

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 SUPRAFEȚEI TERESTRE ASUPRA PROPAGĂRII

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

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

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

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

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

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

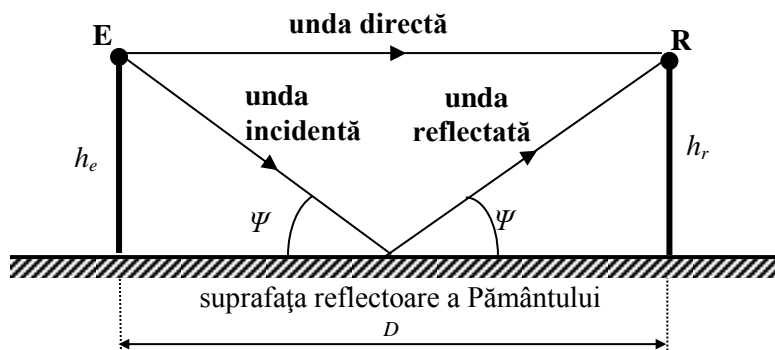


Fig.1.17. Legătură radio cu reflexie la sol.

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

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

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

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

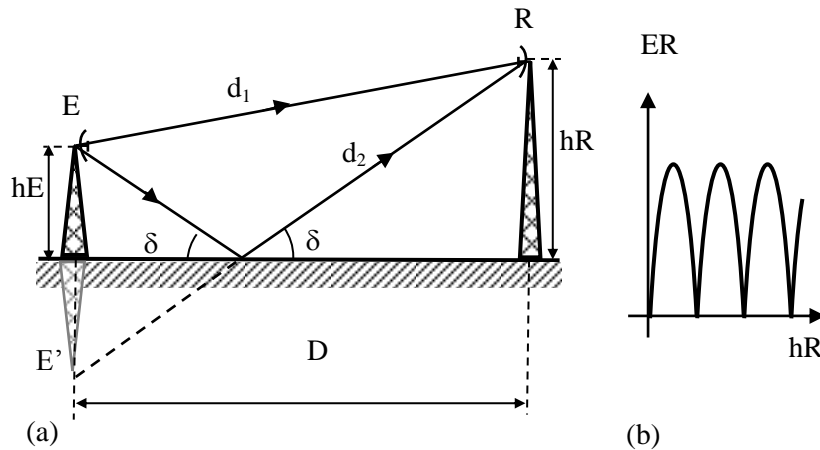


Fig.1.20. Interferența cu reflexie la sol:

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

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

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

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

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

**2. 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)**

Directivitatea

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

Antena nu distribuie uniform în spațiu puterea radiată, intensitatea radiației variind cu direcția  $(\varphi, \theta)$ . Antena reală, anizotropă, prezintă, de obicei, o axă pe direcția căreia puterea radiată este maximă. Această axă poartă denumirea de axa principală de radiație și este utilizată ca axă de referință, într-un sistem de coordonate polare (figura 2.2), pentru aprecierea directivității.

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

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

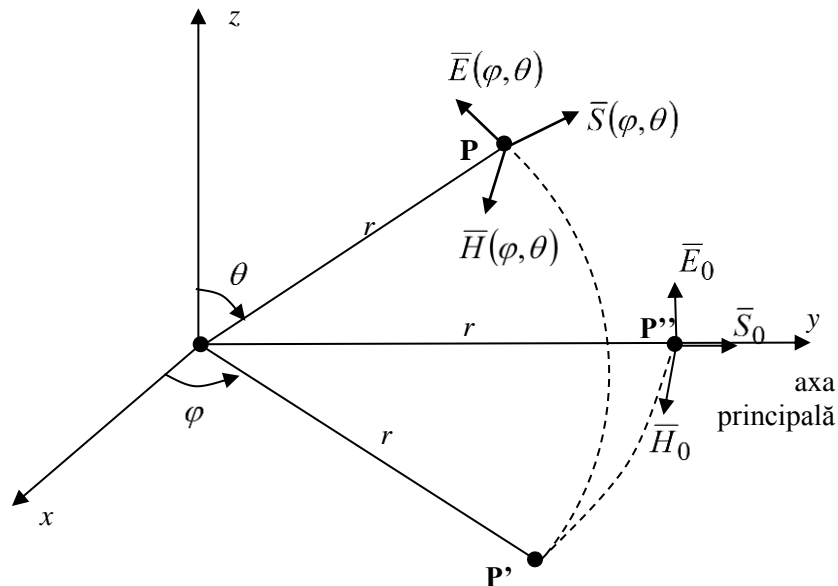


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

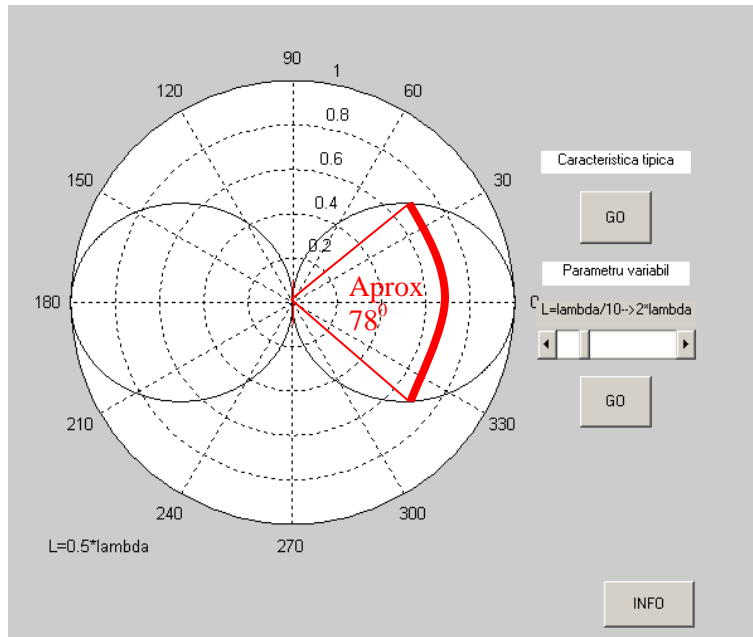


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.

**3. Ce sunt: înălțimea și suprafața efectivă a antenelor. (Radiocomunicații. Fundamente – pag.91-94)**

Inălțimea efectivă

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

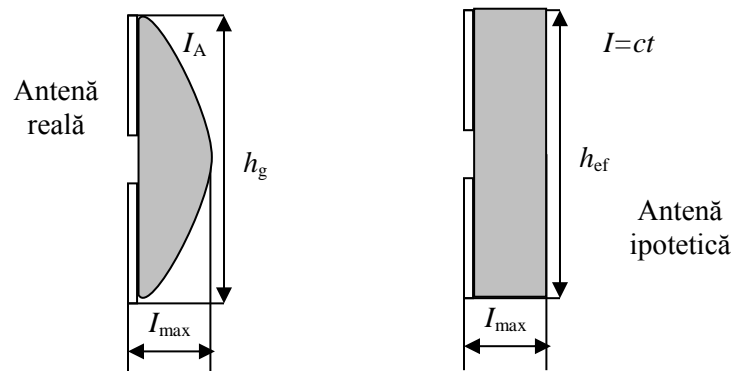


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

Suprafața efectivă

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

unde factorul  $\left( \frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\lambda} \right)^2$  reprezintă atenuarea de propagare pe distanța  $r$  și este notat cu  $a_p$ . Se

observă că în cazul creșterii câștigurilor antenelor sistemului se obține o reducere a puterii de emisie, pentru o putere de recepție și o atenuare de propagare impuse.

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

Dipolul în  $\lambda/2$

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

- Nulurile dintre lobi sunt de fapt atenuări mai puternice ale câmpului și nu anulări complete ale acestuia. Excepție fac nulurile pe direcția axei Oz după care este orientat dipolul.

- Forma caracteristicii de directivitate este afectată de diametrul dipolului.
- Rezistența de intrare este apropiată de valoarea teoretică numai dacă dipolul se află la distanță mare de planul de masă. În caz contrar, ea este puternic dependentă de condițiile de la terminalul de alimentare și de dimensiunile și proprietățile conductoare ale planului de masă.

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

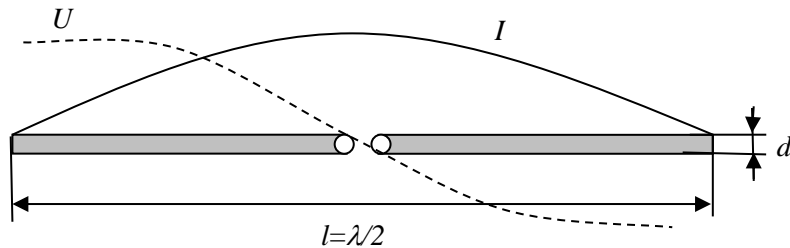


Fig. 2.12. Dipolul în  $\lambda/2$ .

Conform relației 2.56 câmpul electric în regiunea de radiație este:

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

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

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

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

și este reprezentată în figura 2.14.

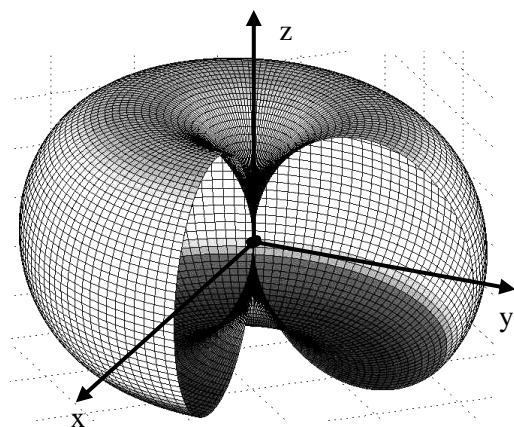


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristici de directivitate pentru un dipol în  $\lambda/2$ .

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

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

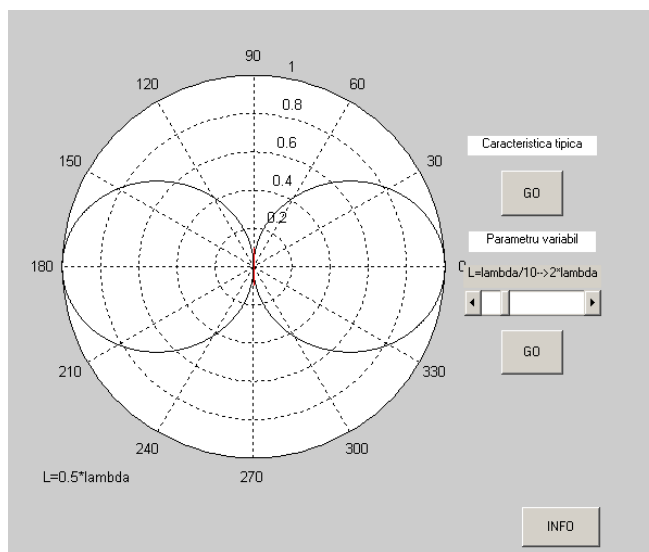


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.



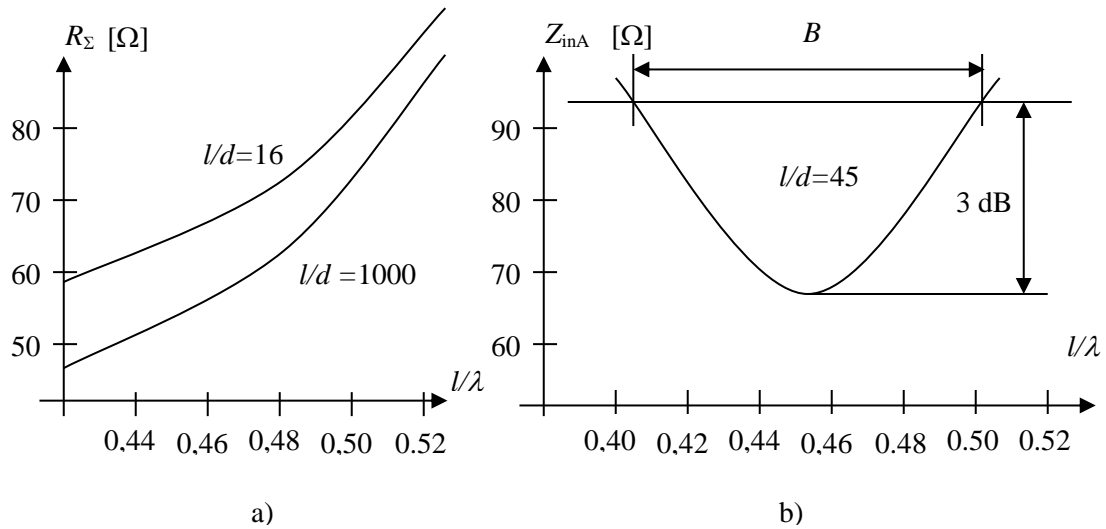


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în  $\lambda/2$ .

