cos^2 \frac{\pi}{4} = \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = \frac{2}{4} = \frac{1}{2} \Rightarrow G(\omega) = 6 \cdot \frac{1}{2} = 3$;
- Pentru: $\omega = \frac{\pi}{3} \Rightarrow \cos^2\left(\frac{3}{2} \cdot \frac{\pi}{3}\right) = \cos^2 \frac{\pi}{2} = 0 \Rightarrow G(\omega) = 0$.



P.2 Se consideră demodulatorul MF din figura următoare:



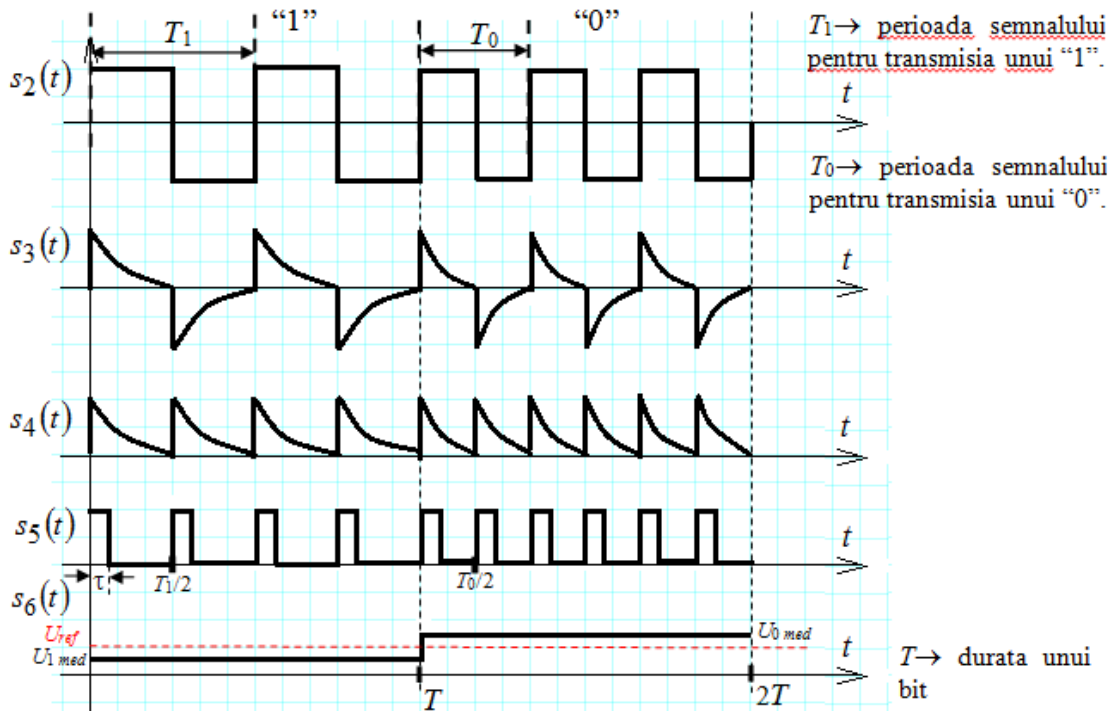
Viteza de transmisie este de 300 Baud, iar frecvențele sunt pentru :

- “1” : $f_1=1650$ Hz;
- “0” : $f_0=1850$ Hz;

Să se reprezinte semnalele $s_2(t) \div s_6(t)$ și să se calculeze lățimea τ_{\max} a impulsurilor furnizate de generatorul de impulsuri din schema de mai sus.

Rezolvare:

Limitatorul formează impulsuri dreptunghiulare, $s_2(t)$, ce sunt derivate $s_3(t)$ și apoi redresate $s_4(t)$.



$\tau_{\max} = \frac{T_{\min}}{2}$, pentru că $T_{\min}/2$ este de fapt ritmul de generare a impulsurilor.

$$\tau_{\max} = \frac{T_{\min}}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_{\max}} = \frac{T_0}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_0} = \frac{1}{2 \cdot 1850} = 270 \mu s .$$

COMUNICATII MOBILE

1. Definiți sistemul de comunicații mobile și explicați conceptul de mobilitate.
2. Explicați principiul protocoalelor cu acces programat
3. Prezentați arhitectura rețelei GSM și precizați rolul echipamentelor din schemă.
4. Realizați o clasificare a terminalelor utilizate în rețeaua GPRS
5. Prezentați evoluția rețelei UMTS.

Rezolvari:

1. Sistemele de radiocomunicații mobile (RCM) reprezintă o categorie distinctă de sisteme de comunicații radio, destinată realizării de legături de comunicație între o unitate mobilă și un terminal fix sau între două unități mobile. Rețelele mobile se deosebesc de rețelele fixe prin faptul că ultimul segment al conexiunii (last mile) se bazează pe tehnici de transmisie radio. În cadrul unui sistem RCM, un utilizator sau abonat, care dispune de un terminal adecvat, poate obține o legătură de comunicație pentru trimiterea sau primirea unui mesaj, pentru efectuarea unei convorbiri, sau pentru comunicația de date. Aceste servicii se pot obține în timpul staționării sau al unei deplasări pe care o efectuează în interiorul unei zone de acoperire cu semnal radio, zonă în care sistemul respectiv este operant. Conceptul de mobilitate presupune 3 aspecte:

1. Mobilitatea terminalelor = abilitatea unui terminal de a accesa o rețea și toate serviciile oferite de aceasta, indiferent de locul în care se află, în repaus sau în mișcare, precum și abilitatea rețelei de a identifica, localiza și contacta terminalul pentru a-i furniza serviciile sale.

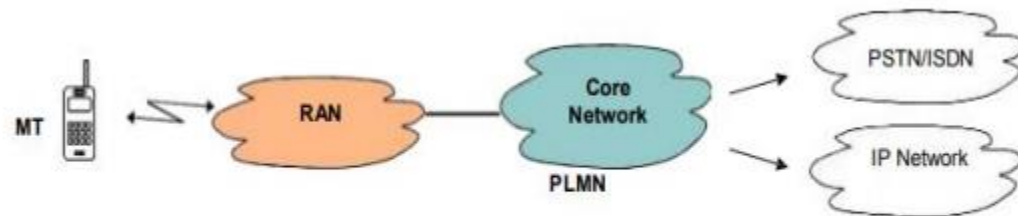
2. Mobilitatea personală = posibilitatea unui utilizator de a accede la serviciile de telecomunicații de la orice terminal, pe baza unui identificator personal de telecomunicații.

3. Mobilitatea serviciilor = posibilitatea unui utilizator de a obține același serviciu, în concordanță cu profilul său de servicii la care este abonat, în diferite puncte ale unei rețele sau de la o rețea la alta.

Sistemele RCM sunt organizate în rețele de dimensiuni mai mici sau mai mari, în funcție de:

- destinație (utilizatori, servicii);
- complexitatea echipamentelor utilizate;
- capacitatea exprimată prin numărul maxim posibil de abonați;
- traficul maxim acoperit;
- gradul de mobilitate;
- dimensiunile zonei de operare.

În timp ce unele rețele au la bază o infrastructură complexă, există și rețele ad-hoc ce pot funcționa și fără infrastructură. O rețea mobilă PLMN (Public Land Mobile Network) este compusă din două părți distincte: Rețeaua de acces radio RAN (Radio Access Network) asigură legăturile de comunicație cu terminalele mobile MT (Mobile Terminal) și are un rol determinant în privința controlului accesului la mediu precum și asupra modului de utilizare a resurselor de pe interfața radio. Rețeaua centrală sau rețeaua de transport CN (Core Network) realizează legăturile de comunicație dintre terminalele mobile și terminale aflate în rețele externe. Interfața radio este standardizată și utilizează canale supuse unui proces de reglementare și alocare (licența). Rețeaua de acces radio asigură acoperirea cu semnal radio a teritoriului pe care rețeaua este operabilă. CN este interconectată cu Rețeaua telefonică publică terestră PSTN / ISDN (Public Switched Telephone Network / Integrated Services Digital Network), sau cu alte tipuri de rețele PDN (Packet Data Network), IP Network, etc. Ea este responsabilă de asigurarea tipului și calității serviciilor la care are dreptul fiecare abonat (transmisii vocale, mesaje, date, acces internet etc.). În cazul în care rețeaua mobilă este destinată în principal convorbirilor telefonice, ea trebuie să asigure o mobilitate mare utilizatorilor.

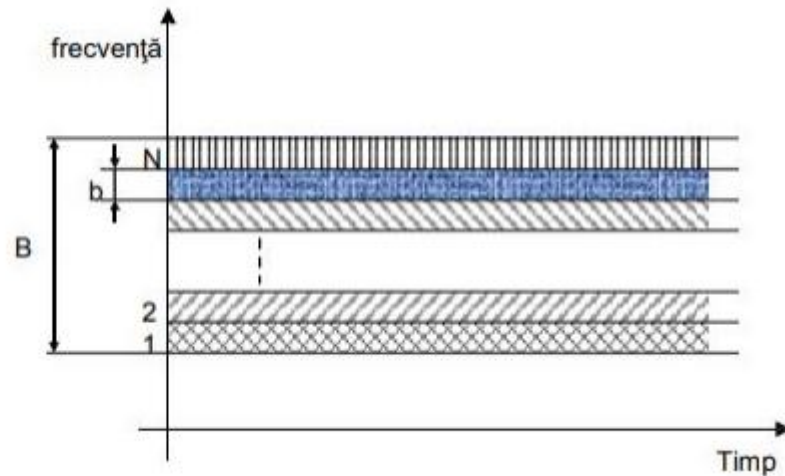


Organizarea funcțională a unei rețele mobile

2. Protocoale cu acces multiplu de tip neconcurențial evită situațiile în care doi sau mai mulți utilizatori ar putea accesa același canal simultan printr-o programare a transmisiilor acestora. Fiecare utilizator va transmite într-un mod ordonat și prestabilit, asigurându-se astfel transmiterea corectă a mesajelor pentru toți participanții la trafic. Alocarea resurselor poate fi realizată într-o manieră fixă, prin împărțirea în mod egal a resurselor între toți utilizatorii, indiferent de activitatea acestora, ca de exemplu în cazul tehnicilor de acces multiplu cu divizare în frecvență FDMA (frequency division multiple access) și de acces multiplu cu divizare în timp TDMA (time division multiple access) sau

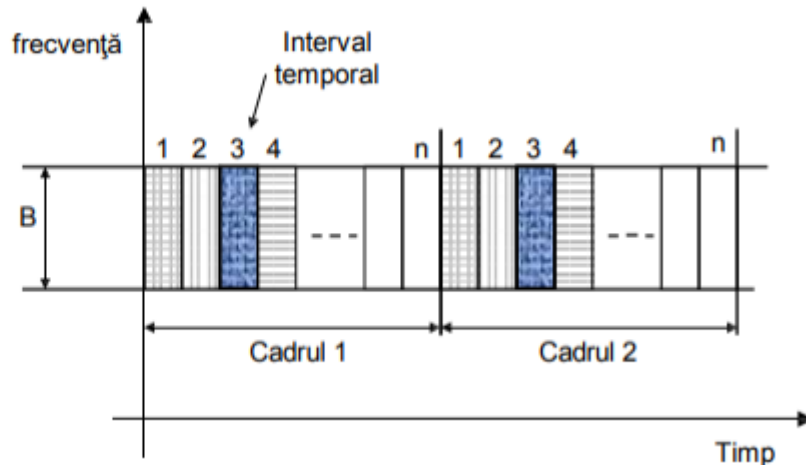
combinate FD/TDMA. În cazul FDMA, banda totală de frecvență alocată sistemului este împărțită într-un număr de subbenzi sau canale decalate uniform și suficient de distanțate în frecvență pentru a nu se suprapune întrețele. Un utilizator are tot timpul la dispoziție propriul canal frecvențial, fără a interfera cu alți utilizatori. Notând cu "B" banda totală și cu "b" banda canalului frecvențial, numărul total de utilizatori care pot accesa și utiliza resursele din sistem este $N = B/b$.

FDMA



În cazul TDMA, axa timpului este divizată în cadre temporale de durată egală (time frames), iar fiecare cadru la rândul lui este divizat într-un număr fix de intervale temporale (time slots), număr păstrat constant pentru toate cadrele. De asemenea, toate intervalele temporale sunt de durată egală. O anumită poziție de interval temporal este alocată unui anumit utilizator și această alocare este rezervată pentru utilizatorul respectiv în toate cadrele temporale ce se succed secvențial.

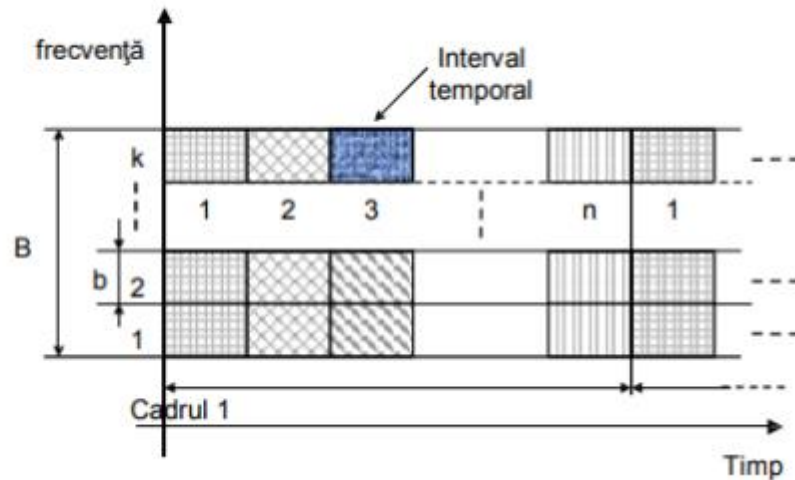
TDMA



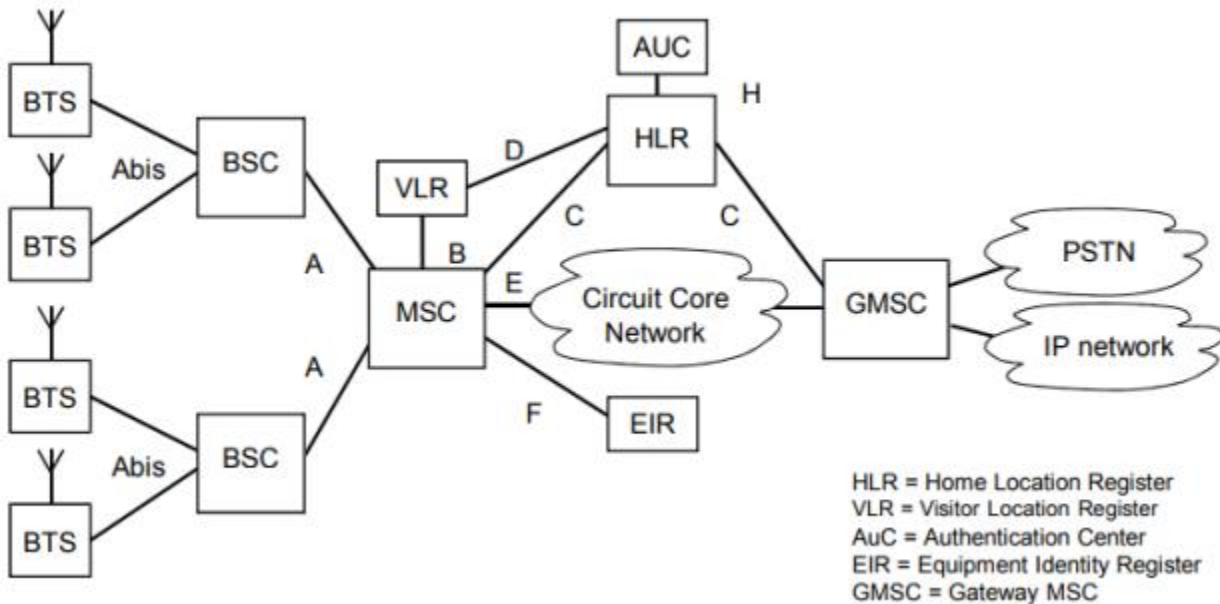
Prin urmare, capacitatea canalului este divizată în mod egal între toți utilizatorii. Transmisia pe canal este discontinuă, fiind făcută sub formă de pachete (burst). Notând cu "n" numărul de intervale temporale dintr-un cadru, numărul total de utilizatori care pot accesa și utiliza resursele este $N = n$. Mărimea traficului transmis pe un interval temporal dintr-un cadru trebuie să fie suficientă pentru orice utilizator din sistem. Accesul multiplu combinat cu divizare în frecvență și în timp FD/TDMA utilizează mai multe canale frecvențiale, iar fiecare canal frecvențial dispune de mai multe canale temporale. Un utilizator are la dispoziție un anumit interval temporal din cadrul transmis pe un anumit canal frecvențial. Notând cu "B" banda totală a sistemului, cu "b" banda canalului frecvențial și cu "n"

numărul de intervale temporale, numărul total de utilizatori care pot accesa și utiliza resursele din sistem este $N = n \times B/b$.