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  $75 \Omega$ , iar înălțimea efectivă  $\lambda/\pi$ .

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

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

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

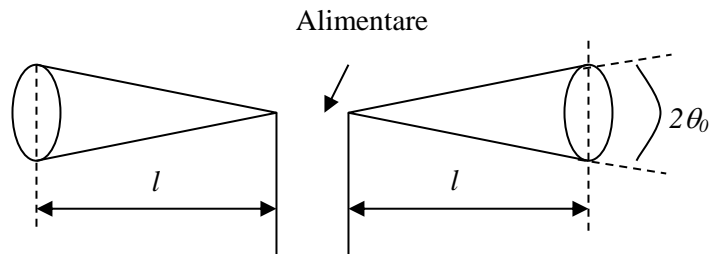


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

Forma caracteristicii de directivitate depinde în principal de lungimea  $l$  a fiecăruia din cele două conuri. Unghiul  $\theta_0$  influențează deschiderea lobului principal. De exemplu, pentru  $\theta_0 = 30^\circ$  dipolul biconic în  $\lambda/2$  are o deschidere a lobului principal de circa  $100^\circ$ . Datorită

variației permanente a diametrului secțiunii transversale (forma conică a brațelor dipolului biconic este conformă cu unul din principiile de realizare a antenelor independente de frecvență) banda de frecvență a acestor antene, deși nu este la fel de mare ca a antenelor independente de frecvență, este destul de largă, ajungând la un raport  $f_{\max}/f_{\min}$  de aproximativ 10.

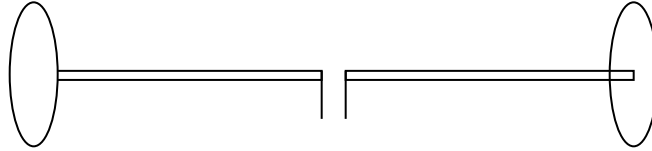


Fig. 2.17. Antena dipol cu discuri conductoare.

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

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

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

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

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

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

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

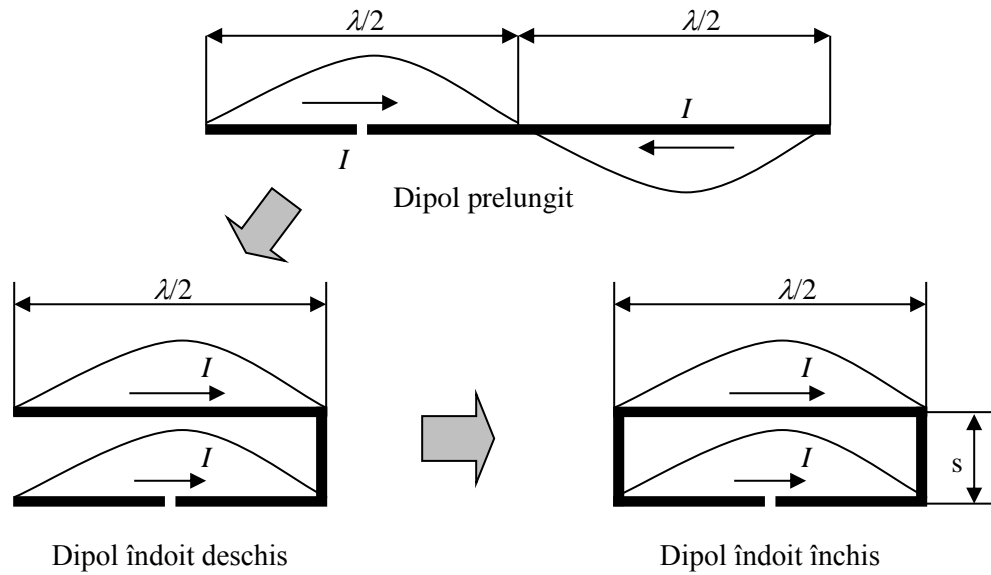


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

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.

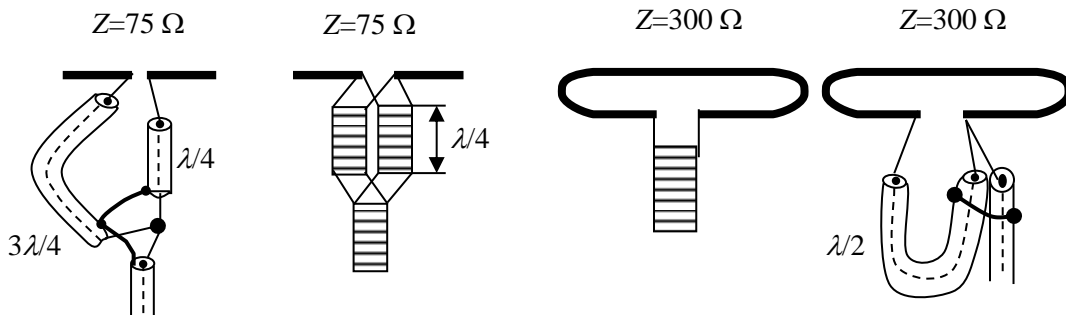


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

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

Antena log-periodică

Creșterea numărului de programe ce se doresc a fi recepționate precum și necesitatea unei benzi de frecvență crescută în tehnicile de măsurare au condus la dezvoltarea unor antene a căror bandă de frecvență să acopere o gamă de frecvențe cât mai mare. În această direcție au fost dezvoltate antenele logaritmice. Acest tip de antene se bazează pe faptul că lungimea diverselor

elemente corespunde unor canale diferite de recepționat. Astfel, în domeniul frecvențelor ridicate funcționează, în principal, elementele de lungime mică, iar în domeniul frecvențelor joase, elementele de lungime mare.

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

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

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

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.

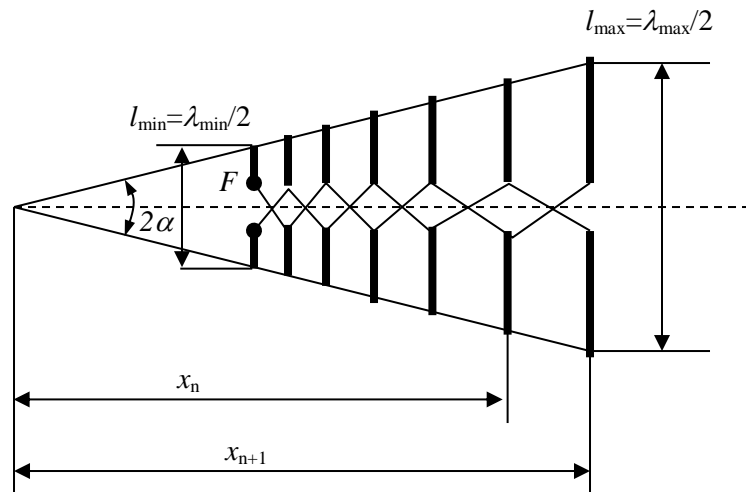


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

6. Sa se determine distanta față de emisie la care se afla un receptor pe frecventa de 2,4 GHz, având banda canalului de recepție de 20 MHz și temperatura de zgomot a antenei de recepție de 10 K, dacă: puterea semnalului la emisie este 110 W, raportul semnal/zgomot la intrare este 7 dB, iar câștigurile antenelor de emisie și respectiv recepție sunt de 23 dB respectiv 27 dB.

### Răspuns

Raportului dintre densitățile de putere la emisie și recepție este dat de relația

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

Puterea de la recepție nu este disponibilă, aceasta poate fi însă calculată folosind raportul semnal/ zgomot de la intrare și puterea de zgomot calculată cu relația:

$$P_{zg} = kBT \quad (2)$$

unde: k este constanta lui Boltzman, B reprezintă banda canalului și T temperatura de zgomot de la recepție în grade Kelvin

Prin rezolvarea ecuației 1, în care singura necunoscută este acum r, se determină valoarea acestuia. Care rezultă de  $10^8$  m (100000 km).

**OBS. Atenție !!!** Trebuie avut grija la unități de măsură, la exprimarea datele, etc. Prin logaritmare relația 1 devine.

$$10 \lg \frac{P_e}{P_r} = -G_E [dB] - G_R [dB] + 20 \lg \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\lambda} \right)$$

Rezolvarea ecuației 1 este echivalentă cu rezolvarea relației de mai sus.

**7. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc). Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.201-211, Curs intranet. Cap. 4 – paginile 6-12)**

#### 4.2.2. TEHNICA HETERODINĂRII

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

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

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

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

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

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

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

Tehnica se numește **superheterodinare**.

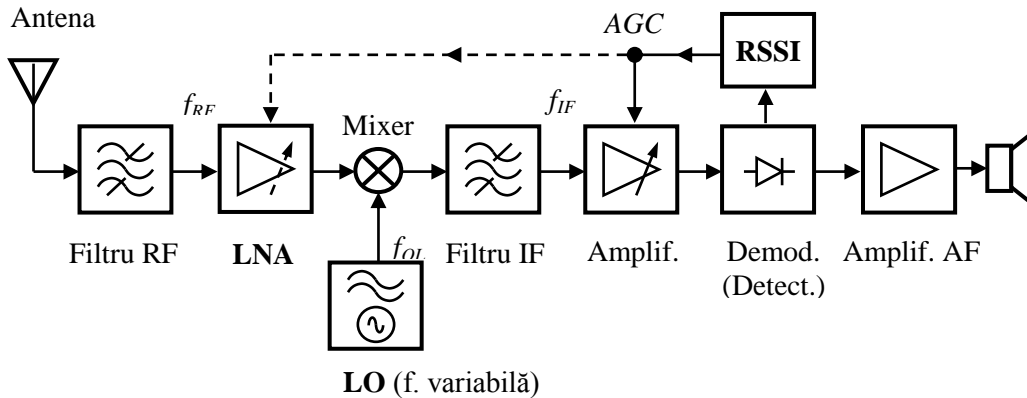


Fig.4.3. Schema bloc a receptorului heterodină.

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

#### 4.2.3. FRECVENȚA IMAGINE

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

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

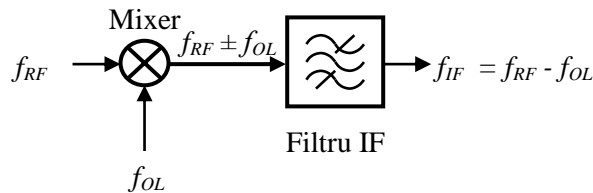


Fig.4.7. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ .

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

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

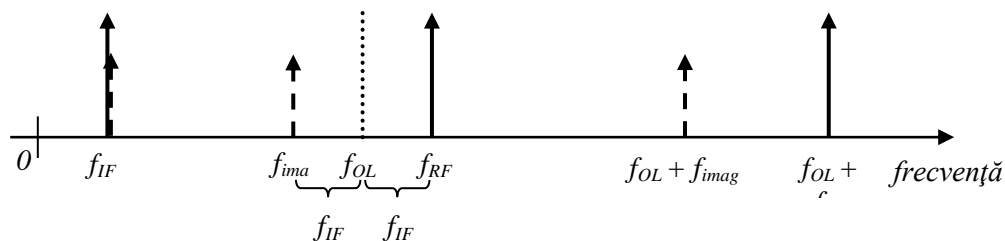


Fig.4.8. Frecvența imagine în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ .

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

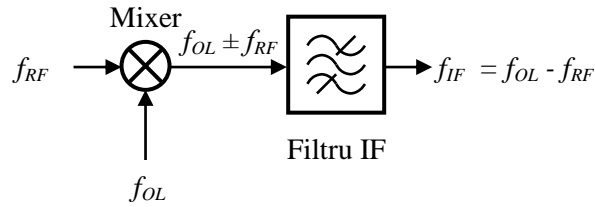


Fig.4.9. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

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

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

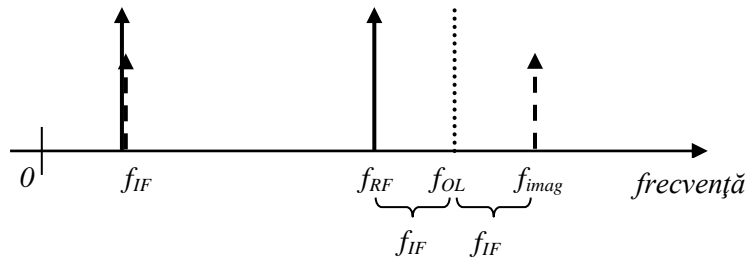


Fig.4.10. Frecvența imagine în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

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

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

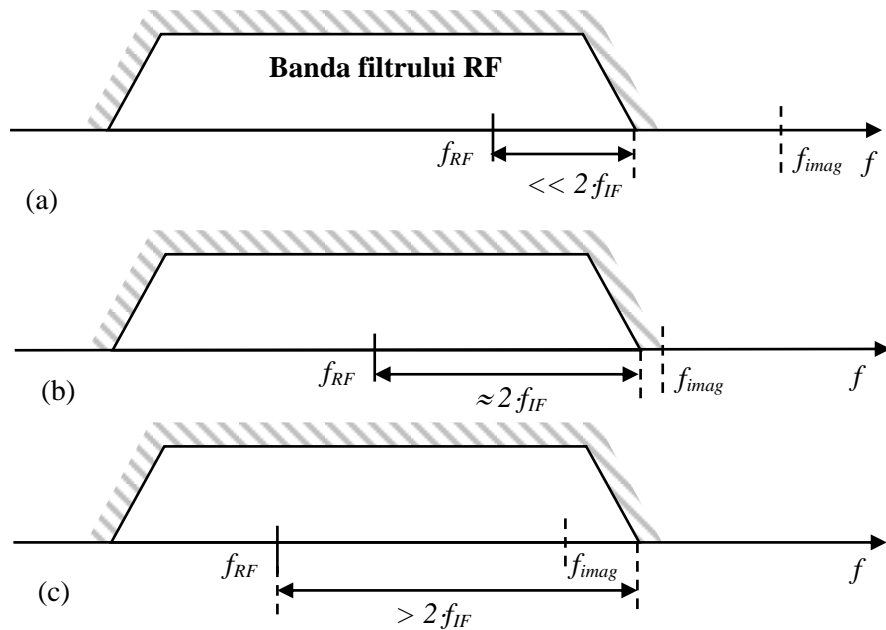
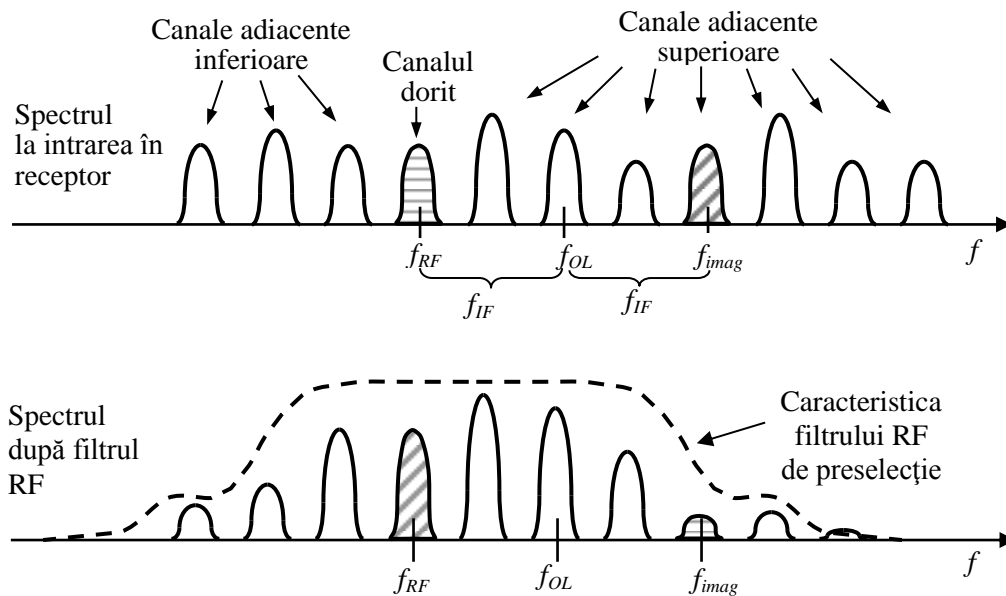


Fig.4.11. Diverse poziții ale frecvenței imagine relativ la banda filtrului RF: caz favorabil (a), caz limită (b) și caz defavorabil (c).

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





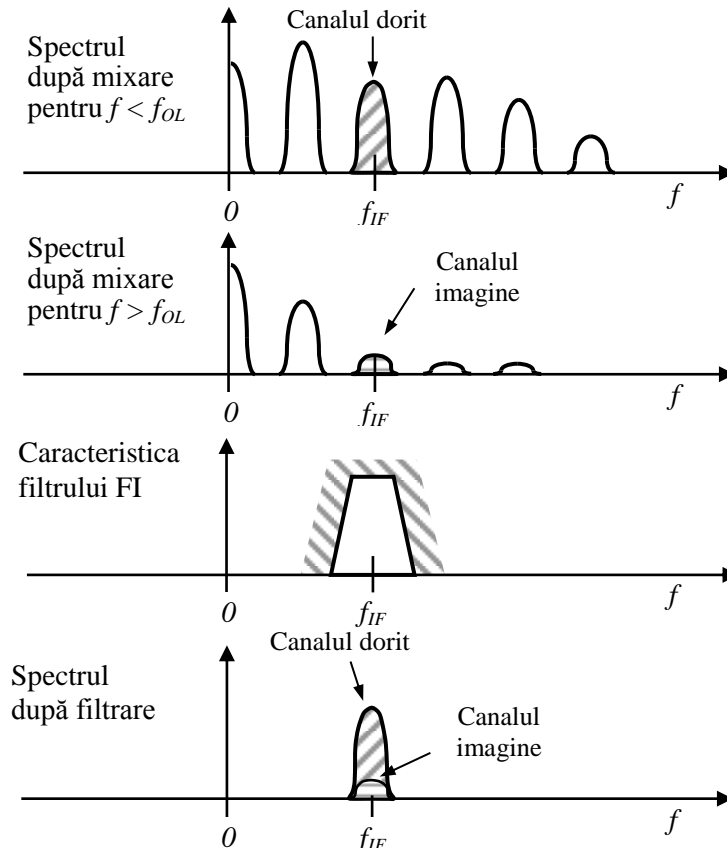


Fig.4.12. Influența frecvenței imagine asupra recepției frecvenței semnalului util.

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

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

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

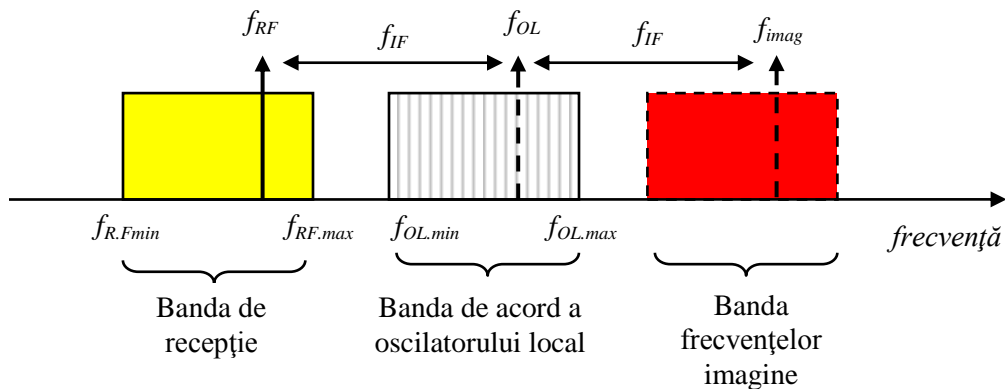


Fig.4.13. Banda frecvențelor imagine.

**Exemple:**

a) **Radio AM:**

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

Rezultă situația din figura 4.14.

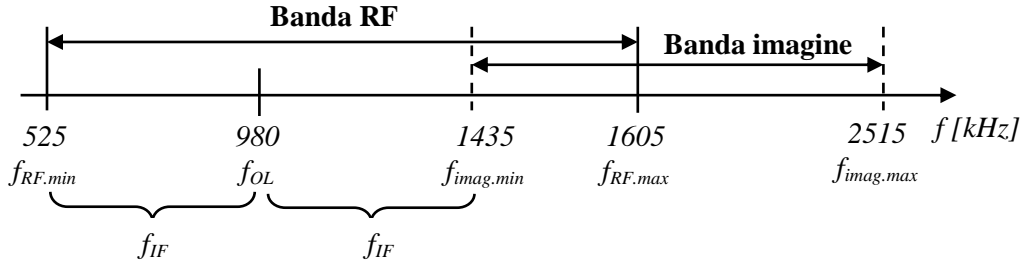


Fig.4.14. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio AM.

b) **Radio FM:**

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

Rezultă situația din figura 4.15.

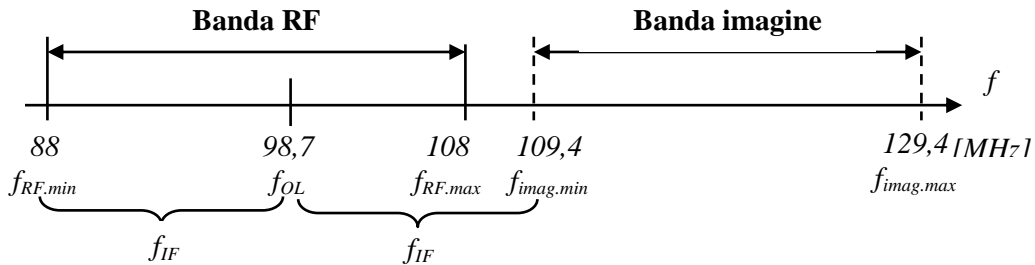


Fig.4.15. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio FM.

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

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

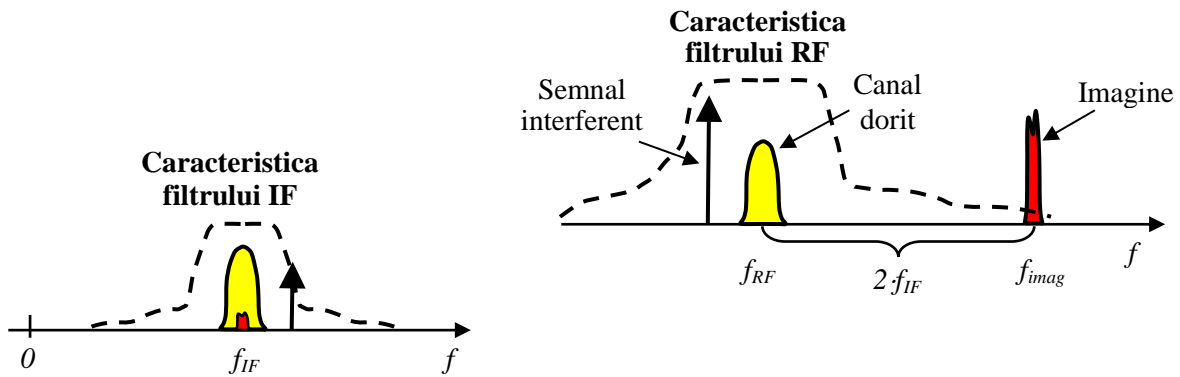


Fig.4.16. Cazul frecvență intermediară mare.