FD/TDMA



3. GSM: Global System for Mobile communication este un standard european pentru comunicații mobile, adoptat de peste 400 de operatori din 173 de țări și devenit un sistem de referință pentru rețele radio mobile. După 1995 (faza 2), acest standard armonizează sistemul GSM din banda de 900 MHz cu sistemele DCS (Digital Cellular Systems) din benzile de 1800 și 1900 MHz. GSM 900: 2 x 25 MHz benzi de frecvență în jur de 900 MHz. (variante extinsa: 2 x 35 MHz) GSM 1800: 2 x 75 MHz benzi de frecvență în jur de 1800 MHz. GSM 1900: (variante americană pentru GSM 1800): 2 x 75 MHz benzi de frecvență în jur de 1900 MHz. Arhitectura rețelei este următoarea:

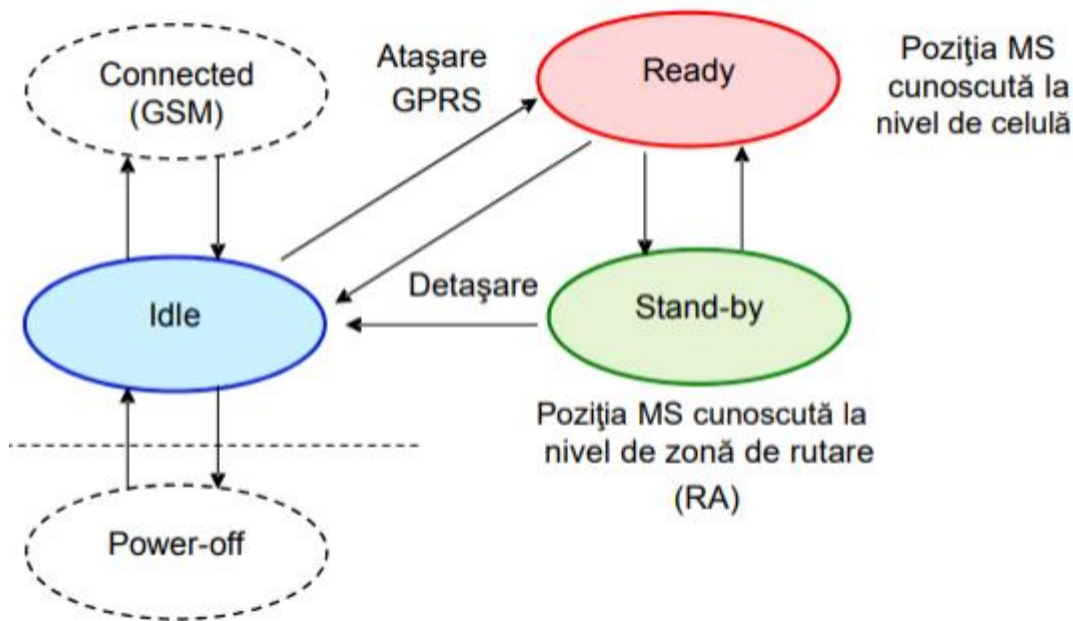


4. În funcție de modalitățile în care un terminal se poate atașa la rețeaua GSM/GPRS, au fost definite trei clase de mobile:

- Clasa A: terminale care pot realiza simultan o convorbire vocală (via GSM) și o transmisie de date (via GPRS).
- Clasa B: terminale care se pot atașa simultan la GSM și GPRS dar nu pot să beneficieze simultan de ambele servicii. Ele pot realiza la un moment dat fie o convorbire vocală, fie un transfer de date.
- Clasa C: terminale care se pot atașa fie pentru servicii GPRS, fie pentru servicii GSM.

Conectarea și utilizarea simultană nu sunt însă posibile. Selecția modului de atașare se face manual. O excepție o reprezintă mesajele SMS, care pot fi recepționate sau transmise în orice moment.

Stările posibile ale unui terminal GPRS și informațiile de localizare aferente sunt:



Stările posibile ale unui terminal GPRS și transferul de date:

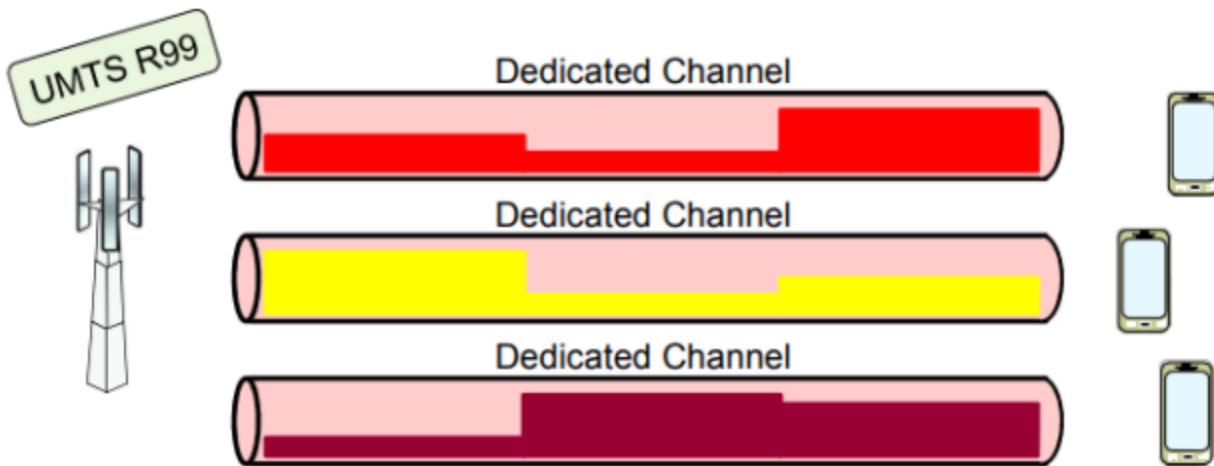
RR	Packet transfer mode	Packet idle mode	Packet idle mode
MM	Ready		Standby

În prezent se produc mai multe clase de telefoane mobile GPRS, care se deosebesc după numărul de intervale dintr-un cadru TDMA în care pot recepționa sau emite pachete. Astfel, considerând un debit de transmisie de 13,4 Kbps (CS-2) pe un canal (1 time slot), în funcție de tipul terminalului, pentru transmisia de date se obțin diferite debite.

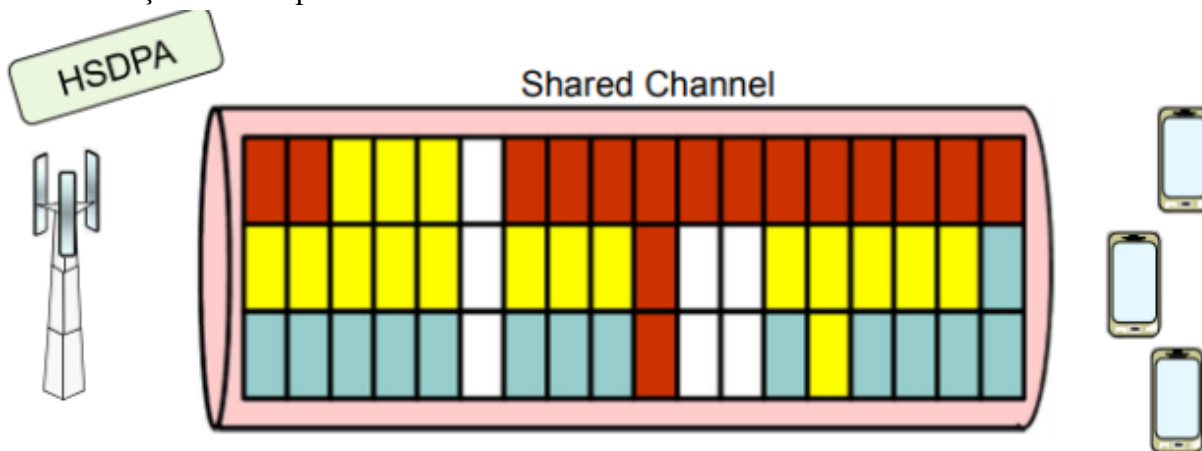
Tipul de terminal	Debit pe downlink	Debit pe uplink
2+1	26.8 Kbps	13.4 Kbps
3+1	40.2 Kbps	13.4 Kbps
4+1	53.6 Kbps	13.4 Kbps

Valorile corespund CS-2.

5. Sistemul WCDMA transportă în mod normal datele de utilizator pe canale de transport dedicate, sau DCH, ceea ce asigură eficiență maximă pentru datele ce trebuie transmise în mod continuu. Canalele DCH sunt multiplexate în cod pe o singură purtătoare RF.

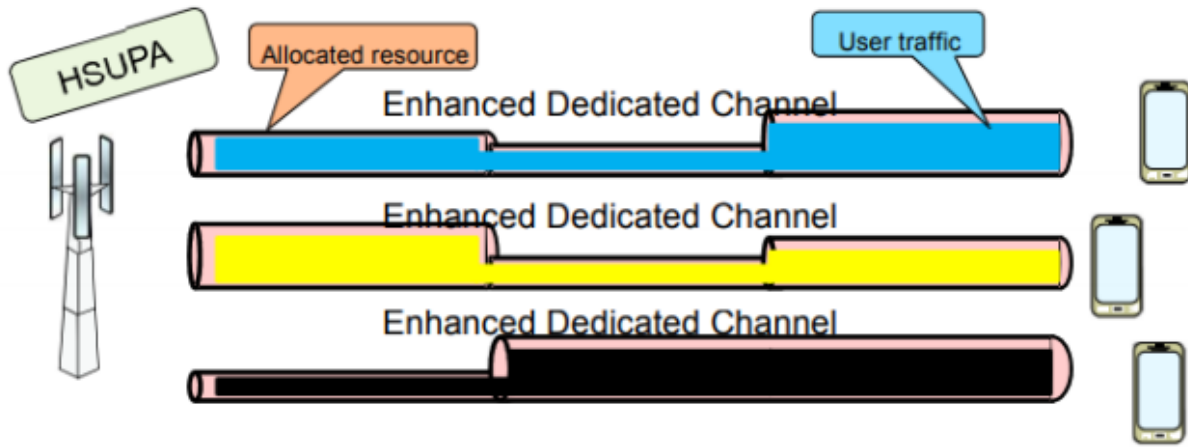


HSDPA introduce un nou tip de canal de transport, High Speed Downlink Shared Channel (HSDSCH). Acesta crește eficiența de utilizare a resurselor radio pentru serviciile de date (PS), caracterizate de o variabilitate mare a volumului transferat în unitatea de timp precum și de întreruperi ale transferului.



Noul canal de transport permite partajarea codurilor de acces multiplu, a puterii de emisie și a infrastructurii hardware între mai mulți utilizatori. Astfel, resursele radio pot fi utilizate eficient pentru a servi un număr mare de utilizatori pentru serviciile de date. Utilizatorii sunt multiplexați în timp, iar pe perioadele lor de inactivitate, resursele sunt disponibile pentru ceilalți. Terminalele trebuie să fie capabile să opereze cu mai multe coduri simultan.

În cazul HSUPA, resursele sunt de asemenea partajate între utilizatorii HSUPA, dar fiecare dispune de un canal dedicat E-DCH (Enhanced Dedicated Channel). Canalul respectiv ocupă o fracțiune din resursele pe uplink alocate în timp real de NodeB. E-DCH se adaptează în mod dinamic și maximizează rata de transfer de vârf a fiecărui utilizator, în acord cu încărcarea celulei precum și cu resursele disponibile din UTRAN.



Evoluția UMTS :

- HSDPA = High-Speed Downlink Packet Access
- HSUPA = High-Speed Uplink Packet Access
- HSPA = High-Speed Packet Access (= HSDPA+ HSUPA)
- HSPA+ = HSPA Evolution
- LTE = Long-Term Evolution

Release	3GPP R99 & R4	3GPP R5	3GPP R6	3GPP R7	3GPP R8
Name	WCDMA	HSDPA	HSUPA	HSPA+	LTE
DL data rate	2 Mbps	14 Mbps	14 Mbps	28 Mbps	100 Mbps
UL data rate	2 Mbps	2 Mbps	5.7 Mbps	11 Mbps	50 Mbps

PROBLEME

A. Un sistem mobil are următoarele caracteristici: $N = 32$, $T = 10$ min, $n = 6$, și trebuie să asigure o probabilitate de blocare $B = 1$ %.

Nr. Canale N	Capacitatea de trafic A, C [Erlang]							
	Probabilitatea de blocare B [%]							
	1,0%	1,2%	1,5%	2%	3%	5%	7%	10%
32	22.0	22.5	23.0	23.7	24.9	26.7	28.2	30.2

- Care este numărul maxim de abonați suportat de sistem?
- Ce soluții se pot folosi pentru a crește numărul de abonați, fără a modifica B?

B. Stația de bază a unei celule emite cu o putere $P_t' = 30$ W, având o antenă cu înălțimea $h_t' = 60$ m. Pentru terenul respectiv (în condiții standard) s-a determinat $P_0 = -54$ dBm și $\delta = 41$ dB/decadă. Se mai precizează frecvența folosită, $f = 900$ MHz.

- Să se scrie ecuația completă pentru modelul zonal de predicție și să se reprezinte grafic variația puterii recepționate P_r cu distanța atât pentru zona $r > 1$ km cât și pentru $r < 1$ km (în apropierea BS).
- Cunoscând sensibilitatea MS de -100 dBm, să se determine raza maximă a celulei.
- Știind că este necesară o celulă cu raza maximă $r_{\max} = 30$ km, să se determine puterea de emisie necesară P_t'' .

A. a) Din tabelul Erlang B, linia cu $N = 32$ și poziția $B = 1 \%$, rezultă o valoare $A = 22 \text{ Erlang}$.

Nr. Canale N	Capacitatea de trafic A, C [Erlang]							
	Probabilitatea de blocare B [%]							
	1,0%	1,2%	1,5%	2%	3%	5%	7%	10%
32	22.0	22.5	23.0	23.7	24.9	26.7	28.2	30.2

Folosind datele inițiale și a doua formulă pentru A:

$$A[\text{Erlang}] = \frac{n \cdot T[\text{min}] \cdot M_t}{60 \text{ min}} \Rightarrow M_t = \frac{A \cdot 60 \text{ min}}{n \cdot T[\text{min}]} = \frac{22 \cdot 60}{6 \cdot 10} = 22$$

adică doar 22 abonați sunt posibili în celulă (sau sistem) pentru a asigura $B = 1 \%$ pentru condițiile date.

b) conform formulei anterioare se poate:

- descrește numărul mediu de convorbiri / abonat la o oră de vârf de trafic,
- descrește durata medie a unei convorbiri la o oră de vârf de trafic,
- crește durata celor 60 minute,
- crește valoarea lui A, deci a numărului de canale, N (de exemplu pentru $N = 40$, $A = 29 \text{ Erlang}$, deci $M_t = 29$).