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

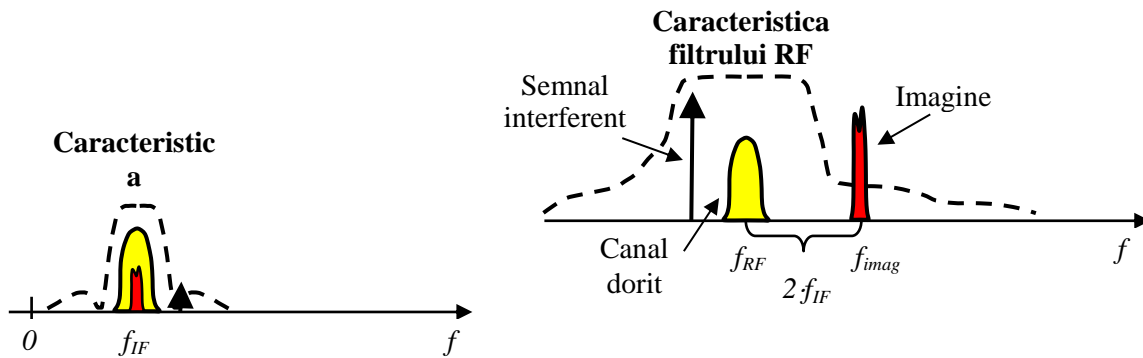


Fig.4.17. Cazul frecvență intermediară mică.

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

## 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 ?

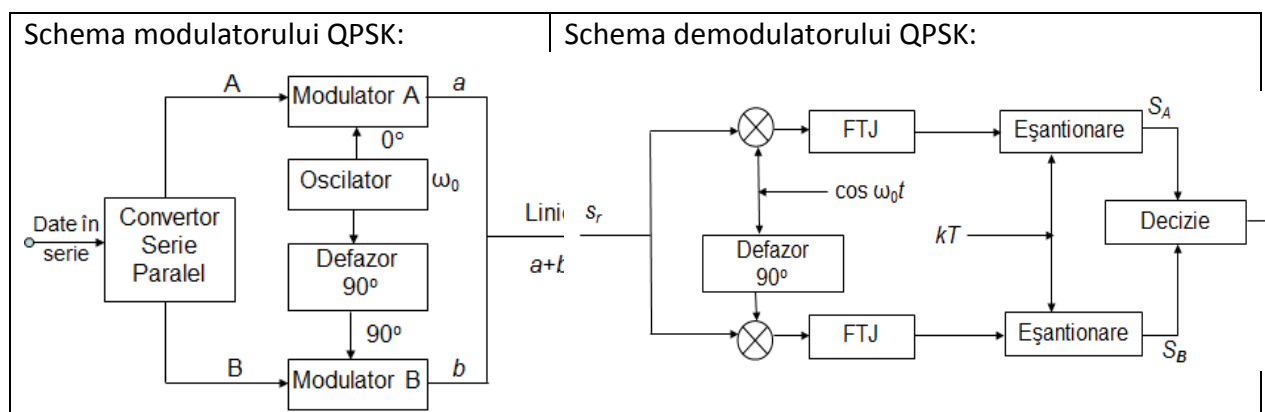
**R:** - Modulația de frecvență permite detecția necoerentă, deci echipamentul este simplu și ieftin.  
- Semnalul este rezistent la perturbații, independent de atenuarea canalului, iar puterea transmisă este constantă, independentă de puterea semnalului modulator.  
- Necesarul de bandă de frecvențe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

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

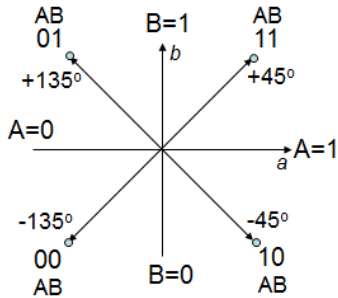
**R:** - Semnalele cu modulația de fază ocupă o bandă mai îngustă decât cele cu modulație de frecvență și necesită o putere de vârf mai mică decât cele cu modulație de amplitudine multinivel.  
- Se poate folosi detecția coerentă, ceea ce duce la transmisiuni de cea mai bună calitate, dar și detecția 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:

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

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

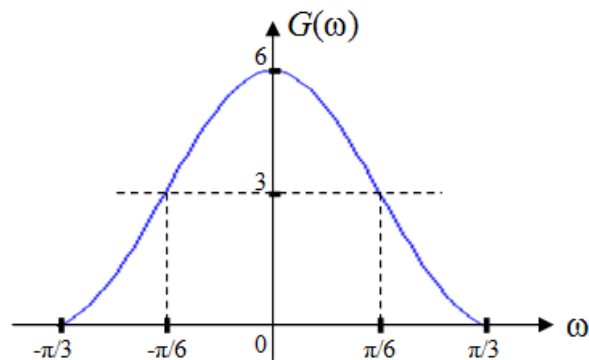
$$\left. \begin{array}{l} \omega = 2\pi f \Rightarrow f = \frac{\omega}{2\pi} \\ T = \frac{1}{f} \end{array} \right\} \Rightarrow T = \frac{2\pi}{\omega} \left. \begin{array}{l} \omega = 2\omega_0 \\ \text{dar } T=6s \end{array} \right\} \Rightarrow T = \frac{2\pi}{2\omega_0} = \frac{\pi}{\omega_0} \Rightarrow \frac{\pi}{\omega_0} = 6 \Rightarrow \omega_0 = \frac{\pi}{6}$$

Rezultă expresia funcției de transfer:

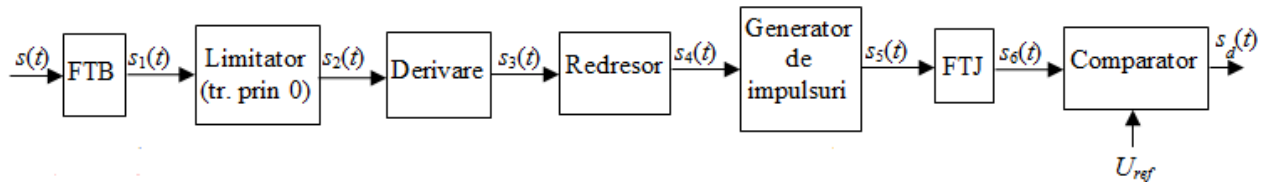
$$G(\omega) = \begin{cases} 6 \cdot \cos^2 \frac{3\omega}{2}; & |\omega| \leq \frac{\pi}{3} \\ 0; & \text{in rest.} \end{cases}$$

- 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:



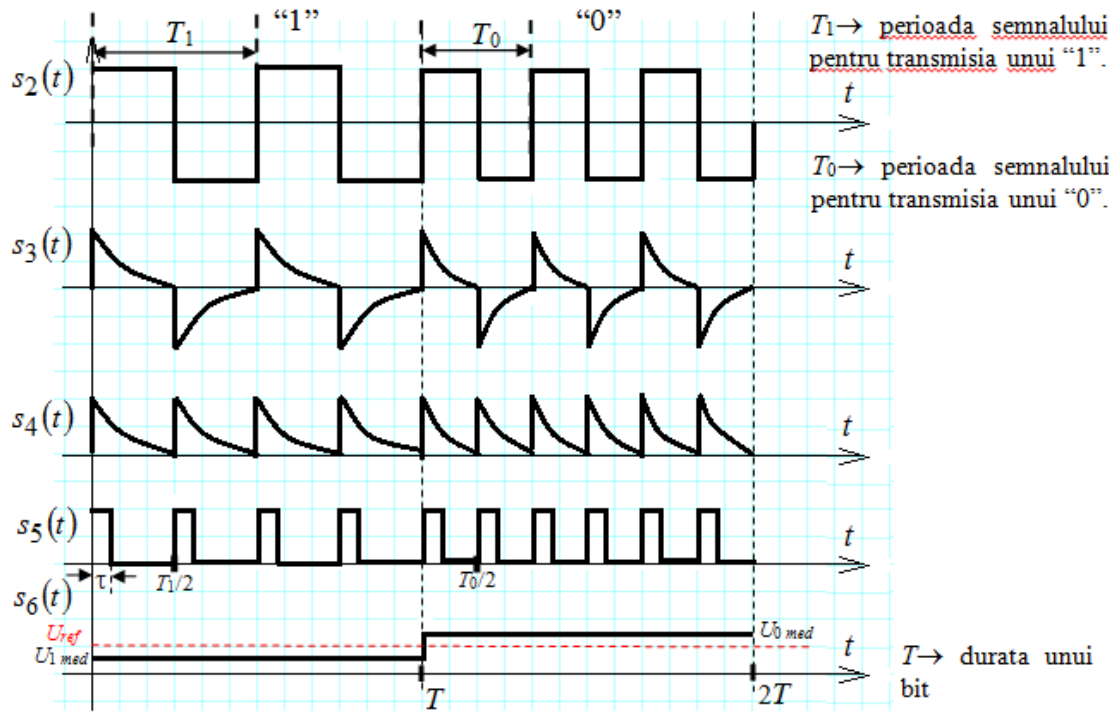
Viteza de transmisie este de 300 Baud, iar frecvențele sunt pentru :

- “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  $\tau_{\max}$  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  $s_4(t)$ .



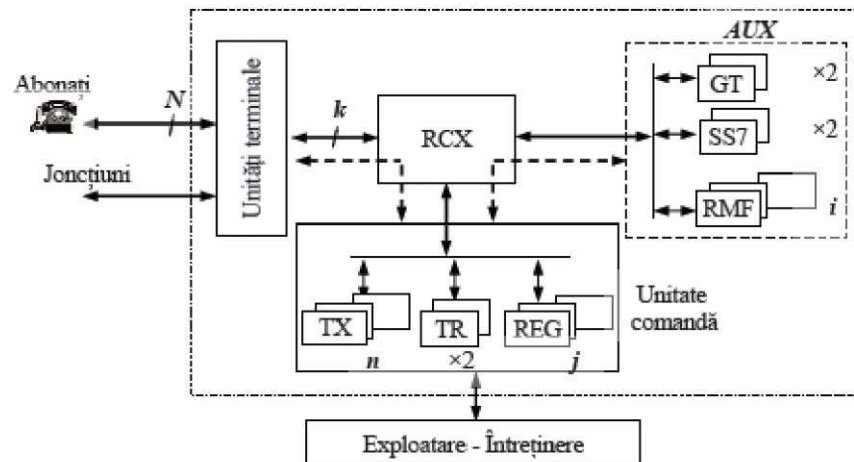
$\tau_{\max} = \frac{T_{\min}}{2}$ , pentru că  $T_{\min}/2$  este de fapt ritmul de generare a impulsurilor.

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

Sisteme de comutație digitală

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

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



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

- conexiuni pentru *informația utilizator* (în principal voce, dar și date), reprezentate în figură cu linie continuă;
  - conexiuni de comandă, numite *conexiuni sempermanente*, reprezentate cu linie întreruptă.
- UNITĂȚILE TERMINALE - realizează două funcții importante:

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

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

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

UNITATEA DE COMANDĂ - realizează *supervizarea* întregului sistem. Funcția principală a unității de comandă este aceea de a realiza, pe baza informațiilor primite de la unitățile terminale și de la auxiliare, precum și pe baza unei logici proprii, comanda RCX pentru asigurarea

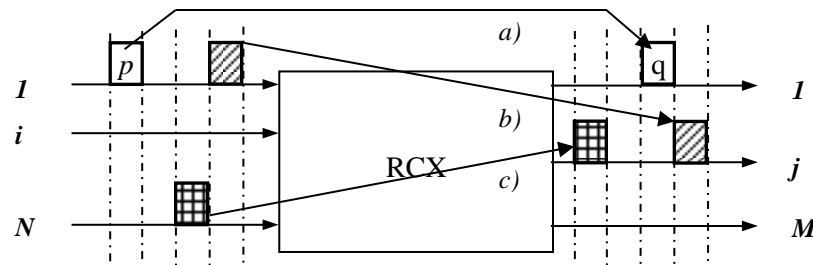


conexiunilor solicitate de abonați. Elementul funcțional cel mai important al UC se numește generic **registru**. Un registru poate controla stabilirea unui singur apel la un moment dat. **BLOCUL DE EXPLOATARE ȘI ÎNTREȚINERE** realizează interfața operatorului cu centrala și oferă operatorului posibilitatea de a interveni în funcționarea centralei, pentru a îndeplini funcții de *exploatarea (administrarea) centralei* precum și funcții de *întreținere*, prin care se asigură prevenirea și remedierea deranjamentelor. Aceste funcții se pot realiza centralizat, la nivelul întregii rețele telefonice, prin platformele TMN (*Telecommunication Management Network*).