B.

a) grafic

$$P_r [\text{dBm}] = 10 \lg \frac{P_t'}{10W}_{[\text{dB}]} + P_o[\text{dBm}] - \delta \lg \frac{r}{1\text{km}} + 20 \lg \frac{h_t'}{30\text{m}}$$

$$P_r [\text{dBm}] = 10 \lg \frac{30 \text{ W}}{10W}_{[\text{dB}]} - 54 \text{ dBm} - 41 \lg \frac{r}{1\text{km}} + 20 \lg \frac{60 \text{ m}}{30\text{m}}$$

$$P_r [\text{dBm}] = 4,77 \text{ dB} - 54 \text{ dBm} - 41 \lg \frac{r}{1\text{km}} + 6,02 \text{ dB}$$

$$P_r [\text{dBm}] = -43,208 \text{ dBm} - 41 \lg \frac{r}{1\text{km}}$$

- Pentru $r = 1\text{km}$ $P_r = -43,208\text{dBm}$
- Pentru $r = 10\text{km}$ $P_r = -84,208\text{dBm}$
- Pentru $r = 100\text{km}$ $P_r = -125,208\text{dBm}$

Pentru zona $r < 1\text{km}$ (știind că $\lambda = 0.33\text{m}$)

$$P_{r1m} [\text{dBm}] = 10 \lg \frac{P_t'}{1\text{mW}} + G_t [\text{dBi}] + G_m [\text{dBi}] + 20 \lg \frac{\lambda}{4\pi}$$

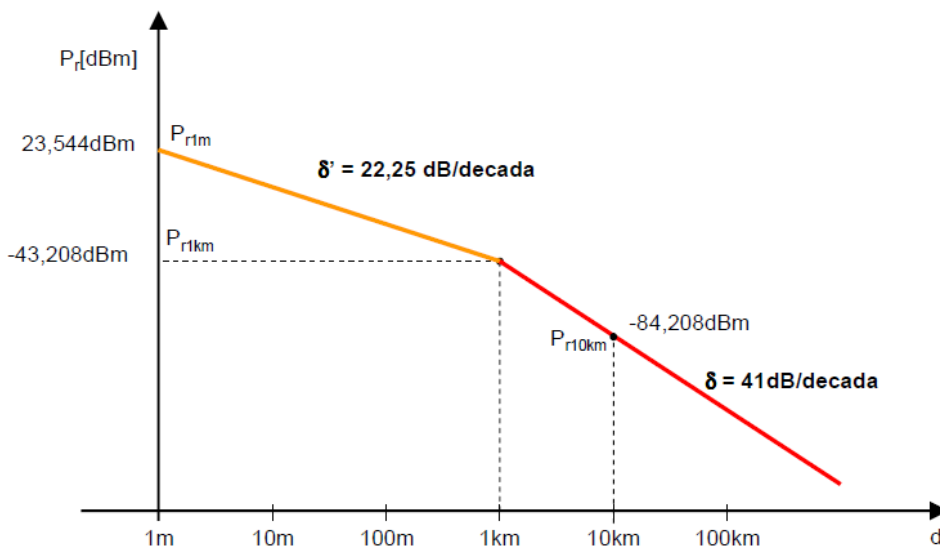
$$P_{r1m} [\text{dBm}] = 10 \lg \frac{30\text{W}}{1\text{mW}} + 6\text{dBd} + 2,15\text{dBi} + 0\text{dBd} + 2,15\text{dBi} + 20 \lg \frac{0,33}{4\pi}$$

$$P_{r1m} [\text{dBm}] = 44,771\text{dBm} + 10,3\text{dB} - 31,526\text{dB}$$

$$P_{r1m} [\text{dBm}] = 23,544\text{dBm}$$

$$\delta' [\text{dB/decada}] = \frac{P_{r1m} - P_{r1km}}{3(\text{decade})} = \frac{23,544 + 43,208}{3} = 22,25\text{dB/decada}$$

$$\delta' [\text{dB/decada}] = 22,25\text{dB/decada}$$



b) Raza celulei

$$\text{Din } P_r [\text{dBm}] = -43,208 \text{ dBm} - 41 \lg \frac{r}{1\text{km}}$$

$$\text{și } P_r [\text{dBm}] = -100 \text{ dBm}$$

$$\text{rezultă: } 41 \lg \frac{r}{1\text{km}} = (100 - 43,208) \text{ dB} = 56,792 \text{ dB}$$

$$\lg \frac{r}{1\text{km}} = \frac{56,792}{41} = 1,385$$

$$r = 10^{1,385} = 24,266 \text{ Km}$$

c) Puterea necesara la emisie pentru raza celulei de 30km

$$\text{Din } P_r [\text{dBm}] = 10 \lg \frac{P_t''}{10\text{W}_{[\text{dB}]}} - 54 \text{ dBm} - 41 \lg \frac{r_{\text{max}}}{1\text{km}} + 6,02 \text{ dB}$$

$$\text{și } P_r [\text{dBm}] = -100 \text{ dBm}$$

$$\text{rezultă: } 10 \lg \frac{P_t''}{10\text{W}} = -100 \text{ dBm} + 54 \text{ dBm} + 41 \lg \frac{30\text{km}}{1\text{km}} - 6,02 \text{ dB}$$

$$10 \lg \frac{P_t''}{10\text{W}} = -52,02 \text{ dBm} + 41 \lg \frac{30\text{km}}{1\text{km}}$$

$$10 \lg \frac{P_t''}{10\text{W}} = -52,02 \text{ dBm} + 60,56 \text{ dB} = 8,54$$

$$\lg \frac{P_t''}{10\text{W}} = 0,854$$

$$\text{și } P_t'' = 10^{0,854} \times 10\text{W} = 71,45\text{W}$$

$$\text{sau } P_t'' = 48,54 \text{ dBm}$$

TRANSMISII TELEFONICE

1. Multiplexarea în frecvență – principiu și schema bloc

2.1. Principiul transmisiei cu multiplexare în frecvență

În cazul transmisiei telefonice la distanțe mari (interurbane), un număr important de legături telefonice simultane se stabilesc pe un anumit **traseu comun**. Este posibil, în acest caz, ca mai multe căi telefonice să fie transmise pe un **același suport** (cablu metalic, canal radio etc.).

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

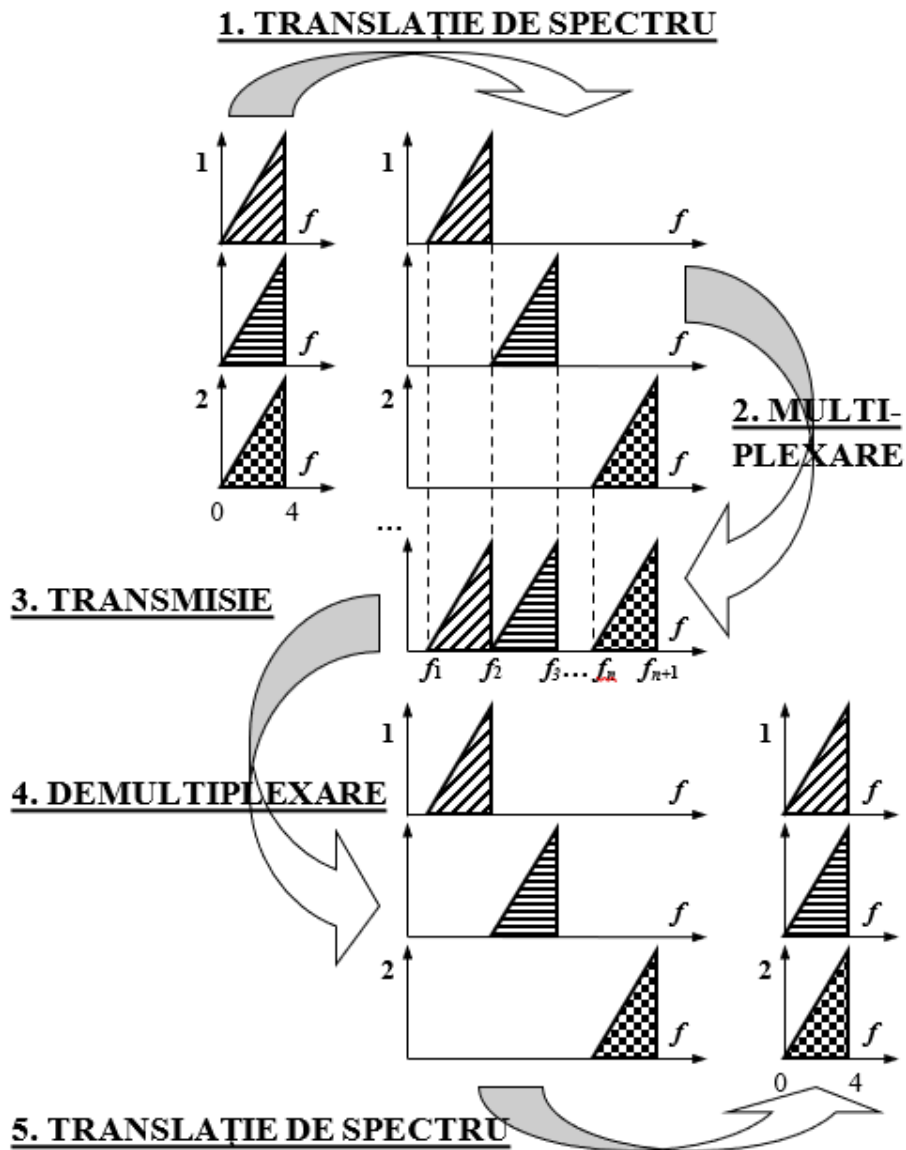


Fig. 2.1. Principiul multiplexării în frecvență.

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

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

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

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

La **emisie** se realizează:

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

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

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

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

2. Multiplexarea în timp – principiu și schema bloc

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

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

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

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

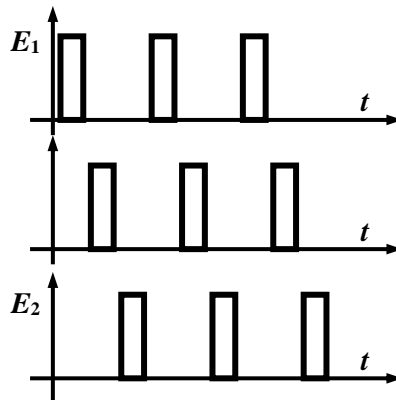


Fig.3.3. Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp

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

În exemplul din fig. 3.4, cele trei semnale sunt: $S_1(t)$ – constant, $S_2(t)$ – liniar crescător, iar $S_3(t)$ – liniar descrescător. La ieșirea blocului **EMISIE** există **un singur semnal**, care conține informația celor trei semnale inițiale (cu eșantioanele multiplexate în timp).

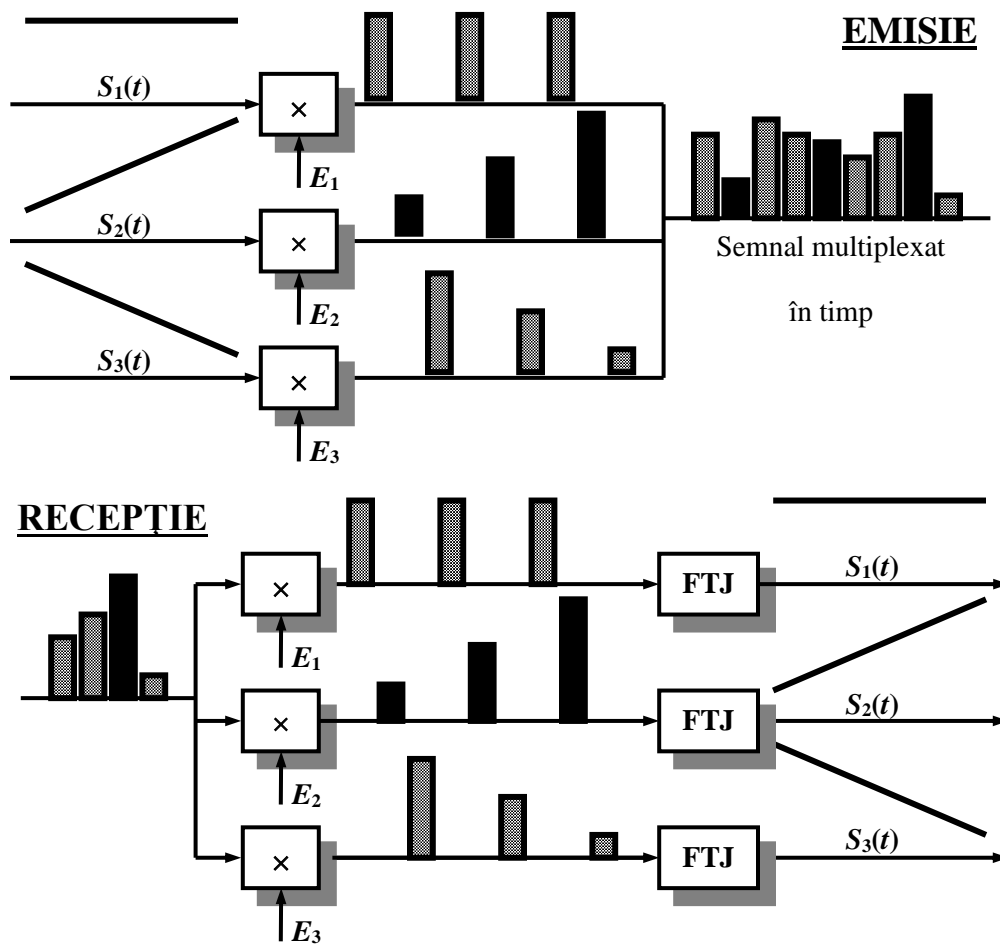


Fig.3.4. Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp.

Problema interpretării semnalului apare la **RECEPȚIE**. Aici, fiecare cale trebuie să-și extragă, din fluxul continuu de eșantioane, doar eșantioanele proprii. Operația poate fi realizată prin utilizarea **acelorași** semnale de eșantionare, cu faza decalată identic cu cea de la emisie. Aceasta presupune ca

cele două seturi de semnale de eşantionare (la emisie și la recepție) să fie identice. Se evidențiază astfel necesitatea transmiterii, pe lângă semnalele utile, a unor **semnale de sincronizare** a recepției cu emisia.

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

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

3. **Cuantizarea uniformă și cuantizarea neuniformă**

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

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

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

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

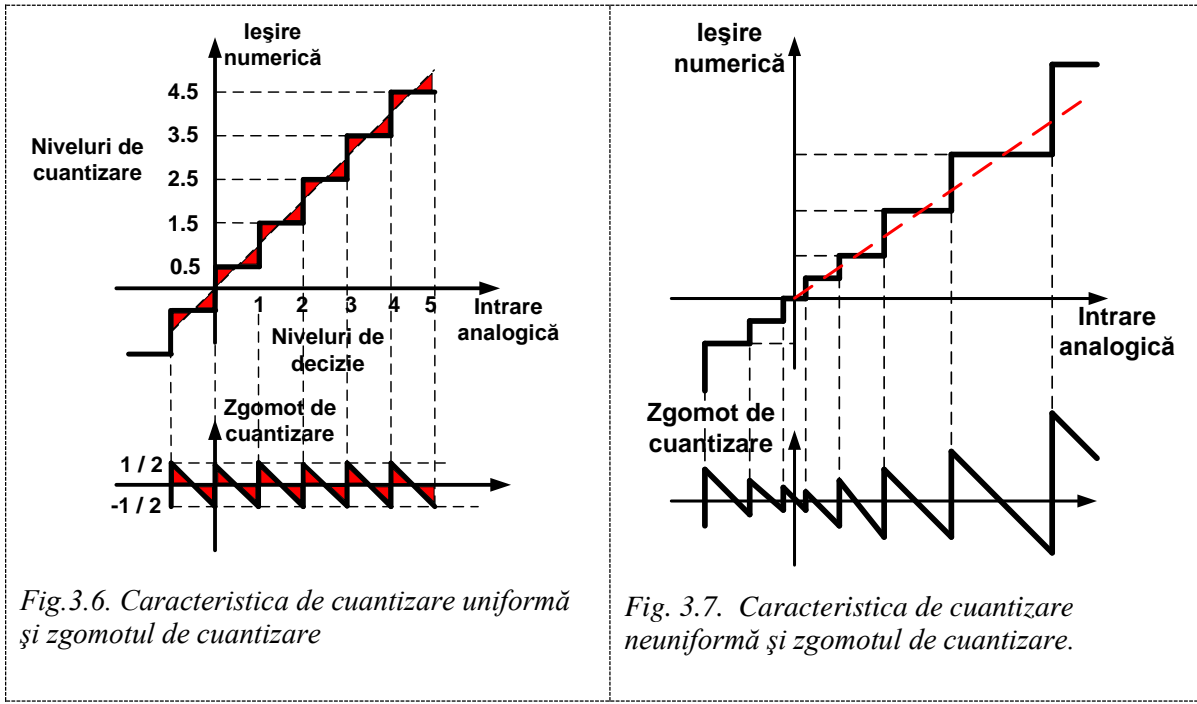
Este de remarcat faptul că ceea ce se transmite sunt niște numere, care aproximează nivelul fiecărui eşantion. La recepție, aceste numere sunt convertite în semnal analogic, care este afectat de aceste erori și, deci, nu mai este identic cu cel de la emisie. De aceea se pune problema reducerii **erorii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

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.