## 2. Definiți comutația temporală.

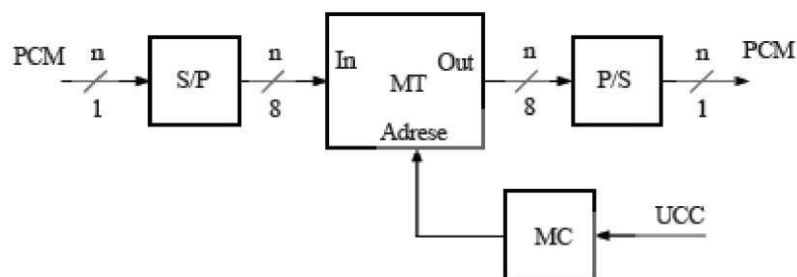
Se pot defini următoarele tipuri de operații de comutație pe care le poate realiza RCX:

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



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

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



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

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

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

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

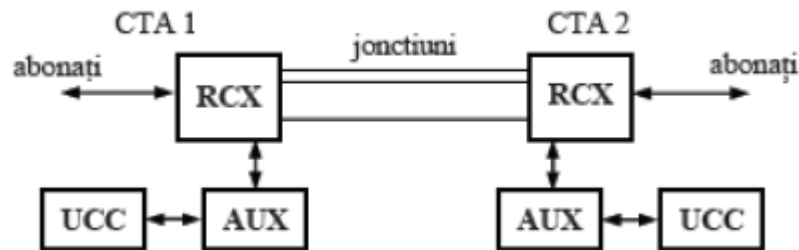
**3. Prin ce se caracterizează sistemul de semnalizare pe canal comun, comparativ cu sistemul de semnalizare pe canal asociat?**

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

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

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

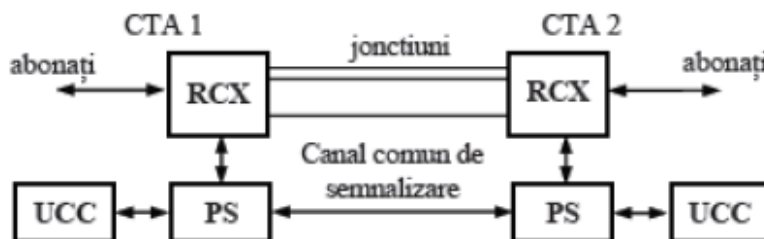
Sistemul de semnalizare pe canal asociat folosit în rețelele telefonice actuale este standardizat de ITU - T sub denumirea de sistem de semnalizare R2.



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

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

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



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

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

Pentru fiecare comunicație se pot identifica trei faze:

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

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

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

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

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

Comutația de pachete prezintă câteva avantaje:

- nu e necesară o conexiune fixă,
- se poate utiliza o bandă variabilă, adaptabilă necesității utilizatorului,
- utilizatorul poate avea sesiuni multiple (ex: voce + download).

dar și dezavantaje:

- întâzieri caracteristice rețelelor IP, care pot fi deranjante într-o convorbire telefonică,
- pierderea pachetelor,
- pierderea ordinii pachetelor,
- în general nu se asigură o calitate predictibilă.

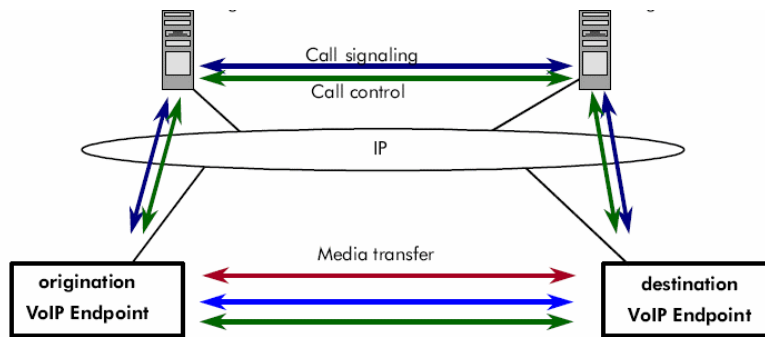
#### **5. Arătați cu ajutorul unei scheme simplificate structura unei rețele de tip VoIP și precizați care sunt protocoalele folosite pentru control și pentru transmiterea datelor.**

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

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

- semnalizarea, prin care se asociază (se pun în legătură) VoIP End Point, care sunt localizate prin adresă
  - controlul apelului, prin care se negociază unele caracteristici precum capacitățile terminalelor VoIP, tipul de codec folosit, etc;
  - transferul propriu-zis de informație (Media transfer).
  - În schema unei conexiuni VoIP se disting 2 planuri:
    - planul de control, care cuprinde mecanismele necesare pentru stabilirea, controlul și eliberarea legăturii. În acest plan se realizează:
      - semnalizarea
      - controlul
    - planul de date, care cuprinde protocoalele ce controlează transmisia pachetelor de date pe durata apelului
- Pentru planul de control se pot folosi următoarele protocoale:
- H323 – primul standard VoIP (ITU-T, 1996), cuprinde specificații pentru o arhitectură completă care asigură apleuri de tip videoconferință prin rețele cu comutație de pachete;
  - SIP – Session Initiation Protocol, dezvoltat de IETF (Internet Engineering Task Force), un protocol simplu de tip client – server, similar protocolului http;
  - MGCP – Media Gateway to Media Controller Protocols ( MEGACO, ITU T H.248)

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



***P1. Care este numărul de circuite necesar pentru a transporta un trafic de 1 Erlang cu probabilitatea de blocare mai mică decât 2%?***

Relația între probabilitatea de blocare  $p$ , numărul de circuite (resurse)  $N$  și traficul  $A$  este dată de formula Erlang B:

$$p = \frac{A^N}{N! \sum_{i=0}^N \frac{A^i}{i!}}$$

Aavând în vedere valoarea din enunț pentru traficul  $A$ , numărul necesar de circuite se poate calcula prin încercări succesive. Folosind formula Erlang B de mai sus, calculăm probabilitatea

de blocare pentru valoarea data  $A=1$  și valori succesive pentru  $N$ , începând cu valoarea  $N=1$ . Astfel, pentru  $N=1$  obținem  $p=0,5$  (50%), pentru  $N=2$  obținem  $p=0,2$  (20%), pentru  $N=3$  obținem  $p=0,063$  (6,3%), iar pentru  $N=4$  obținem  $p=0,015$  (1,5% < 2%).

Răspunsul este  $N=4$ .

**P2. Pentru un comutator temporal tip  $T$  comandat la ieșire care are la intrare un flux de tip PCM 32 indicați:**

**a) dimensiunea memorie temporale**

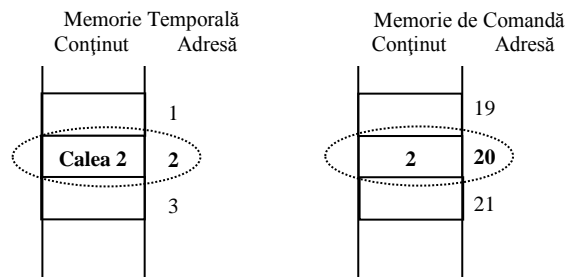
**b) dimensiunea memoriei de comandă**

**c) conținutul memoriilor temporale și de comandă (numai locațiile care prezintă interes) pentru a comuta calea de intrare 2 pe calea de ieșire 20.**

a) Memoria temporală MT trebuie să rețină valorile numerice ale eșantioanelor transmise pe fiecare cale din fluxul PCM de intrare, așa ca va avea 32 locații (adrese), câte una pentru fiecare cale a fluxului PCM de intrare, a câte 8 biți fiecare, deoarece fluxul PCM 32 folosește 8 biți/eșantion.

b) Memoria de comandă MC va avea același număr de adrese, câte una pentru fiecare cale a fluxului PCM de ieșire, a câte 5 biți fiecare, deoarece conținutul memorie de comandă indică o adresă din memoria temporală, iar pentru a reprezenta numeric 32 de valori sunt necesari  $\log_2 32 = 5$  biți.

c) Conținutul MT și MC este indicat în figură. MT va avea eșantionul din calea 2 la adresa 2, deoarece pentru comutatorul comandat la ieșire căile din fluxul de intrare se înscriu în MT în ordinea naturală a sosirii. MC va indica la adresa 20 (asociată căii de ieșire dorite) valoarea 2 a adresei din MT de unde se va citi conținutul care urmează a fi transmis pe calea de ieșire 20.



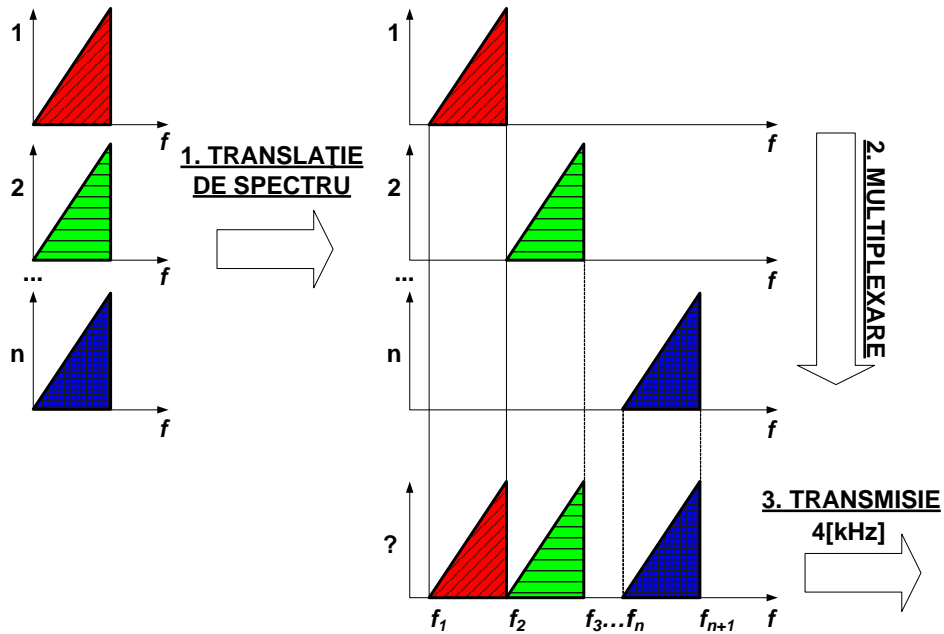
1. **Multiplexarea în frecvență – principiu și schema bloc**

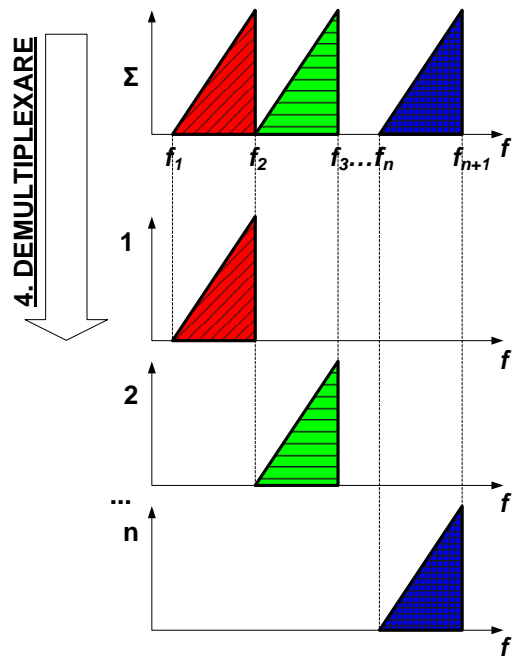
Bibliografie 1:

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

1,2,3

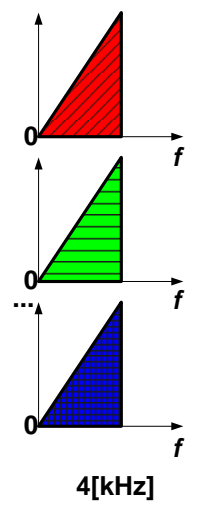
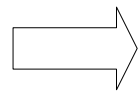
**Principiul multiplexării în frecvență**





**3. TRANSMISIE**  
4[kHz]

**5. TRANSLATIE**  
**DE SPECTRU**



### 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.

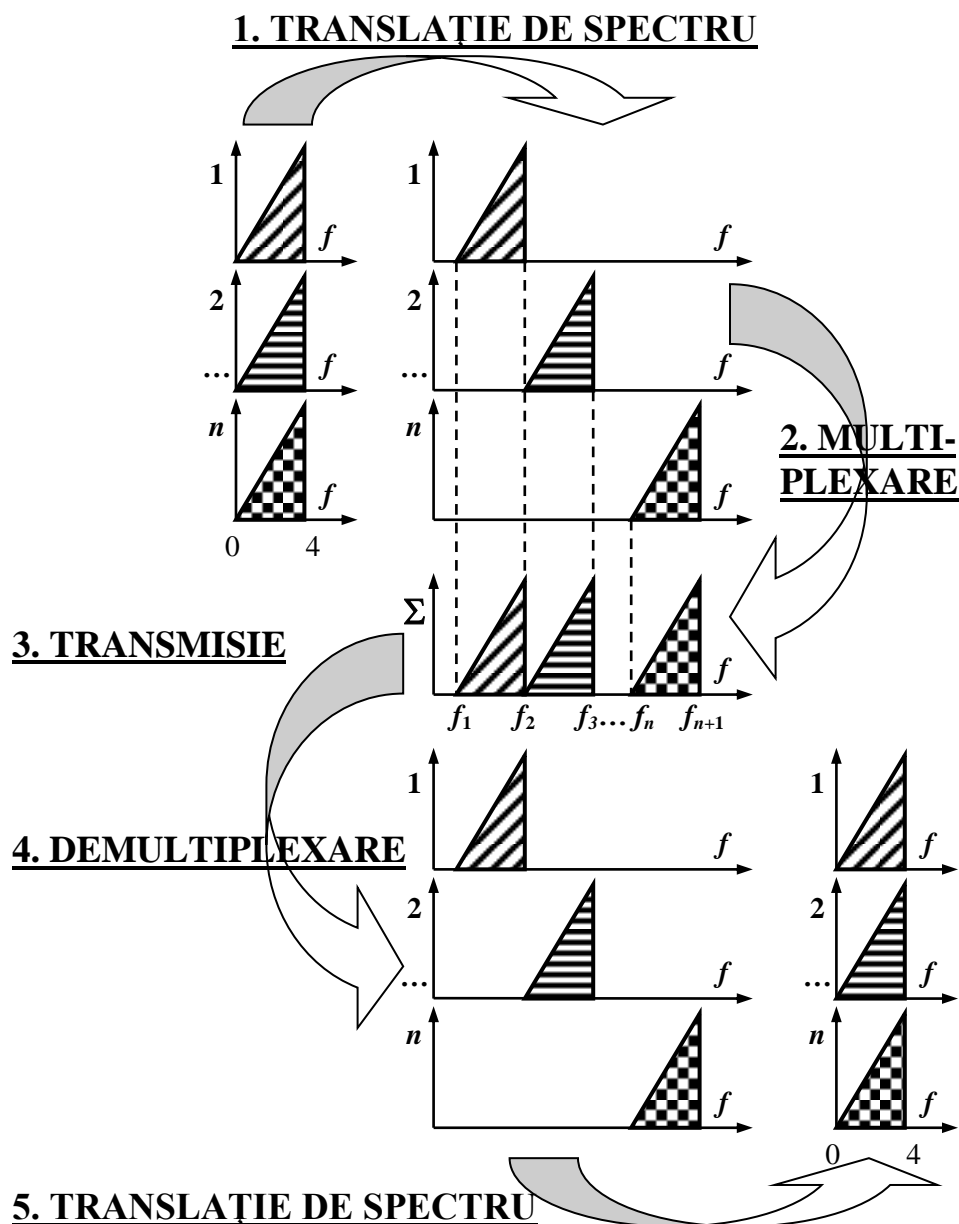


Fig. 2.1. Principiul multiplexării în frecvență.



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:

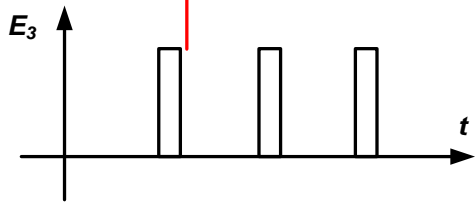
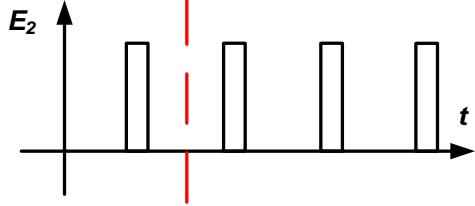
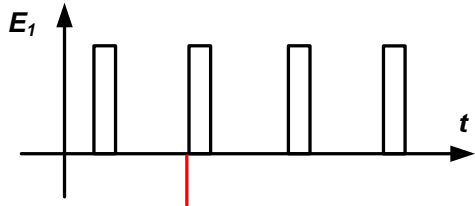
- **demultiplexarea** (selectarea și extragerea benzilor de frecvență corespunzătoare semnalelor individuale) ce se realizează prin **filtre trece bandă** (cu frecvența specifică fiecărei căi) extrem de precise;
- **translația de spectru** în banda de bază, cu o frecvență proprie căii, prin **demodulare**;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

---

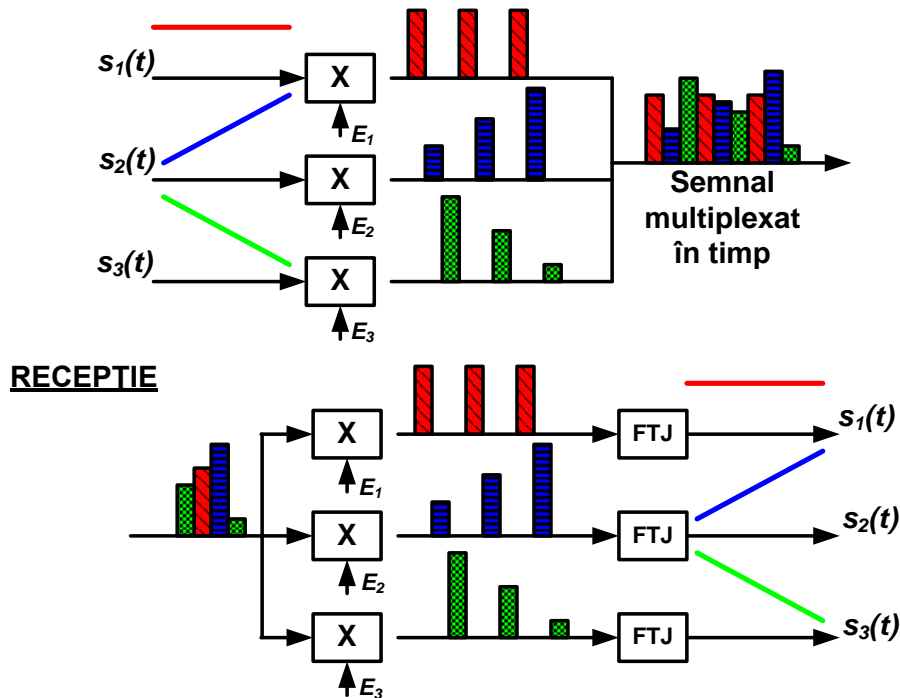
## 2. Multiplexarea în timp – principiu și schema bloc

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

### Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp



### Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp



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

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

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

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

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

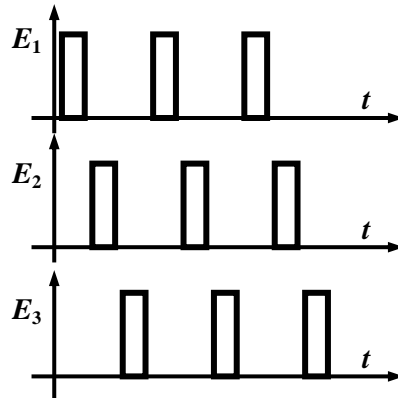


Fig.3.3. Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp

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

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

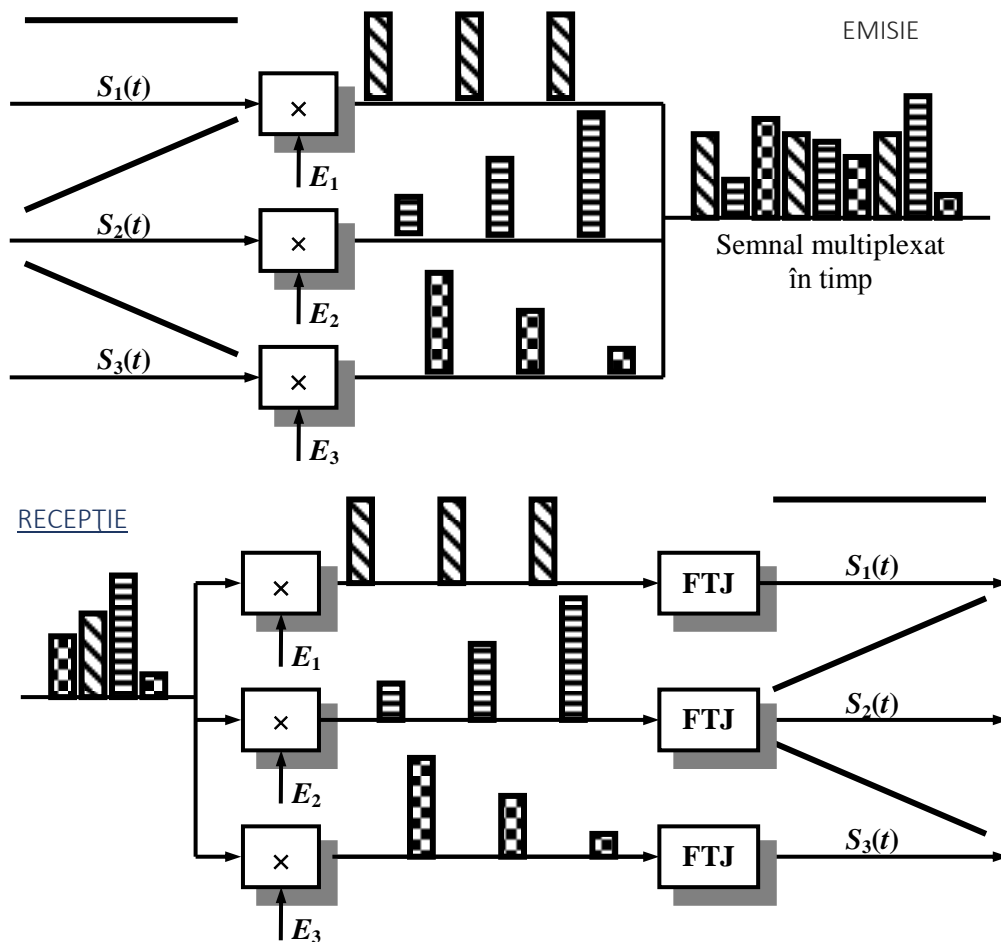


Fig.3.4. Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp.