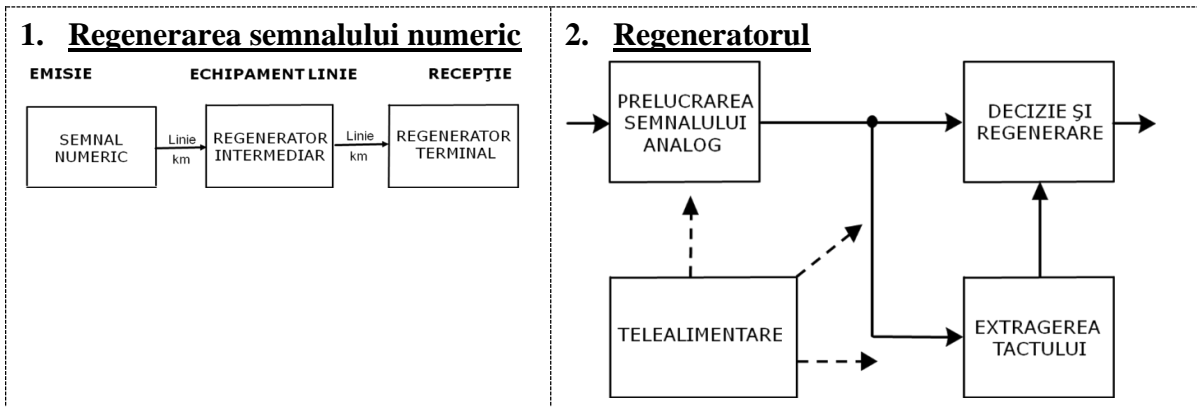
În comparație cu cuantizarea uniformă, cuantizarea neuniformă prezintă

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



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

Principalul avantaj al transmisiei numerice față de cea analogică este reprezentat de posibilitatea regenerării semnalului digital după trecerea printr-un canal cu zgomot/interferențe. Această regenerare poate fi realizată fără erori (sau cu foarte rare erori) dacă se limitează distanța parcursă de semnal prin canal astfel încât RSIZ (raport semnal pe interferența + zgomot) să nu se degradeze foarte mult până la intrarea regeneratorului. Din acest motiv, în cazul transmisiilor la mare distanță este necesară utilizarea pe traseu a mai multor regeneratoare (regeneratoare intermediare).



Principalele blocuri funcționale din structura unui regenerator de semnal numeric:

- prelucrare analogică,
- extragerea tactului și
- decizie și regenerare.

În plus pentru situațiile în care regeneratorul trebuie să fie amplasat într-o locație unde nu este disponibilă o sursă de alimentare locală este necesar și un bloc de telealimentare care să permită alimentarea de la distanță a regeneratorului.

Blocul de prelucrare analogică îndeplinește funcții similare celor pe care le realizează un repetor în sistemele de transmisie analogică:

- amplificare – pentru a compensa pierderea de nivel,
- egalizare – pentru a compensa distorsiunile liniare și
- filtrare trece jos – determină forma semnalului.

Blocul de extragere a tactului asigură un semnal de tact necesar pentru blocul de decizie și regenerare necesar pentru

- stabilirea momentului de eșantionare a impulsurilor recepționate
- transmiterea impulsurilor de ieșire cu același debit cu cel de intrare.

Semnalul de tact poate fi obținut fie prin extragerea tactului din datele recepționate fie prin sincronizarea unui oscilator local cu semnalul de date recepționat.

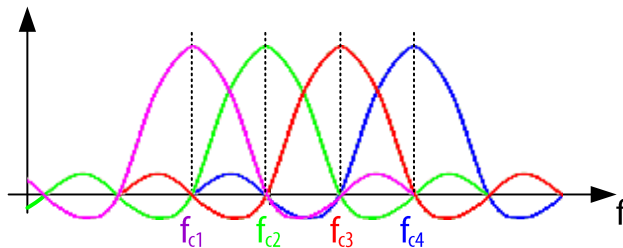
Blocul de decizie și regenerare compară (la momentele optime de eșantionare) semnalul trecut prin blocul de prelucrare analogică cu pragurile de decizie pentru a identifica simbolurile digitale recepționate și apoi formează semnalul pentru a putea fi transmis mai departe pe un nou tronson de linie.

5. OFDMA – principiul, noțiunea de subpurtătoare ortogonale, exemplificare, aplicații

OFDM/OFDMA – acces multiplu/multiplexare cu divizare în frecvență folosind subpurtătoare ortogonale:

- Banda de frecvențe este divizată în mai multe sub-benzi (centrate pe subpurtătoare)
- Fluxul de date de transmis este împărțit în mai multe sub-fluxuri
- Fiecare sub-flux de date este asociat unei subpurtătoare pe care o modulează (QPSK, QAM)
- Subpurtătoarele sunt ortogonale între ele. Sensul termenului ortogonal în acest caz este că semnalele transmise pe diferite subpurtătoare nu interferă între ele (nu se perturbă reciproc). Ortogonalitatea se obține prin alegerea unei distanțe potrivite între subpurtătoare: $\Delta f = 1/T$ (T – perioada simbolului OFDMA).
- La 4G-LTE, $T = 66,7 \mu s \Rightarrow \Delta f = 15 \text{ kHz}$

Exemplu de spectru OFDM:



- 4 subpurtătoare distanțate prin $\Delta f = 1/T$ (= 15 kHz în LTE)
- În dreptul fiecărei frecvențe subpurtătoare (e.g. f_{c2})
 - este un maxim al spectrului semnalului transmis pe acea subpurtătoare
 - toate spectrele semnalelor transmise pe alte subpurtătoare (f_{c1} , f_{c3} , f_{c4}) trec prin 0 \Rightarrow nu produc interferențe \Rightarrow ortogonalitate

OFDMA sau OFDM (după caz) se utilizează în multe sisteme de comunicații digitale cum ar fi rețelele celulare mobile 4G și 5G (pe interfața radio), în Wi-Fi, WiMax, DAB, DVB etc.

6. Se dorește transmisia a 100 de căi de voce folosind fluxuri PCM primare europene (E1). Se cer:
- Calculați numărul minim de fluxuri PCM necesare.
 - Calculați debitul total corespunzător fluxurilor PCM de la punctul a și debitul util corespunzător celor 100 de căi de voce.

Indicații rezolvare:

- a. Un flux PCM poate transporta maxim 30 de căi de voce, deoarece din cele 32 de intervale temporale 1 este pentru sincronizare (IT0), unul pentru semnalizări (IT 16) și 30 sunt pentru căi de voce. Se împarte numărul de căi dat la 30 și se rotunjește în sus.
- b. Pentru a calcula debitul total, DI , al unui flux PCM se au în vedere numărul de biți dintr-un cadru (256 biți) și durata cadrului (125 μ s). Aplicând regula de 3 simplă se poate calcula debitul:

$$125 \mu\text{s} \text{ ----- } 256 \text{ b}$$

$$1 \text{ s } (=1.000.000 \mu\text{s}) \text{ ----- } DI \text{ b}$$

$DI = \dots$

Debitul total al unui mănunchi de N fluxuri PCM E1 este $N \times DI$.

Debitul unei căi de voce, D_{cale} , se calculează ținând cont de parametrii discretizării semnalului vocal de telefonie: frecvența de eșantionare ($f_E = 8 \text{ kHz}$) și numărul de biți pe eșantion ($n = 8$ biți – după compresie): $D_{cale} = f_E \times n = 8 \cdot 10^3 \times 8 = \dots$

Debitul util corespunzător unui număr de M căi de voce transportate de un mănunchi de fluxuri PCM este $M \times D_{cale}$

7. Într-un sistem de comunicații OFDM ce are alocată o bandă de frecvențe utilă de 9 MHz, datele se transmit cu un debit de 14.000 de simboluri/s pe fiecare subpurtătoare. Știind că se utilizează prefix ciclic și durata simbolului util este de 66,67 μ s se cer:

- a. **Calculați numărul maxim de subpurtătoare ortogonale ce pot fi utilizate;**
- b. **Calculați debitul maxim teoretic al datelor ce pot fi transmise în sistemul OFDM dat știind că pe toate subpurtătoarele se folosește modulația 64QAM.**

Indicații rezolvare:

- a. Se ține cont de durata simbolului util (66,67 μ s) pentru a determina ecartul dintre două subpurtătoare consecutive (ortogonale): $\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{1}{66,67 \mu\text{s}} = \dots$. Numărul maxim de subpurtătoare ortogonale se determină împărțind lățimea de bandă utilă la ecartul dintre subpurtătoarele consecutive: $N_s = \frac{B_w}{\Delta f} = \frac{9 \text{ MHz}}{\Delta f} = \dots$
- b. Se au în vedere numărul de subpurtătoare, N_s , calculat la a), numărul de simboluri/s transmise pe fiecare subpurtătoare (SR=14000, dat în enunț) și numărul de biți pe simbol (știind că modulația utilizată este 64QAM => $n_b = 6$ biți/simbol):

$$D = (nr_subpurtătoare) \cdot (nr_simboluri_pe_secundă) \cdot (nr_biți_pe_simbol)$$

$$D = N_s \cdot SR \cdot n_b = \dots$$

BAZE DE DATE / SISTEME DE GESTIUNE A DATELOR

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

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

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

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

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 relational - constrangeri, 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 aceeași 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: $X \nrightarrow Y$.

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 -1. Colectarea datelor corespunzătoare tuturor coloanelor dintr-un tabel

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

Exemplu -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;
```

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;

ORDER BY

- permite ordonarea înregistrărilor din rezultat, după anumite coloane;
- dacă sunt specificate valori întregi, acestea vor fi interpretate ca fiind numerele de ordine ale coloanelor din lista care cuprinde expresiile de selecție (prima coloană are alocat indexul 1);
- ordonarea se face după prima coloană specificată în clauza ORDER BY; dacă două înregistrări prezintă aceeași valoare în prima coloană, ordonarea se face luând în calcul restul de coloane din clauza ORDER BY (dacă acestea sunt specificate);
- parametrii ASC și DESC indică ordonarea crescătoare, respectiv descrescătoare a înregistrărilor din rezultat; dacă nu este specificat nici unul din parametrii ASC, DESC, ordonarea se face în ordine crescătoare;

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.

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
```

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.

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
```

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

Marian Bucos, Sisteme de baze de date relationale, ISBN 978-606-554-852-7, Editura Politehnica, Timisoara, 2014

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 necompilete, 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
```

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 ștearsă.

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 comandă de tip SELECT care a fost denumită și salvată în baza de date, motiv pentru care mai poate fi întâlnită și sub numele de *interogare cu nume* sau *interogare stocată*.

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
```

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.

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*).

Subiecte practice:

1. Precizați secvența de cod SQL care permite gruparea studenților care încep cu aceeași literă (câmpul *numeStudent* din tabelul *studenti*), pentru a afișa numărul lor. Înregistrările din rezultat precizează valori pentru coloanele *litera* și *numarStudenti* doar dacă inițiala numelui este în intervalul [c, v]; înregistrările sunt ordonate descrescător după *litera*. Structura tabelului *studenti* este precizată mai jos: *studenti(idStudent, numeStudent)*. Secvența include și o instrucțiune 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. Precizați secvența de cod SQL care permite determinarea numărului de departamente și a unei liste a denumirilor acestora pentru fiecare facultate. Sunt avute în vedere doar facultățile care au în denumire termeni precum *electro* sau *mec*. Structurile tabelor sunt precizate mai jos: *departamente*(*idDepartament*, *numeDepartament*, *idFacultate*), *facultati*(*idFacultate*, *numeFacultate*, *adresaFacultate*). Secvența include stabilirea bazei de date active pentru *universitate*.

```

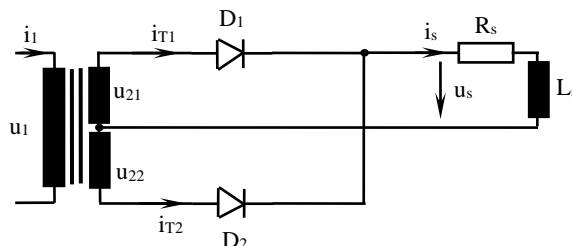
USE `universitate`;