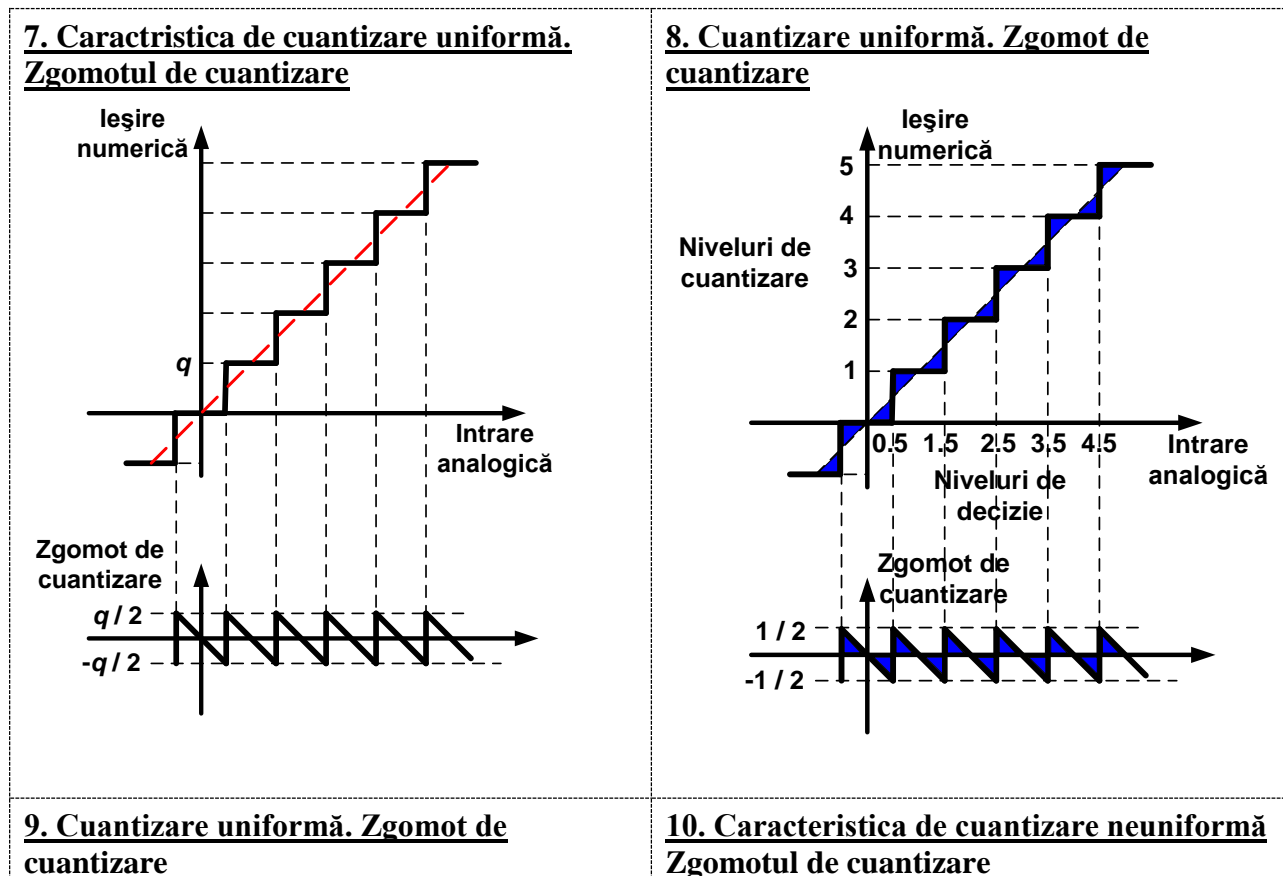
Problema interpretării semnalului apare la **RECEPȚIE**. Aici, fiecare cale trebuie să-și extragă, din fluxul continuu de eșantioane, doar eșantioanele proprii. Operația poate fi realizată prin utilizarea **acelorași** semnale de eșantionare, cu faza decalată identic cu cea de la emisie. Aceasta presupune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

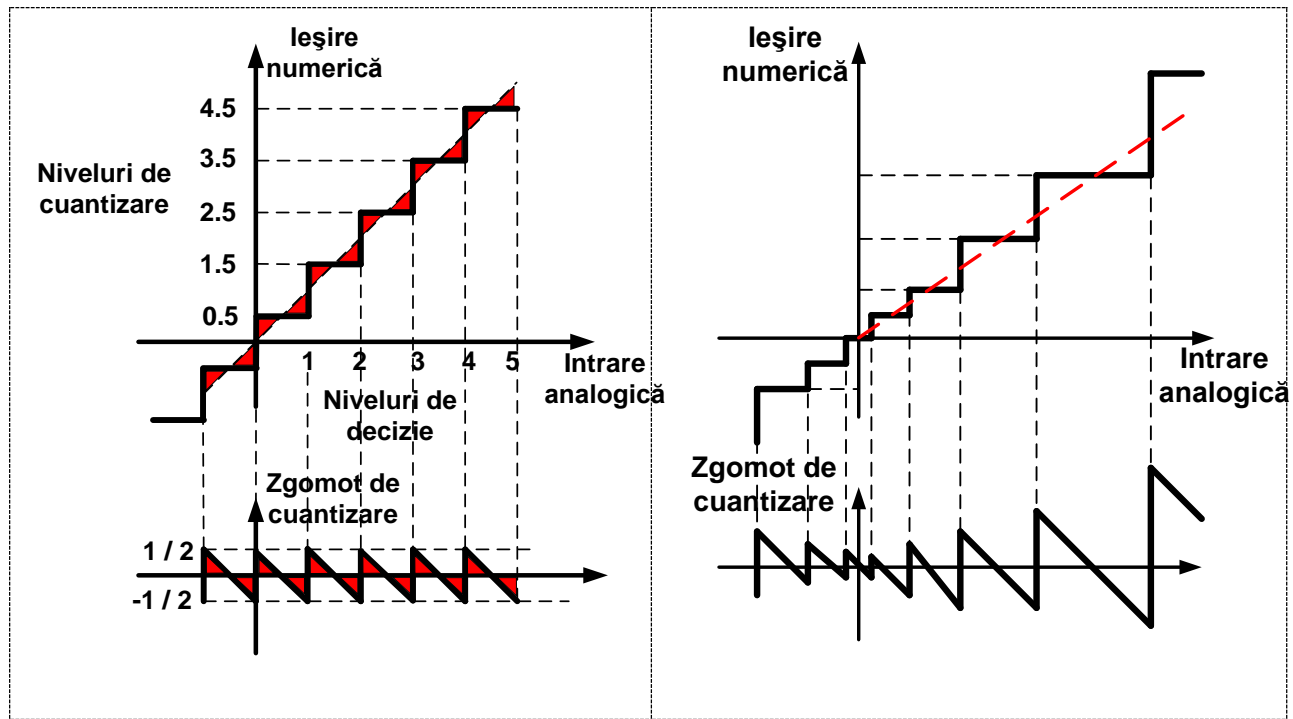
Pentru refacerea fiecărui semnal din eșantioanele transmise se utilizează **filtrele trece jos FTJ**, care extrag banda originală din spectrul infinit al eșantioanelor transmise. Semnalele astfel obținute sunt identice cu cele de la emisie pentru că eșantionarea nu introduce erori de principiu.

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

### 3. Cuantizarea semnalului vocal – cuantizarea uniformă și cuantizarea neuniformă

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





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

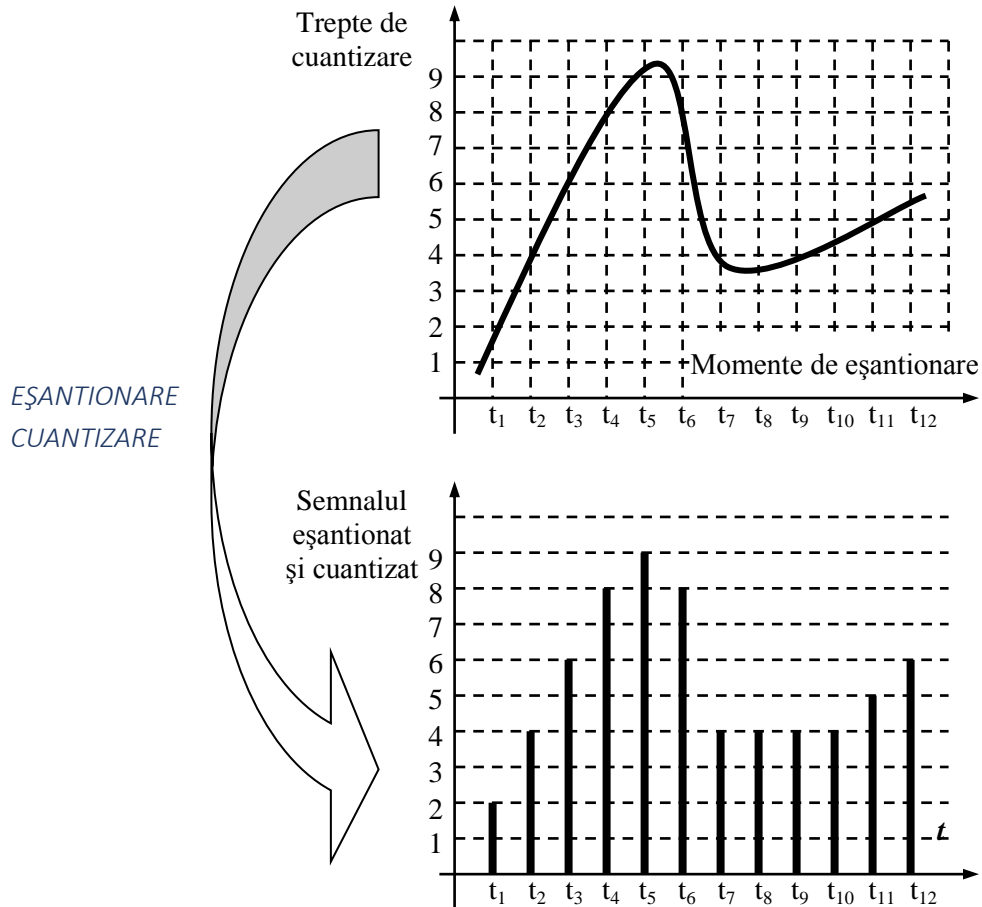


Fig.3.5. Principiul discretizării semnalelor.

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

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

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

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

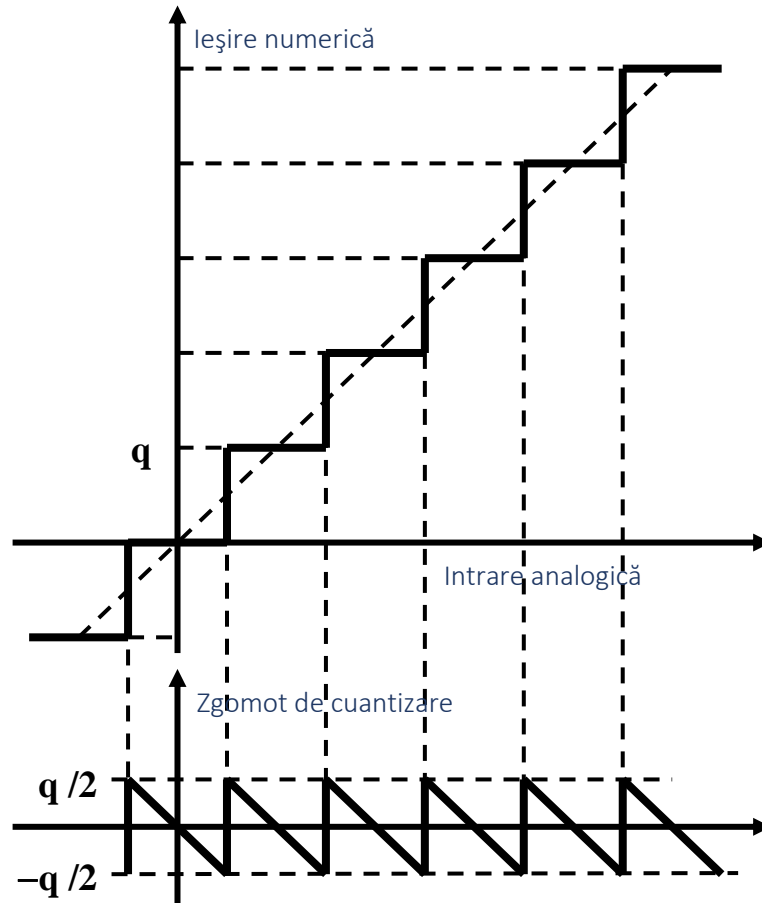


Fig.3.6. Caracteristica de cuantizare uniformă și zgomotul de cuantizare.

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

### **3.5. Cuantizarea neuniformă**

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

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



- În comparație cu cuantizarea uniformă, cuantizarea neuniformă prezintă
- avantajul unei **calități** a transmisiei independentă de nivelul semnalului,
  - păstrând **domeniul** acestuia (analog sau numeric).