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`;

```

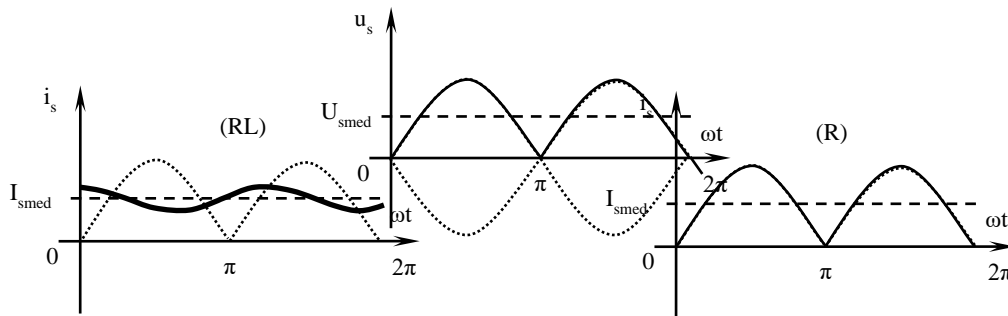
ELECTRONICĂ DE PUTERE

T1. Să se reprezinte forma de undă a tensiunii de la ieșirea unui redresor monofazat bialternanță necomandat cu priză mediană având ca sarcină un circuit RL și să se determine U_{smed} . Cum se modifică forma lui i_s și valoarea lui I_{smed} dacă se elimină inductanța L . La ce valori de tensiune sunt supuse diodele redresorului din punct de



vedere al străpungerii.

$$U_{smed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} (\cos 0 - \cos \pi) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}$$

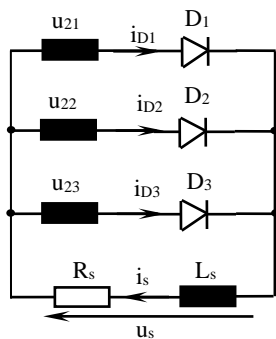


$$I_{smed} = \frac{U_{smed}}{R} \quad (U_{Lmed} = 0)$$

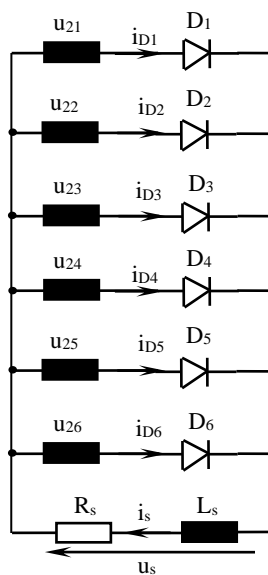
$$I_{smed} = \frac{U_{smed}}{R}$$

$$U_{Dinvmax} = -2\sqrt{2}U_2$$

T2. Se consideră un redresor trifazat necomandat având valoarea efectivă a tensiunilor de fază U_{2-3f} respectiv un redresor hexafazat necomandat având valoarea efectivă a tensiunilor de fază U_{2-6f} . Ce relație trebuie să satisfacă cele două valori efective astfel încât cele două redresoare să furnizeze la ieșire aceeași valoare medie a tensiunii redresate.



- trifazat:



- hexfazat:

$$U_{Smed} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}$$

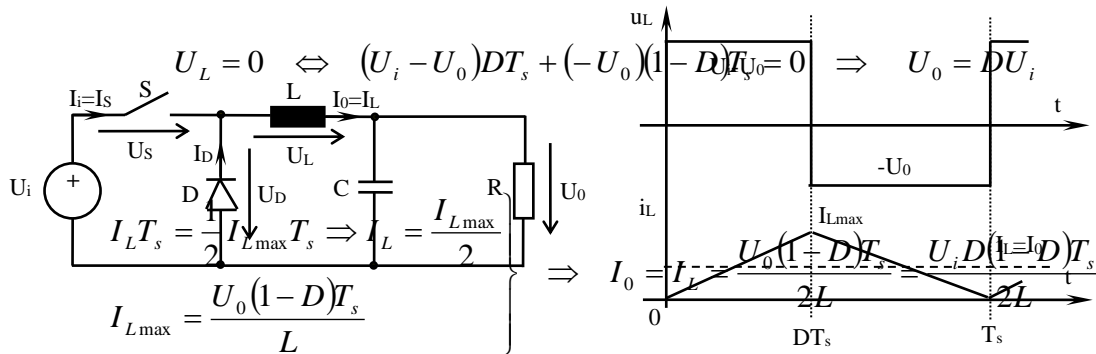
$$m = 3 \Rightarrow U_{Smed} = \frac{3\sqrt{6}U_{2-3f}}{2\pi}$$

$$U_{Smed} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}$$

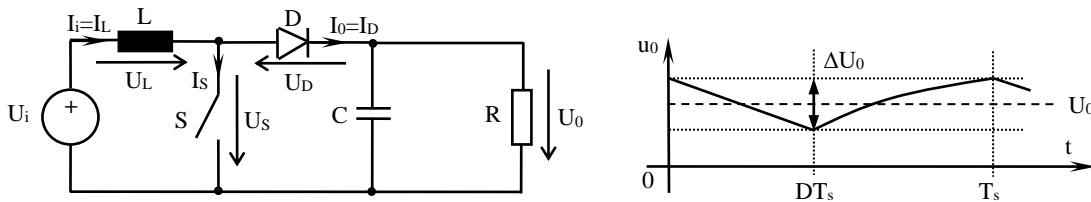
$$m = 6 \Rightarrow U_{Smed} = \frac{3\sqrt{2}U_{2-6f}}{\pi}$$

$$\frac{3\sqrt{6}U_{2-3f}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{2}U_{2-6f}}{\pi} \Rightarrow U_{2-6f} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2-3f}$$

T3. Să se determine funcția de transfer și relația curentului de ieșire I_o pentru funcționarea la limita dintre CCM și DCM ale unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BUCK.

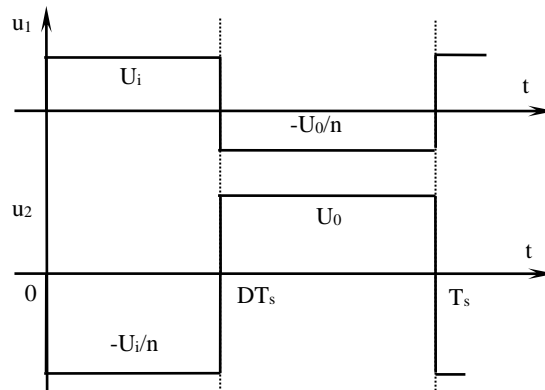
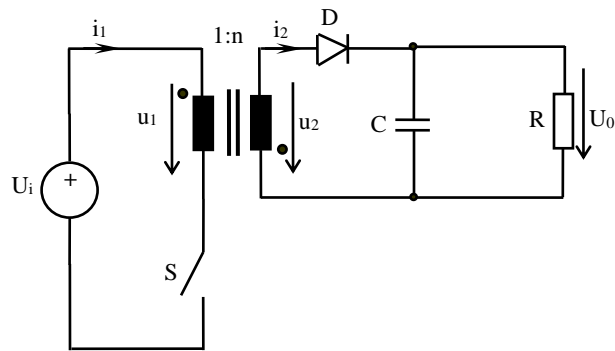


T4. Să se reprezinte pulsația tensiunii de ieșire a unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BOOST și să se determine valoarea acesteia ΔU_o respectiv relația tensiunii de ieșire U_o .



$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i DT_s + (U_i - U_o)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow U_o = \frac{1}{1-D} U_i$$

T5. Să se reprezinte tensiunile din primarul și secundarul transformatorului unui convertor dc-dc cu izolare galvanică FLYBACK și să se determine relația tensiunii de ieșire U_o a acestuia în regim CCM. La ce solicitare maximă în tensiune este supus switch-ul S.



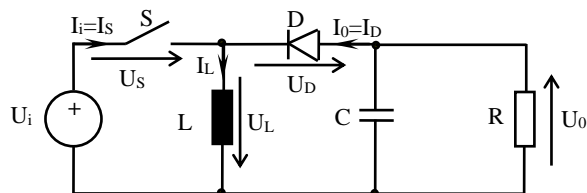
$$U_1 = 0 \Leftrightarrow U_i DT_s + \left(-\frac{U_o}{n}\right)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow U_o = n \frac{D}{1-D} U_i$$

$$U_{S \max} = U_i + \frac{U_o}{n}$$

P1. Pentru un convertor dc-dc fără izolare BUCK-BOOST se cunosc:

$$R = 150\Omega, I_L = 2A, D = 0,4, f_s = 50\text{kHz}, L = 800\mu\text{H}, C = 4\mu\text{F}$$

Să se determine U_i , U_o , ΔU_o respectiv valoarea limită a curentului de ieșire $I_o \lim$ sub care convertorul va funcționa în regim DCM



$$I_L = I_i + I_0 = \frac{D}{1-D} I_0 + I_0 = \frac{I_0}{1-D} \Rightarrow I_0 = I_L(1-D) = 0,8A$$

$$U_0 = I_0 R = 120V$$

$$U_0 = \frac{D}{(1-D)} U_i \Rightarrow U_i = \frac{(1-D)}{D} U_0 = 180V$$

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 D T_s}{C} = \frac{D U_0}{R C f_s} = 1,6V$$

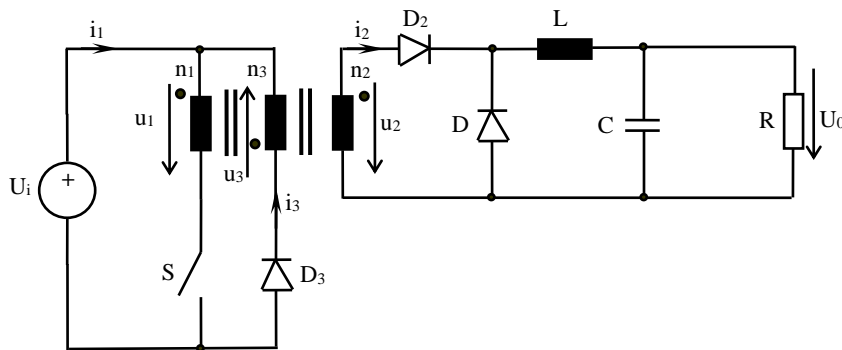
$$I_L = \frac{1}{2} \Delta I_L \Rightarrow \frac{I_0}{1-D} = \frac{U_0(1-D) T_s}{2L} \Rightarrow \frac{U_0}{R(1-D)} = \frac{U_0(1-D)}{2L f_s} \Rightarrow R_{lim} = \frac{2L f_s}{(1-D)^2}$$

$$I_{0lim} = \frac{U_0}{R_{lim}} = \frac{U_0(1-D)^2}{2L f_s} = 0,54A$$

P2. Pentru un convertor dc-dc cu izolare FORWARD se cunosc:

$$n_1=100, n_2=50, n_3=150, I_i=0,4A, P=80W, L=1,5mH, f_s=40kHz$$

Dacă switch-ul este comandat cu factorul de umplere la valoarea limită, D_{lim} , să se determine U_i , U_o , R și ce valoarea va fi necesară pentru C astfel ca $\Delta U_o = 4\%$



$$P = U_i I_i \Rightarrow U_i = \frac{P}{I_i} = 200V$$

$$D = D_{\text{lim}} = \frac{1}{1 + \frac{n_3}{n_1}} = 0,4$$

$$U_0 = \frac{n_2}{n_1} D U_i = 40V$$

$$P = \frac{U_0^2}{R} \Rightarrow R = \frac{U_0^2}{P} = 20\Omega$$

$$\Delta U_0 = \frac{U_0(1-D)}{8LCf_s^2} \Rightarrow 0,04U_0 = \frac{U_0(1-D)}{8LCf_s^2} \Rightarrow C = \frac{(1-D)}{0,32Lf_s^2} = 0,78\mu F$$

SISTEME DE TELEVIZIUNE

1. Condiția realizării unei explorări întreșesute corecte și realizarea practică a acestei condiții. (STV Cap.2, pag.38)

➤ Pentru realizarea unei explorări întreșesute corecte este necesar ca elementul de explorare să parcurgă același traseu pe cadrul de imagine, adică o curbă închisă. În consecință, între frecvența liniilor f_H și frecvența câmpurilor f_V , respectiv frecvența cadrelor f_C , trebuie să existe relațiile:

$$f_H = Z \cdot f_C = \frac{Z}{2} f_V \quad (2.6)$$

din care se determină frecvența de explorare pe orizontală (frecvența liniilor) f_H .

Parametrii explorării liniare întreșesute în standardul de televiziune european sunt:

$$f_V = 50 \text{ Hz iar } T_V = 20 \text{ ms,}$$

$$f_C = 25 \text{ Hz iar } T_C = 40 \text{ ms,}$$

$$Z = 625 \text{ linii de explorare/cadru, } Z/2 = 312,5 \text{ linii de explorare/câmp,}$$

$$f_H = 625 \times 25 = 15.625 \text{ Hz iar } T_H = 64 \mu\text{s.}$$

Se constată că durata de explorare a unui cadru de imagine este de două ori mai mare decât la explorarea progresivă.

➤ Impulsurile de sincronizare, pe orizontală cu frecvența f_H , și pe verticală cu frecvența f_V , sunt generate în camera de televiziune într-un bloc denumit sincrogenerator. Pentru a se realiza o explorare întreșesută corectă, raportul între frecvența liniilor și frecvența câmpurilor trebuie păstrat riguros constant, egal cu numărul liniilor dintr-un câmp, adică:

$$\frac{f_H}{f_V} = \frac{Z}{2} = 312,5 \quad (2.7)$$

În acest scop se folosește metoda divizării unei frecvențe, egală de regulă cu dublul frecvenței liniilor (31.250 Hz), dată de un oscilator pilot stabil.

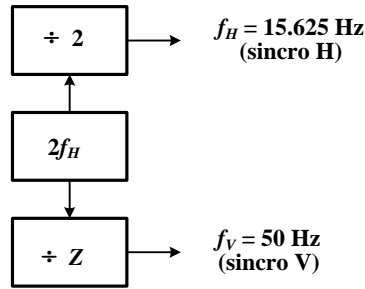


Fig. 2.6. Schema bloc a unui sincrogenerator cu divizare de frecvență.

2. Determinați numărul de bare verticale albe și negre vizibil pe ecranul unui monitor TV dacă frecvența semnalului transmis este de 250 kHz. Este influențată rezoluția pe verticală a sistemului TV dacă se limitează banda de frecvență a semnalului transmis? (STV Cap. 2 pag. 34-35, Cap. 1 pag. 20-21)

Frecvența video maximă corespunde unei imagini cu cel mai mare număr de detalii, adică unei imagini sub formă de tablă de șah, formată dintr-o succesiune de pătrățele albe și negre – figura 2.4. Avându-se în vedere capacitatea limitată a sistemului vizual de a distinge detalii, frecvența video maximă se determină din condiția obținerii unei rezoluții pe orizontală egală cu cea pe verticală. În acest caz elementul de imagine este un pătrat cu latura egală cu pasul de explorare δ , adică cu dimensiunea unei linii de explorare.

În urma procesului de explorare a imaginii din figura 2.4 se obține semnalul de imagine $e_V(t)$. Datorită dimensiunii finite a elementului de explorare, semnalul de imagine este determinat de luminanța tuturor elementelor de imagine care intră în limitele suprafeței elementului de explorare, ceea ce determină, ca la limita de rezoluție, semnalul de imagine să prezinte o formă de variație sinusoidală cu toate că variația luminanței L este de formă dreptunghiulară (sunt așa-numitele distorsiuni de apertură, v. paragraful 3.1).

În aceste condiții, frecvența video maximă se determină cu relația:

$$f_{V \max} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau} \quad (2.2)$$

unde T este perioada semnalului imagine iar τ – durata explorării unui element de imagine (pătrățel).

În cele ce urmează, τ se determină acoperitor ca raportul între durata explorării unui cadru de imagine, $T_C = 1/f_C$, și numărul de elemente de imagine din cadru.

Pentru un cadru de imagine compus din Z linii de explorare și N_H elemente de imagine pe o linie de explorare, unde:

$$N_H = \frac{l}{\delta} \cong \frac{l}{h} Z = p \cdot Z \quad (2.3)$$

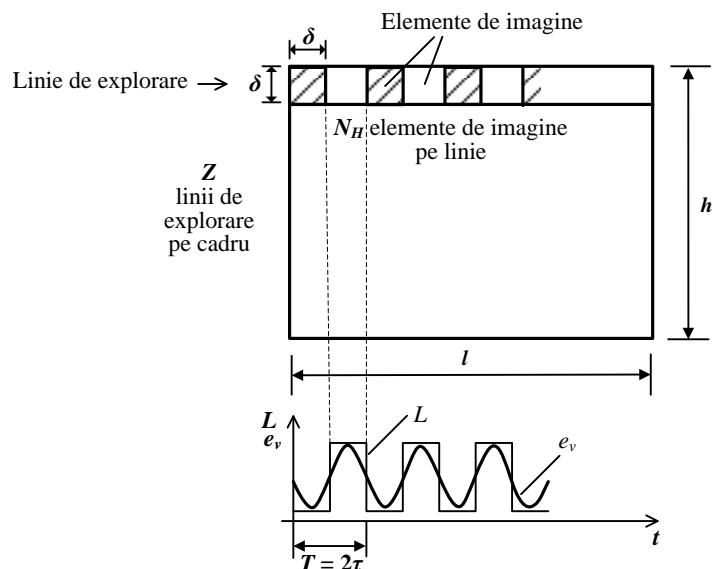


Fig. 2.4. Obținerea semnalului de imagine de frecvență maximă.

numărul total de elemente de imagine este $p \cdot Z^2$ iar durata explorării unui element de imagine este:

$$\tau = \frac{T_C}{p \cdot Z^2} = \frac{1}{p \cdot Z^2 \cdot f_C} \quad (2.4)$$

Ca urmare, frecvența video maximă a semnalului imagine, rezultat la explorarea pe orizontală a imaginii din figura 2.4, este dată de relația:

$$f_{V \max} \cong \frac{1}{2} p \cdot Z^2 \cdot f_C \quad (2.5)$$

Pentru valorile standardizate: $p = 4/3$, $Z = 625$ linii /cadru și $f_C = f_V = 50$ Hz, frecvența video maximă are valoarea $f_{V \max} \cong 13$ MHz iar lărgimea de bandă a canalului de televiziune în cazul folosirii modulației de amplitudine este $B = 2 f_{V \max} \cong 26$ MHz.

Analizând relația (2.5) se constată că micșorarea frecvenței maxime din spectrul semnalului video poate fi realizată fie prin micșorarea numărului de linii/cadru, ceea ce conduce la micșorarea rezoluției imaginii redată, fie prin micșorarea frecvenței cadrelor, ceea ce conduce la apariția senzației de pâlpare.

În dorința de a micșora banda de frecvențe a semnalului video, fără a afecta calitatea imaginii, în televiziunea radiodifuzată se utilizează cea de a doua metodă, folosind explorarea liniară întretesută, care asigură absența senzației obositoare de pâlpare.

1.1.8. Numărul liniilor de explorare

Avându-se în vedere puterea de rezoluție limitată a sistemului vizual, adică posibilitatea limitată de a distinge două linii sau două puncte luminoase apropiate, fiecare cadru de imagine este descompus într-o rețea de suprafețe elementare discrete (elemente de imagine). Ca urmare, în situația în care ecranul este privit de la o anumită distanță de vizionare, raportată la dimensiunea ecranului (ca regulă practică: minimum $5 \times h$, h fiind înălțimea ecranului), imaginea construită din elemente discrete (linii sau puncte) este percepută de ochiul uman ca o imagine continuă.

Prin transmiterea secvențială a informației de luminanță a fiecărui element de imagine, cu observația că intervalul de timp τ alocat transmiterii pentru un element de imagine este bine stabilit din considerentul transmiterii secvențiale a informației tuturor elementelor de imagine în intervalul de timp alocat unui cadru, rezultă transformarea informație de luminanță în semnal electric.

În mod practic, procesul discretizării unui cadru de imagine are loc în două etape succesive, întâi pe linii și apoi pe elemente de imagine.

În televiziunea analogică discretizarea unui cadru de imagine, pe linii și elemente de imagine, se realizează prin citirea secvențială a sarcinilor acumulate pe suprafața unui mozaic de elemente fotosensibile izolate a unui dispozitiv videocaptor cu transfer de sarcină de tip CCD.

În televiziunea digitală semnalul video analogic corespunzător unui element de imagine este transformat într-un semnal digital prin intermediul conversiei analog-digitale, adică într-un cuvânt de cod format, de regulă, din 8 biți.

Prin descompunerea imaginii în Z linii de explorare, sistemul de televiziune poate reda pe verticală cel mult Z benzi succesiv negre și albe de lățime $\delta = h/Z$, numite linii de definiție, unde δ reprezintă pasul de explorare pentru un cadru de imagine de înălțime h și lățime l , prezentat în figura 1.6.

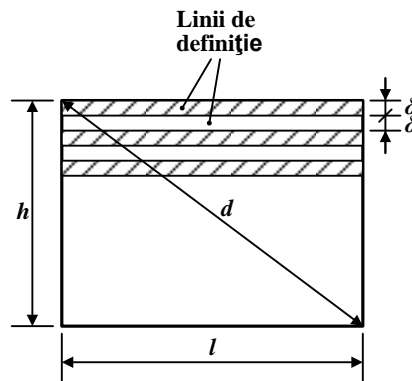


Fig. 1.6. Dimensiunile cadrului de imagine.

În realitate, din cele Z linii de explorare doar Z_a sunt linii de explorare active (purtătoare de informație), deoarece 8 % din timpul de transmisie al unui cadru de imagine este folosit pentru întoarcerea spotului pe verticală.

În norma de televiziune europeană s-a ales $Z = 625$ linii de explorare/cadru, dintre care doar $Z_a = 575$ sunt linii active (purtătoare de informație). Pentru norma de televiziune americană s-a ales $Z = 525$ linii de explorare/cadru.

Faptul că inițial s-a stabilit să nu se folosească la explorare mai mult de 625 linii s-a datorat limitărilor tehnice din momentul respectiv, întrucât frecvența maximă a semnalului video și deci banda de frecvențe a canalului de transmisie în radiofrecvență crește proporțional cu Z_a^2 .

3. Semnalul video complex de culoare. Alegerea frecvenței subpurtătoare pentru semnalul de cromaticitate. (STV Cap.5, paragraful 5.7)

1.4. Semnalul video complex de culoare

În televiziunea radiodifuzată, transmiterea celor trei semnale primare Y , $R-Y$ și $B-Y$ se face pe un singur canal de transmisie, caracterizat prin lărgimea de bandă stabilită prin norma de televiziune adoptată (6 MHz, respectiv 5 MHz).

Întrucât cele trei semnale primare de transmisie ocupă un spectru de frecvențe mai mare decât cel alocat canalului video, pentru transmisia unui program TV, semnalele primare de transmisie Y , $R-Y$ și $B-Y$ sunt supuse unei operații de codare, astfel încât semnalul codat obținut, cunoscut sub denumirea de *semnal video complex de culoare*, să poată fi transmis prin canalul alocat și să poată fi decodat la recepție, cu scopul de a se obține semnalele primare de transmisie, ce urmează să fie prelucrate pe căi distincte. De fapt, semnalele $R-Y$ și $B-Y$ (fără impulsuri de stingere și sincronizare) se codează, rezultând semnale codate NTSC, PAL, respectiv

SECAM, care apoi se adaugă la semnalul video complex Y (care conține semnalul de stingere și de sincronizare), rezultând, astfel, semnalul video complex de culoare, SVCC.

Realizarea transmisiei celor trei semnale primare în lărgimea de bandă alocată canalului video, se bazează pe observația că spectrele de frecvențe ale semnalelor Y , $R-Y$ și $B-Y$ sunt spectre discrete, formate din pachete de linii spectrale centrate pe multipli ai frecvenței liniilor (figurile 5.12.a și b). Mai mult, între pachetele de linii spectrale alăturate ale semnalului de luminanță, cu frecvență centrală relativ mare (peste 1,5 MHz), există intervale libere, care se pot ocupa, prin intercalarea (întreșeserea) pachetelor de linii spectrale ale semnalului de crominanță modulată, C , adică limitat și translatat în domeniul frecvențelor superioare, între pachetele de linii spectrale ale semnalului de luminanță Y (figurile 5.12. a, c și d).

Ca urmare, semnalul video complex de culoare, $Y+C$, obținut prin însumarea semnalelor de luminanță și de crominanță modulată, ocupă aceeași bandă de frecvențe ca semnalul video complex în sistemul TV în alb-negru.

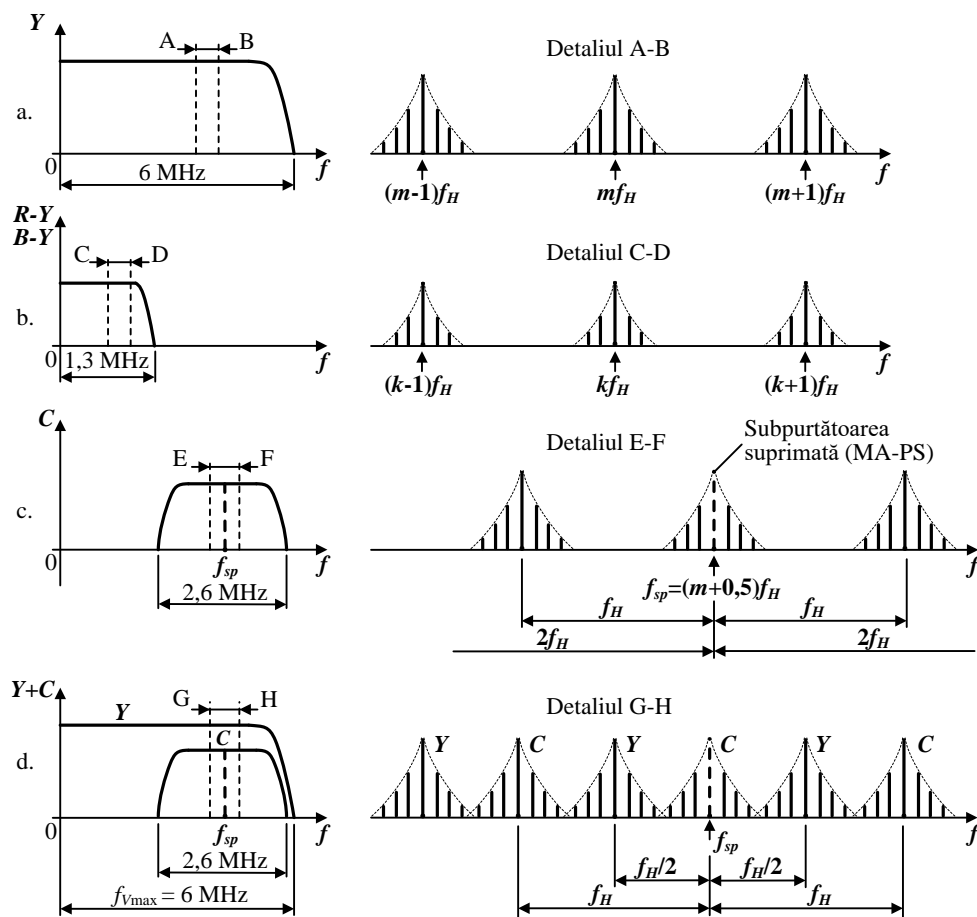


Fig. 5.12. Intercalarea spectrelor de frecvențe în sistemul TV în culori:

- a) semnalul de luminanță; b) semnalele diferență de culoare;
- c) semnalul de crominanță modulată; d) semnalul SVCC.

Semnalul de crominanță modulată se obține folosind ca suport o subpurțătoare, numită de crominanță, f_{sp} , care este modulată în amplitudine și în cuadratură cu cele două semnale diferență de culoare (sistemele NTSC și PAL), sau în frecvență, cu câte un semnal diferență de culoare, și transmiterea alternativă a acestora (sistemul SECAM). Prin modulație se asigură translatarea tuturor componentelor spectrale ale semnalelor diferență de culoare în partea superioară a spectrului de frecvențe al semnalului de luminanță, cu frecvența subpurțătoarei de crominanță (figura 5.13).

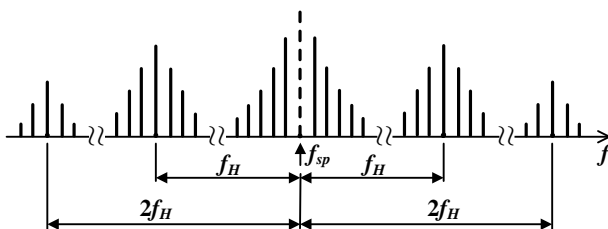


Fig. 5.13. Spectrul de frecvențe al semnalului de cromaticitate modulată în amplitudine (MA-PS).

Dacă frecvența subpurătoarei se alege egală cu un multiplu impar al jumătății frecvenței de linii \$f_H\$, adică:

$$f_{sp} = (2m + 1) \frac{f_H}{2} = (m + 0,5)f_H \quad (5.17)$$

pachetele de linii spectrale ale semnalului de cromaticitate modulată, \$C\$ (figura 5.13) se vor plasa, la jumătatea intervalelor libere, între pachetele de linii spectrale ale semnalului de luminanță, \$Y\$ (figura 3.12.d).

Semnalul video complex de culoare conține și un semnal pentru prelucrarea corectă a informației de culoare transmise. El este plasat pe palierul posterior al impulsurilor de stingere.

În sistemul PAL acest semnal este cunoscut sub denumirea de *semnal de sincronizare a culorii* (sau "burst"), \$S_C\$, și are rolul de a regenera în receptor subpurătoarea de cromaticitate, adică un semnal sinusoidal cu frecvența \$f_{sp}\$. Pentru realizarea acestei cerințe, în componența semnalului video complex de culoare se transmite, pe palierul posterior al impulsurilor de stingere pe orizontală (palierul posterior impulsului de sincronizare linii) un semnal, sub forma unei salve de sinusoidale (tren de 8÷10 sinusoidale), având frecvența subpurătoarei \$f_{sp}\$.

În sistemul SECAM, pe palierul posterior al impulsurilor de stingere pe orizontală se transmit semnale având frecvențele subpurătoare \$f_{OR}\$, respectiv \$f_{OB}\$, corespunzătoare secvenței liniilor ce se transmit, avându-se în vedere transmisia succesivă a semnalelor de culoare. În sistemul SECAM, suplimentar, se transmite așa-numitul semnal de identificare a culorii, \$I_C\$, pe durata a nouă linii a impulsului de stingere pe verticală, care are rol în recunoașterea ordinii de transmitere a semnalelor diferență de culoare.

4. Principiul sistemului PAL. Ce erori sunt eliminate astfel. (STV Cap. 7 paragraful 7.3 pag. 127-131)

1.6. Principiul sistemului PAL

Sistemul PAL a rezultat din necesitatea de a îmbunătăți performanțele sistemului NTSC în raport cu distorsiunile (erorile) de fază ce apar la transmisia semnalului video complex de culoare sau la înregistrarea/redarea pe videocasetofon (magnetoscop), datorită fluctuației vitezei de derulare a benzii magnetice. Prezența acestor distorsiuni de fază are ca efect instabilitatea nuanței culorii, care se traduce prin distorsiuni de nuanță.

Dacă se au în vedere relațiile (7.13) și reprezentarea din figura 7.2 a vectorului reprezentativ al semnalului de cromaticitate modulată pentru o culoare \$K\$, se constată că nuanța culorii este reprodusă corect în orice punct al canalului video, dacă faza subpurătoarei de cromaticitate, \$\theta_C\$, nu se modifică în timpul transmisiei.

În situația în care semnalul de cromaticitate modulată, reprezentat prin relațiile (7.13), este afectat pe lanțul de transmisie de distorsiunea de fază \$\beta\$, la recepție acest semnal va avea expresia:

$$C(\beta) = |C| \cdot \sin(\omega_{sp} t + \theta_C + \beta) \quad \text{respectiv} \quad \underline{C}(\beta) = |C| \cdot e^{j(\theta_C + \beta)} \quad (7.15)$$

rezultând o reprezentare vectorială diferită pentru semnalul de cromaticitate modulată de la recepție față de cel de la emisie, după cum se prezintă în figura 7.5.

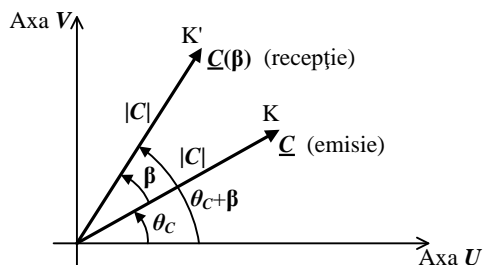


Fig. 7.5. Vectorul reprezentativ al semnalului de cromaticitate modulată pentru o culoare K, afectat de distorsiunea de fază β .

În concluzie, distorsiunea de fază β , care afectează faza semnalului de cromaticitate modulată pe lanțul de transmisie, are ca efect modificarea nuanței culorii reproduse la recepție prin modificarea lui θ_C , din culoarea K în culoarea K'. Sistemul PAL și-a propus să elimine efectul distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii.

Principiul sistemului PAL (**Phase Alternation Line – alternarea fazei pe linii**) constă în schimbarea fazei subpurtătoarei pentru semnalul diferență de culoare ponderat V , cu 180° la fiecare linie, atât la emisie cât și la recepție. Cu alte cuvinte, subpurtătoarea de cromaticitate este generată cu fază zero pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul diferență de culoare ponderat U și cu fază alternantă cu frecvența $f_H/2$, respectiv cu $+90^\circ$ și -90° , pe două linii TV succesive, pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul diferență de culoare ponderat V , adică:

$$u_{sp1} = U_{sp} \sin \omega_{sp} t \quad (7.16)$$

$$u_{sp2} = U_{sp} \sin(\omega_{sp} t + 90^\circ) = U_{sp} \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n, n+2, \dots \quad (7.17)$$

$$\begin{aligned} u_{sp2} &= U_{sp} \sin(\omega_{sp} t + 90^\circ + 180^\circ) = \\ &= U_{sp} \sin(\omega_{sp} t - 90^\circ) = -U_{sp} \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n+1, n+3, \dots \end{aligned} \quad (7.18)$$

În aceste condiții, în sistemul PAL semnalul de cromaticitate modulată se obține la emisie cu schema de principiu prezentată în figura 7.6.

Semnalul de cromaticitate modulată, obținut pentru subpurtătoarea de cromaticitate generată cu fază -90° , se va nota în cele ce urmează cu C^* . În aceste condiții, semnalul de cromaticitate modulată în sistemul PAL se reprezintă prin relațiile:

$$C = U \cdot \sin \omega_{sp} t + V \cdot \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n, n+2, \dots \quad (7.19)$$

$$C^* = U \cdot \sin \omega_{sp} t - V \cdot \cos \omega_{sp} t \quad , \text{ pentru liniile } n+1, n+3, \dots \quad (7.20)$$

sau

$$C = |C| \cdot \sin(\omega_{sp} t + \theta_C) \quad \text{respectiv} \quad \underline{C} = |C| \cdot e^{j\theta_C} \quad (7.21)$$

$$C^* = |C| \cdot \sin(\omega_{sp} t - \theta_C) \quad \text{respectiv} \quad \underline{C}^* = |C| \cdot e^{-j\theta_C} \quad (7.22)$$

unde $|C|$ și θ_C se determină cu relațiile (7.14).

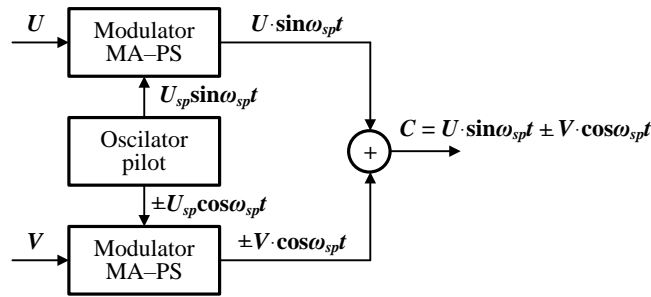


Fig. 7.6. Obținerea semnalului de crominanță modulată în sistemul PAL

Pe baza acestor relații, în figura 7.7 sunt prezentați vectorii reprezentativi ai semnalului de crominanță modulată pe două linii TV succesive, pentru aceeași culoare K a elementelor de imagine corespondente.

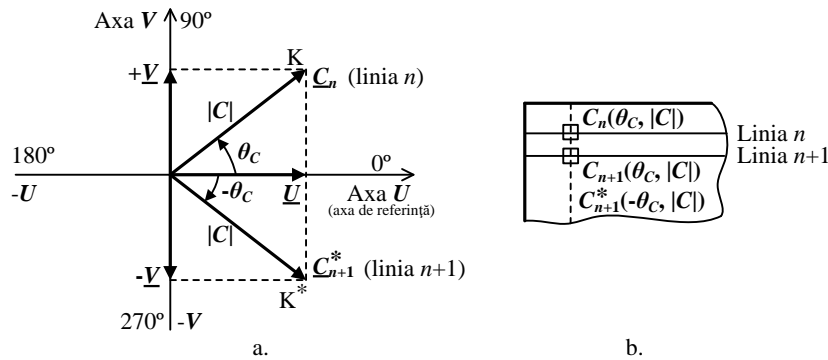


Fig. 7.7. a) Vectorii reprezentativi ai semnalului de crominanță modulată pe două linii TV succesive; b) elementele de imagine corespondente.

Principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii, are în vedere observația că două elemente de imagine vecine conțin practic aceeași informație de culoare (nuanță și saturație) și, ca urmare, se poate considera că semnalele transmise pe două linii succesive sunt practic identice. Cu alte cuvinte, cele două elemente de imagine, aparținând liniilor TV n și $n+1$, din figura 7.7.b, sunt caracterizate de același semnal de crominanță modulată, C . Cu toate acestea, datorită schimbării fazei subpurtătoarei pentru semnalul V cu 180° , semnalul de crominanță modulată pe linia TV $n+1$ este reprezentat în figura 7.7.a prin vectorul \underline{C}_{n+1}^* , care face unghiul $-\theta_C$ cu axa U .

În cele ce urmează se prezintă principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii, cu referire la diagramele vectoriale din figura 7.8.

De la emisie se transmit succesiv semnalele de crominanță modulate, corespunzătoare liniei TV n și, respectiv, liniei TV $n+1$, reprezentate prin vectorii \underline{C}_n și, respectiv, \underline{C}_{n+1}^* (v. fig. 7.8.a). În situația în care lanțul de transmisie introduce o distorsiune (eroare) de fază β , aceasta va afecta semnalul de crominanță modulată de pe liniile succesive în același sens, determinând o deviație a fazei subpurtătoarei cu un unghi β . Ca urmare, semnalele de crominanță modulate afectate de distorsiunea de fază β sunt reprezentate, la recepție, prin vectorii $\underline{C}_n(\beta)$ și, respectiv, $\underline{C}_{n+1}^*(\beta)$, care fac cu axa U unghiurile $\theta_C + \beta$ și, respectiv, $-\theta_C + \beta$.

Semnalul de crominanță modulată pentru semnalul diferență de culoare ponderat V afectat de distorsiunea de fază β , corespunzător liniei TV $n+1$, reprezentat prin vectorul $\underline{C}_{n+1}^*(\beta)$, este prelucrat la recepție, în sensul că are loc o nouă schimbare a fazei subpurtătoarei cu 180° la fiecare linie, identic cu operația executată la emisie. Ca urmare, semnalul de crominanță modulată reprezentat prin vectorul

$\underline{C}_{n+1}^*(\beta)$, devine semnalul reprezentat prin vectorul $\underline{C}_{n+1}(-\beta)$; care face cu axa U unghiul $\theta_C - \beta$ (v. fig. 7.8.a).

Dacă semnalul de crominanță modulat de pe linia n , întârziat cu durata unei linii TV, este însumat vectorial cu semnalul de crominanță modulat de pe linia $n+1$, după cum se observă în figura 7.8.b, se obține vectorul rezultat $\underline{C}_n(\beta) + \underline{C}_{n+1}(-\beta)$, care are faza corectă, cu cea de la emisie, θ_C , corespunzătoare nuanței reale, indiferent de valoarea distorsiunii de fază β introdusă de lanțul de transmisie. Dacă sumatorul are un factor de ponderare $\frac{1}{2}$ amplitudinea vectorului rezultat este $|C| \cdot \cos\beta$, prezentând o valoare maximă pentru $\beta=0$ și scăzând pe măsură ce distorsiunea de fază se mărește. Cu alte cuvinte, apare o desaturare a culorii.

În concluzie, informația de culoare a unui element de imagine de pe linia $n+1$ se obține în decodorul PAL prin însumarea informației de culoare de pe linia $n+1$, afectată de distorsiunea de fază, cu informația de culoare de pe linia n , afectată de asemenea de distorsiunea de fază, informație care este întârziată cu durata unei linii, adică cu $64 \mu s$, pentru ca cele două informații să ajungă în același timp la circuitul de însumare.

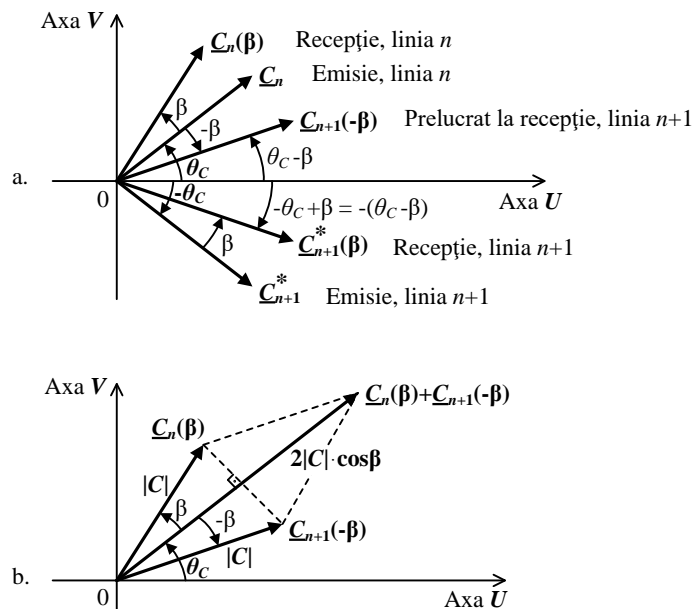


Fig. 7.8. Principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii.

Distorsiunea de fază, care afectează semnalul de crominanță modulat pe lanțul de transmisie, are ca efect desaturarea culorilor transmise, ceea ce este mult mai puțin sesizat de ochi decât modificarea nuanței culorii. Se arată în literatură că pentru o distorsiune de fază $\beta=30^\circ$ gradul de desaturare al culorii este de 13,5 %. Cum ochiul acceptă distorsiuni destul de mari legate de desaturarea culorii redade, se pot corecta în sistemul PAL erori de fază de până la $\pm 45^\circ$, fără ca desaturarea culorii să devină deranjantă.

5. Care este modulația folosită la transmisia informației pe un canal TV? Să se reprezinte structura unui canal TV în cazul unei lărgimi de bandă a canalului de 8 MHz. (STV paragraful 6.3 , paginile 102-103, 104-106)

1.7. Modulația de amplitudine cu rest de bandă laterală

În televiziunea radiodifuzată, pentru a transmite semnalul video complex de culoare de la emisie la recepție, acesta modulează în amplitudine o purtătoare de FIF (foarte înaltă frecvență) sau UIF (ultra înaltă frecvență), numită purtătoare de imagine (semnal sinusoidal având frecvența postului de emisie, f_{pi}).

Pentru transmisiile TV prin legături cu microunde (lanțuri de radiorelee sau rețele de comunicație prin satelit) se folosește modulația de frecvență, deoarece asigură o calitate mai ridicată a transmisiunii la distanțe mari.

Avantajul folosirii modulației de amplitudine este lărgimea de bandă mai îngustă a spectrului semnalului modulat. În urma procesului de modulație în amplitudine a purtătoarei de imagine cu semnalul SVCC, spectrul de frecvențe al semnalului modulat are lărgimea egală cu dublul frecvenței video maxime (v. fig. 6.3). Pentru o frecvență $f_{V \max} = 6$ MHz rezultă o lărgime de bandă pentru transmisiunile RF-MA de $B_{RF-MA} = 12$ MHz.

Modulația de amplitudine a purtătoarei de imagine poate fi negativă sau pozitivă după cum trecerea de la nivelul de negru la nivelul de alb al semnalului video corespunde unei reduceri, respectiv unei creșteri, a amplitudinii semnalului modulat.

Standardele de televiziune din majoritatea țărilor (fac excepție Franța, Anglia) prevăd folosirea modulației de amplitudine negativă a purtătoarei de imagine, adică la luminanță maximă a imaginii corespunde amplitudinea minimă a purtătoarei, iar la impulsul de sincronizare – amplitudinea maximă a purtătoarei. Avantajele modulației de amplitudine negativă sunt:

- utilizarea optimă a emițătorului, prin faptul că este necesară putere maximă doar un timp scurt, pe durata vârfurilor de sincronizare;
- amplitudinea maximă, care apare în mod periodic în timpul impulsurilor de sincronizare, servește ca referință pentru reglajul automat al amplificării în receptor;
- perturbațiile aditive datorate transmisiei acționează în direcția nivelului de negru, influențând în mai mică măsură calitatea imaginii din punct de vedere al sistemului vizual uman.

În figura 6.2 sunt date nivelurile caracteristice ale purtătoarei de imagine pentru transmisiunea TV în radiofrecvență cu modulație de amplitudine negativă. Pentru a se asigura funcționarea corectă a demodulatorului sincron video din calea comună imagine-sunet a receptorului TV, care are rolul de a extrage semnalul SVCC din semnalul modulat u_{RF-MA} (una din cele două înfășurătoare de modulație, din fig. 6.2) este necesar ca modulația de amplitudine să fie fără suprimarea purtătoarei, adică purtătoarea de imagine pentru nivelul de alb nu trebuie să scadă la emisie sub 10 % din valoarea de vârf a purtătoarei.

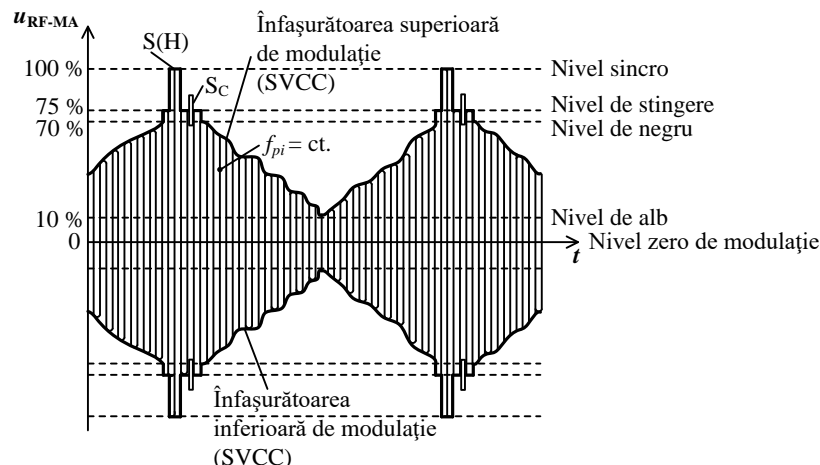


Fig. 6.2. Transmisiunea TV în RF cu modulația de amplitudine negativă.

Cu scopul de a îngusta lărgimea de bandă a canalului de televiziune, în televiziunea radiodifuzată nu se folosește o transmisiune clasică de modulație de amplitudine cu bandă laterală dublă (MA–BLD), ci o transmisie cu rest de bandă laterală (MA–RBL), adică cu bandă laterală inferioară parțial suprimată (figura 6.3).

1.8. Structura canalului de televiziune

O stație de televiziune emite semnalul de FIF sau UIF într-un canal TV, de lărgime bine precizată. În conformitate cu standardele TV (v. anexa 1), banda de frecvențe alocată pentru un canal TV (pentru transmisiunea de imagine și sunetul aferent) este:

- 8 MHz, pentru canalele cu banda video de 6 MHz și ecartul între frecvențele purtătoare de imagine și de sunet de $f_{pi} - f_{ps} = 6,5$ MHz;
- 7 MHz, pentru canalele cu banda video de 5 MHz și ecartul între frecvențele purtătoare de imagine și de sunet de $f_{pi} - f_{ps} = 5,5$ MHz.

În figura 6.4 se prezintă structura unui canal TV, adică dispunerea frecvențelor purtătoare de imagine, f_{pi} , și de sunet, f_{ps} , împreună cu benzile laterale corespunzătoare (spectrele semnalelor video și audio). Datele prezentate în figură se referă la standardul TV caracterizat printr-o lărgime a canalului TV de 8 MHz și un ecart dintre cele două purtătoare de 6,5 MHz. Sunt date, de asemenea, caracteristicile amplitudine–frecvență idealizate ale emițătorului de imagine (1) și de sunet (2), precum și caracteristica amplitudine–frecvență a amplificatorului de radiofrecvență de la intrarea receptorului TV (3).

Semnalul video, de bandă 6 MHz, este modulată în amplitudine și se transmite cu rest de bandă laterală de 0,75 MHz, respectiv, 1,25 MHz la o atenuare de 20 dB. Pentru televiziunea radiodifuzată sunt alocate în Europa șase benzi de frecvențe, situate în trei domenii de frecvențe, cu precizarea că fiecare bandă cuprinde un număr de canale TV:

- domeniul FIF sau VHF (foarte înaltă frecvență):
 - banda I: 48÷66 MHz, canalele 1(48,5÷56,5 MHz) și 2 (58÷66 MHz);
 - banda II: 76÷100 MHz, canalele 3, 4 și 5;
 - banda III: 174÷230 MHz, canalele 6÷12.
- domeniul UIF sau UHF (ultra înaltă frecvență):
 - banda IV: 470÷606 MHz; canalele 21÷37;
 - banda V: 606÷862 MHz, canalele 38÷69.
- domeniul SIF (super înaltă frecvență):
 - banda VI: 11,7÷12,5 GHz, este divizată în 40 de canale cu o bandă pe canal de 19,18 MHz, fiind folosită de sistemele de transmisie prin satelit; această bandă s-a extins la 10,7÷12,75 GHz;
 - benzi suplimentare: 20÷20,5 GHz, 40,5÷42,5 GHz și 84÷86 GHz, pentru sistemele de transmisie prin satelit.

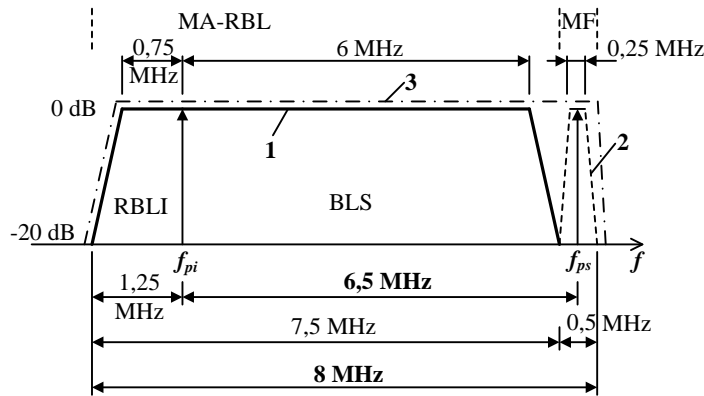


Fig. 6.4. Structura canalului de televiziune.

Semnalul audio (programul sonor asociat imaginii), de bandă 15 kHz, este transmis prin modulația în frecvență a purtătoarei de sunet, cu o deviație maximă de frecvență $\Delta f_{\max} = \pm 50$ kHz. În aceste condiții banda ocupată de semnalul modulat în frecvență este de:

$$B_{\text{RF-MF}} \cong 2(1 + \beta + \sqrt{\beta}) \cdot f_{\text{AF max}} = 185 \text{ kHz} \quad (6.1)$$

unde indicele de modulație în frecvență β are valoarea:

$$\beta = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{\text{AF max}}} = \frac{50}{15} = 3,33 \quad (6.2)$$

În aceste condiții s-a alocat pentru canalul de sunet o bandă de 0,5 MHz, iar pentru caracteristica amplitudine–frecvență a emițătorului de sunet un palier de 250 kHz. Prin faptul că se folosește o transmisiune cu MF, care asigură la locul de recepție un raport S/Z mai bun ca în cazul MA, puterea emițătorului de sunet poate fi de 2÷10 ori mai mică decât puterea emițătorului de imagine. Mai mult, ca la orice transmisiune cu MF, se folosește accentuarea–dezaccentuarea pentru îmbunătățirea raportului S/Z la frecvențe audio ridicate.

Ecartul între frecvențele purtătoare de imagine și de sunet este de:

$$f_{pi} - f_{ps} = 6,5 \text{ MHz sau } 5,5 \text{ MHz} \quad (6.3)$$

Dezvoltarea tehnicilor numerice de transmisie precum și apariția aparaturii audio–video de înaltă performanță au condus la apariția sistemelor cu transmisie pe două canale a sunetului. În aceste condiții, utilizarea în receptoarele TV a unor căi de audiofrecvență de înaltă performanță, care a fost considerată inițial un lux inutil, a devenit o cerință a receptoarelor moderne. La ora actuală receptoarele TV au prevăzute căi de sunet stereofonice cu posibilitatea reglării redării (balans, ton etc.).

O primă îmbunătățire a calității sunetului asociat imaginii a constituit-o transmisiunea stereofonică sau simultană în două limbi. Aceasta a fost adoptată în normele de televiziune B/G, I din standardul CCIR și a avut ca cerințe impuse:

- compatibilitatea cu transmisiunea TV standard de sunet (redarea transmisiei stereo pe receptoarele mono și, respectiv, redarea transmisiei mono pe receptoarele stereo);
- obținerea pentru sunet a aceleiași calități ca și în cazul transmisiei din radiodifuziunea MF;
- diafonie minimă între cele două canale, cu posibilitatea selecției modului de redare funcție de tipul transmisiei (prin transmiterea unui indicativ pentru recunoașterea de către decodorul din receptor a modului de lucru: mono, stereo sau două limbi).

Practic, în cazul sistemelor de transmisiune TV europene au fost adoptate două soluții pentru transmisia semnalului de sunet pe două canale:

- transmisia analogică, în care există, pe lângă purtătoarea de sunet standard, și o a doua purtătoare de sunet MF (sistem cu două purtătoare de sunet);
- transmisia digitală, în care informația suplimentară stereo este transmisă în format NICAM (Near Instantaneous Compounding Audio Modulation).

În cazul transmisiei analogice a semnalului de sunet structura canalului TV este cea din figura 6.5.

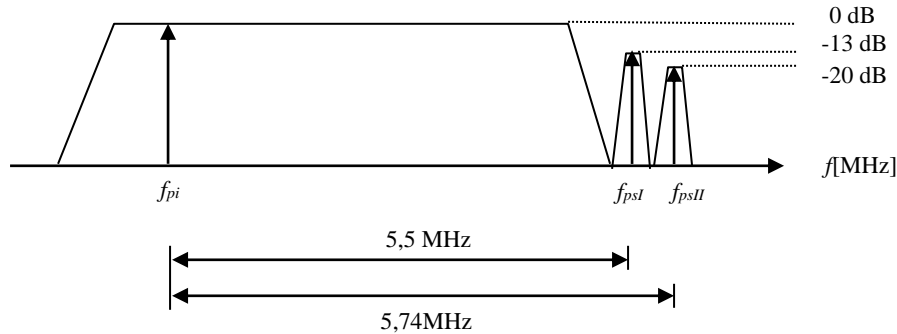


Fig. 6.5. Structura canalului TV în cazul transmiterii sunetului pe două canale analogice.

Considerând ca origine frecvența purtătoare de imagine, cele două purtătoare de sunet se află la $f_{ps1} = 5,5$ MHz și, respectiv, la $f_{ps2} = 5,7421875$ MHz. Ecartul de frecvență dintre cele două purtătoare de sunet este egal cu a 31-a armonică a jumătății frecvenței de linie, fiind ales astfel din considerente de reducere a intermodulației între cele două purtătoare. Cele două purtătoare de sunet sunt atenuate cu 13 dB, respectiv 20 dB, față de purtătoarea de imagine, din același considerent.

Pentru identificarea tipului de transmisie se introduce la emisie un semnal pilot având frecvența de 54,6875 kHz ($7 \times f_H/2$). Acest semnal pilot este modulată sau nemodulat în funcție de tipul transmisiei. Modulația este una de amplitudine cu un factor de modulație de 50 %. Funcție de parametrii semnalului modulator a purtătoarei pilot, receptorul realizează identificarea tipului de transmisie astfel:

Transmisie mono, dacă purtătoarea pilot este nemodulată. În acest caz semnalele transmise sunt identice.

Transmisie stereo, dacă purtătoarea pilot este modulată cu un semnal de 117,5 Hz ($f_H/133$). În acest caz semnalele transmise sunt $M = (L+R)/2$ și, respectiv, R , în care L , R reprezintă semnalul de pe canalul din stânga și, respectiv, din dreapta. (Se observă că această transmisiune diferă față de cea din radiodifuziunea stereo unde semnalele transmise sunt $M = (L+R)/2$ și $S = (L-R)/2$).

Transmisie cu sunet în două limbi (bilingvă), dacă purtătoarea este modulată cu un semnal de 274,1 Hz ($f_H/57$). În acest caz cele două canale transmise sunt total independente.

În cazul transmisiei digitale a semnalului de sunet, pe lângă informația standard (cerința compatibilității) se transmite și o informație digitală ce conține cele două căi suplimentare de sunet în format digital. Informația este amplasată la extremitatea canalului TV, respectiv la 5,85 MHz pentru norma B-CCIR și la 6,552 MHz pentru norma I-CCIR (figura 6.6). Sistemul de transmisie poartă denumirea de NICAM 728 și utilizează transmisia de tipul DQPSK (Differentially Quadrature Phase Shift Keying), care constă în variația relativă a fazei subpurtătoarei, funcție de informația digitală modulatorie. Spectrul canalului TV în acest caz este prezentat în figura 6.6.

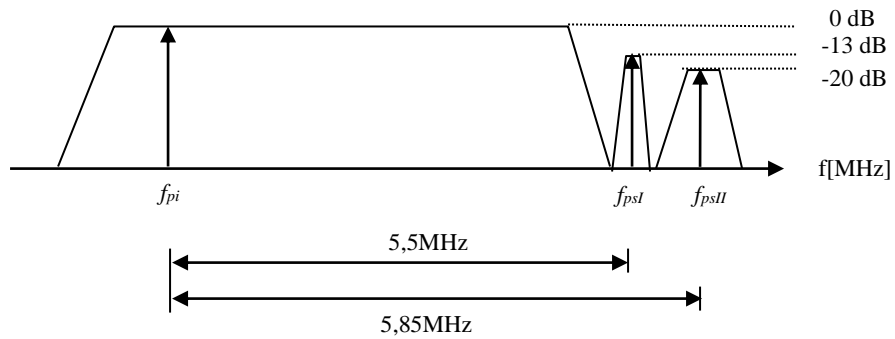


Fig. 6.6. Structura canalului TV în cazul transmiterii sunetului în format NICAM.

Sistemul NICAM se pretează a fi folosit în:

- sistemele de transmisie de tip MAC (Multiplexed Analogue Components);
- sistemele ce utilizează transmisia sub formă digitală a semnalului de sunet pe durata impulsurilor de sincronizare linii ale semnalului video analogic, folosindu-se modulația impulsurilor în cod (MIC). Acest sistem de transmisiune este cunoscut sub denumirea de transmisiune SIS (Sound in Syncs – sunet în sincro) și are avantajul de a nu folosi canale de sunet separate

6. Care este frecvența de eșantionare utilizată în televiziunea digitală, cum a fost aleasă și care este structura de eșantionare folosită pentru semnalul de luminanță în standardul de studio 4:2:2. (STV Televiziune Digitală, pag. 64-67)

Alegerea frecvențelor de eșantionare.

Structura de eșantionare

După cum s-a prezentat în paragraful 2.4.1.2, alegerea frecvențelor de eșantionare în codarea digitală, pentru semnalul de luminanță Y și semnalele diferență de culoare C_{R-Y} și C_{B-Y} , este determinată de:

- lărgimea de bandă a acestor semnale și de complexitatea filtrelor analogice și digitale utilizate;
- structura de eșantionare utilizată, adică de poziționarea eșantioanelor pe ecran.

Standardul principal de studio prevede utilizarea unei *structuri de eșantionare ortogonale*, care presupune situarea eșantioanelor în aceeași poziție pe toate liniile unui cadru, cu păstrarea aceleiași structuri pentru toate cadrele, conducând la alinierea pe verticală a acestora. Se ajunge astfel la o structură periodică pe linii, semicadre și cadre de imagine. Cu alte cuvinte, poziția elementelor de imagine se păstrează în timp. Această structură permite sumarea simplă a semicadrelor adiacente, fără deteriorarea rezoluției pe orizontală sau pe verticală, facilitându-se astfel realizarea sistemelor de conversie de standard, a unităților digitale de efecte speciale video etc.

La adoptarea standardului unic de codare digitală a semnalelor video la nivelul studiourilor de televiziune s-au avut în vedere cele două sisteme principale de televiziune în culori, sistemul european, cu 625 linii/cadru și 25 cadre/s, și sistemul american, cu 525 linii/cadru și 30 cadre/s.

Pentru realizarea structurii ortogonale de eșantionare, după cum s-a precizat în paragraful 2.4.1.2, este necesar ca frecvența de eșantionare să fie un multiplu întreg al frecvenței liniilor. Întrucât cele două sisteme de televiziune au frecvența liniilor diferită, 15.625 Hz pentru sistemul cu 625 linii/50 Hz, respectiv 15.734,265 Hz pentru sistemul cu 525 linii/60 Hz, frecvența de eșantionare trebuie să fie un multiplu comun al celor două frecvențe ale liniilor, mai mare decât valoarea rezultată din teorema eșantionării, adică 13,2 MHz (v. condiția (2.8)), valoare care a rezultat pentru o lărgime de bandă a semnalului analogic de luminanță de 6 MHz. În aceste condiții s-a ales *valoarea standardizată a frecvenței de eșantionare pentru semnalul de luminanță Y* :

$$f_E = 13,5 \text{ MHz.} \quad (2.11)$$

Corespunzător frecvenței de eșantionare alese, se poate calcula durata unui eșantion numeric (perioada de eșantionare) pentru semnalul de luminanță:

$$T_E = 1/f_E = 1/13,5 \text{ MHz} = 74,074 \text{ ns} \quad (2.12)$$

În legătură cu alegerea frecvenței de eșantionare pentru semnalele diferență de culoare, a fost investigată dependența dintre calitatea subiectivă a imaginilor color și lărgimea de bandă a semnalelor diferență de culoare $R-Y$ și $B-Y$. S-a ajuns la concluzia că o lărgime de bandă de aproximativ 2,8 MHz pentru semnalele diferență de culoare (de circa 2 ori mai mare decât în sistemul TV în culori PAL) asigură o calitate suficient de ridicată a imaginii. În aceste condiții a fost aleasă o frecvență de eșantionare de 6,75 MHz pentru semnalele diferență de culoare C_{R-Y} și C_{B-Y} , adică:

$$f_{E(C)} = f_E / 2 = 13,5 \text{ MHz} / 2 = 6,75 \text{ MHz} \quad (2.13)$$

Având în vedere că frecvența de eșantionare a semnalelor diferență de culoare este jumătate din frecvența de eșantionare a semnalului de luminanță, se obține și pentru semnalele diferență de culoare tot o structură ortogonală. Standardul prevede că eșantioanele semnalelor diferență de culoare sunt situate spațial, pe fiecare linie, în aceleași poziții cu eșantioanele impare ale semnalului de luminanță. În aceste condiții durata eșantioanelor digitale (perioada de eșantionare) pentru semnalele diferență de culoare va fi dublă față de cea a eșantioanelor semnalului de luminanță:

$$T_{E(C)} = 2 \times T_E = 148,148 \text{ ns} \quad (2.14)$$

În figura 2.10 se prezintă poziția eşantioanelor pentru semnalul de luminanță Y și semnalele diferență de culoare comprimate C_{R-Y} și C_{B-Y} în standardul principal 4:2:2.

Pentru a defini o familie de standarde compatibile, în standardul principal 4:2:2 frecvența de eşantionare pentru semnalul de luminanță de 13,5 MHz s-a reprezentat prin cifra 4 (v. paragraful 2.5.4). Raportul frecvențelor de eşantionare utilizate pentru cele 3 semnale componente justifică denumirea generică a standardului 4:2:2.

Trebuie subliniat faptul că în standardul 4:2:2 semnalele componente digitale, corespunzătoare semnalului de luminanță și celor două semnale diferență de culoare comprimate, se transmit simultan.

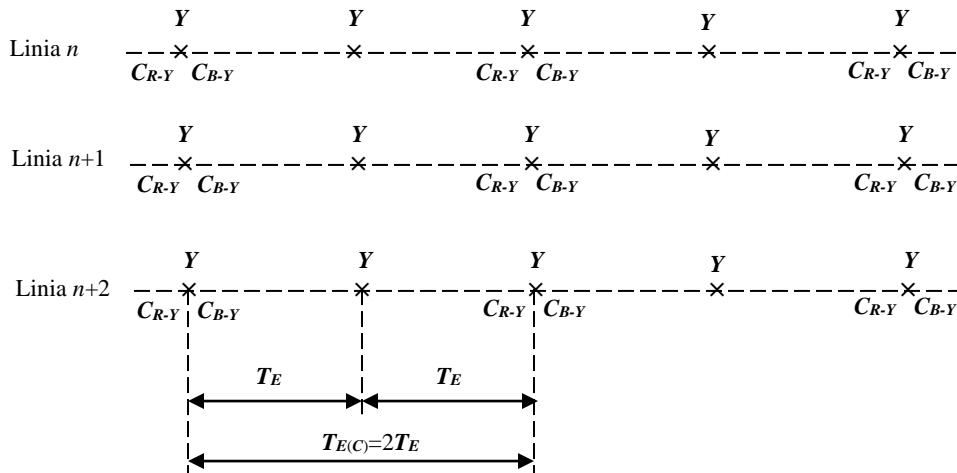


Fig. 2.10. Poziția eşantioanelor pentru semnalele de luminanță și diferență de culoare comprimate.

Folosirea aceleiași frecvențe de eşantionare pentru ambele standarde are drept rezultat simplificarea convertoarelor de standarde, iar aparatele de înregistrare digitale operează la o rată de date similară chiar dacă frecvențele cadrelor sunt diferite în cele două standarde.

Având în vedere că frecvența de bază într-un sistem de televiziune digital este frecvența de 13,5 MHz, în figura 2.11 se prezintă schema bloc care asigură obținerea frecvențelor caracteristice sistemelor PAL și NTSC, frecvența liniilor și frecvența subpurtătoarei de crominanță, plecând de la frecvența de eşantionare de 13,5 MHz, dată de un oscilator pilot stabil

7. Calculați debitul total de informație al semnalului digital TV în cazul codării pe semnalele componente, în cazul standardului de studio 4:2:2. (STV Televiziune Digitală, pag. 73-74)

1.8.2. Debitul de informație standard

Debitul de informație pentru semnalul digital, ca măsură a cantității de informație necesar a fi transmisă într-o secundă (sau a vitezei de transmisie a eşantioanelor), este produsul dintre frecvența de eşantionare f_E și numărul de biți n cu care este codat un eşantion, adică:

$$D = f_E \cdot n \quad [\text{biți/secundă}] \quad (2.10)$$

Întrucât în standardul 4:2:2 semnalele video supuse codării digitale sunt semnalul de luminanță, Y , și cele două semnale diferență de culoare comprimate, C_{R-Y} și C_{B-Y} , se impune calculul debitului de informație pentru fiecare din semnalele componente digitale, Y' , C'_{R-Y} , C'_{B-Y} .

Având în vedere că frecvența de eşantionare pentru semnalul de luminanță este de 13,5 MHz și că fiecare eşantion este codat cu 8 biți, pentru semnalul digital de luminanță Y' rezultă un debit de informație de:

$$D_{Y'} = 13,5 \text{ MHz} \times 8 \text{ biți} = 108 \text{ Mbit/s} \quad (2.26)$$

În mod similar se calculează debitele de informație pentru semnalele digitale diferență de culoare C'_{R-Y} și, respectiv, C'_{B-Y} :

$$D_{C'_{R-Y}} = 6,75 \text{ MHz} \times 8 \text{ biți} = 54 \text{ Mbit/s} \quad (2.27)$$

$$D_{C'_{B-Y}} = 6,75 \text{ MHz} \times 8 \text{ biți} = 54 \text{ Mbit/s} \quad (2.28)$$

În situația în care semnalele componente digitale, Y' , C'_{R-Y} , C'_{B-Y} , se transmit serial pe canal, debitul total de informație al semnalului digital complet se obține prin sumarea debitelor parțiale ale semnalelor componente digitale. În aceste condiții debitul total de informație al semnalului digital în cazul standardului de studio 4:2:2 va fi egal cu:

$$D = D_{Y'} + D_{C'_{R-Y}} + D_{C'_{B-Y}} = 108 + 54 + 54 = 216 \text{ Mbit/s} \quad (2.29)$$

Un debit de informație de această valoare depășește posibilitățile de transmisie în radiofrecvență pe un canal de televiziune. Acesta este unul din principalele motive pentru care s-a specificat faptul că aplicabilitatea standardului 4:2:2 se limitează la nivelul studiourilor, după cum arată și numele său. În studiourile de televiziune, prin transmisia semnalelor componente digitale în *format paralel* pe 8 canale de transmisie, (transmisia în paralel a codului de 8 biți) debitul de informație pe un canal scade de 8 ori, atingând valoarea de 27 Mbit/s.