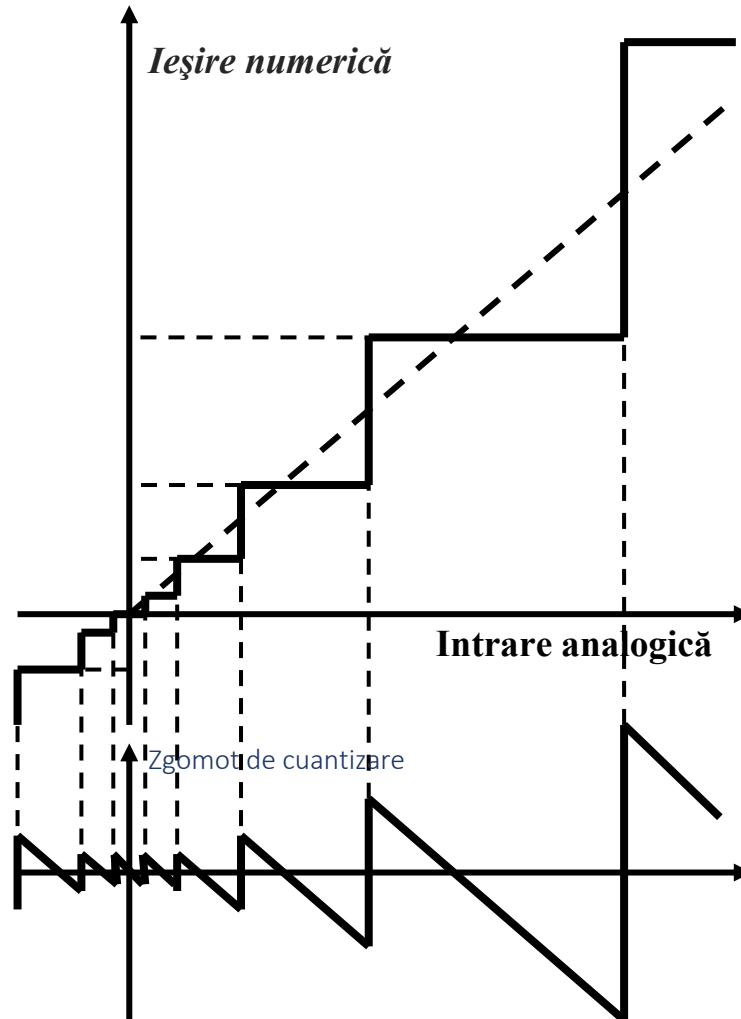


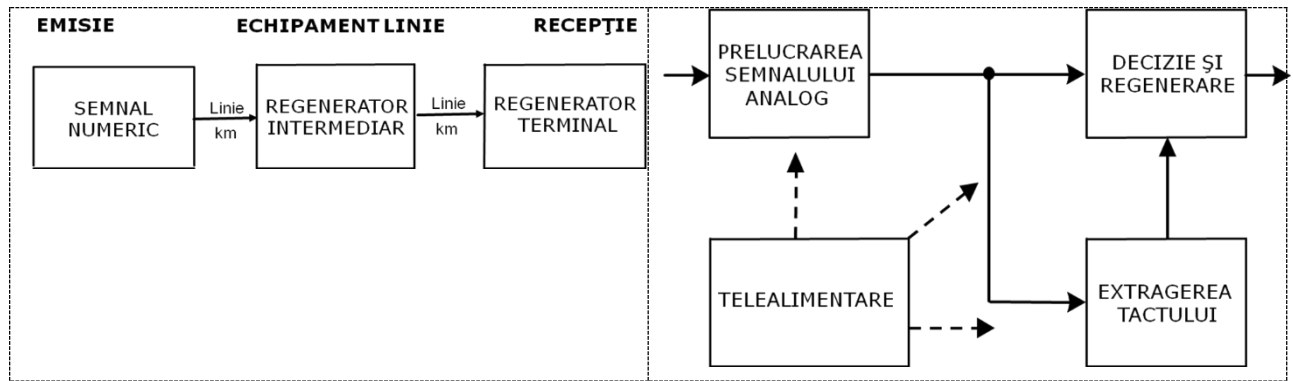
Fig. 3.7. Caracteristica de cuantizare neuniformă și zgomotul de cuantizare.

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

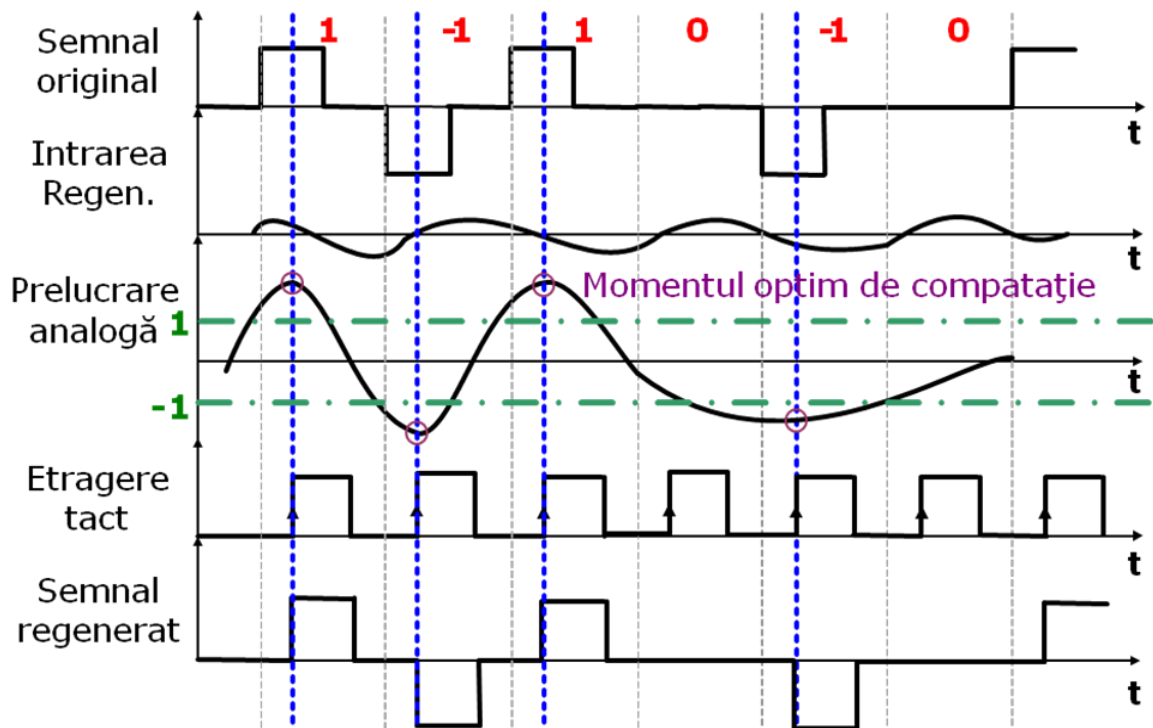
Bibliografie: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6\\_RC\\_REGENERATORUL.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/6_RC_REGENERATORUL.pdf), 1, 2, 3

1. Regenerarea semnalului numeric

2. Regeneratorul



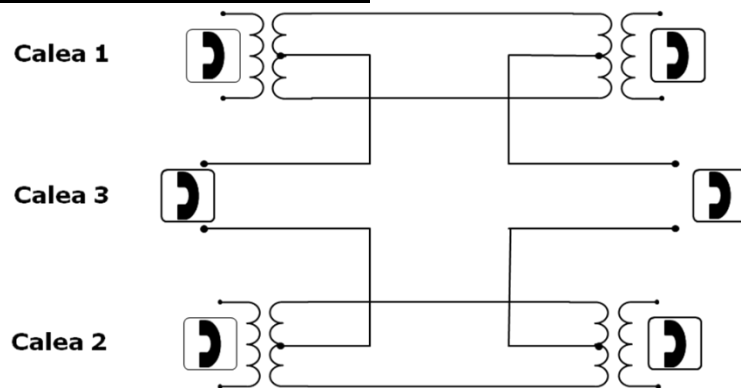
### 3. Regenerarea semnalului numeric



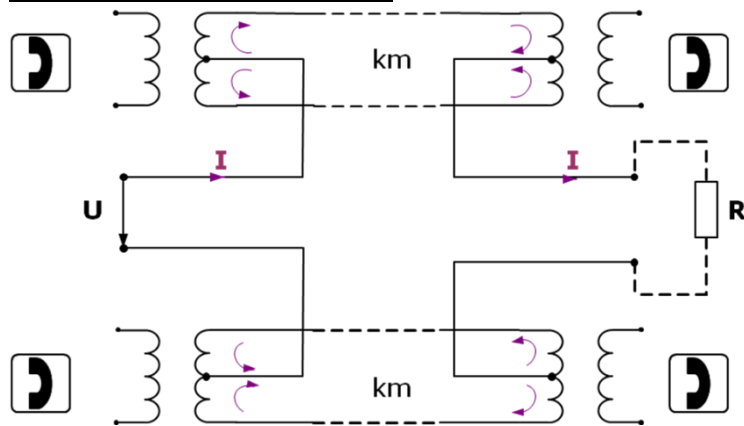
## 5. Telealimentarea – principiul, noțiunea de circuit fantomă, domeniu de aplicație

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

### Linia fantomă (a treia cale)



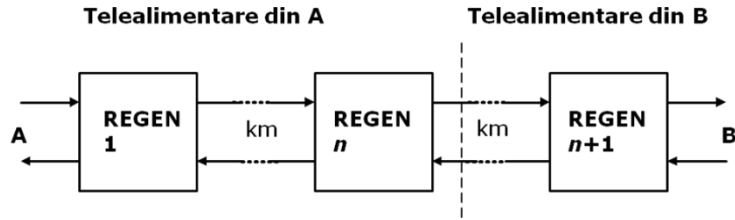
### Telealimentarea pe fantomă



### Telealimentarea

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

### Principiul telealimentării



6. Se dorește transmisia a 100 de căi de voce între 2 centrale folosind fluxuri PCM primare europene (E1). Se cer:

- a. Calculați numărul minim de fluxuri PCM necesare pentru a asigura legătura între cele 2 centrale.
- b. Calculați debitul total corespunzător fluxurilor PCM de la punctul a și debitul util corespunzător celor 100 de căi de voce.

Indicații rezolvare:

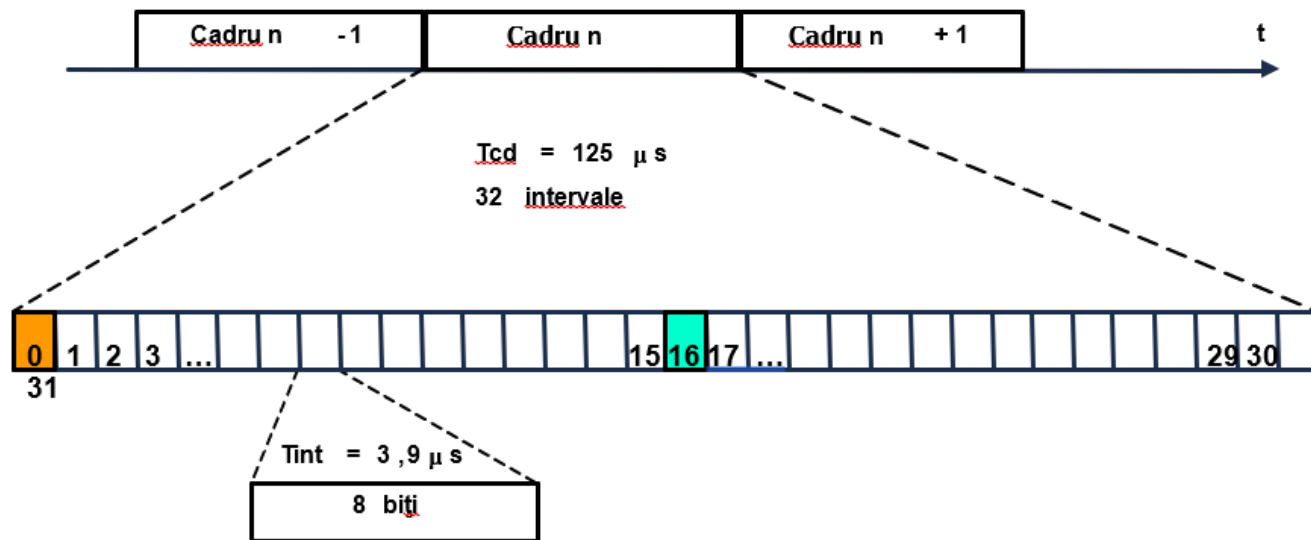
- a. Un flux PCM poate transporta maxim 30 de căi de voce, deoarece din cele 32 de intervale temporale 1 este pentru sincronizare (IT0), unul pentru semnalizări (IT 16) și 30 sunt pentru căi de voce.
- b. Pentru a calcula debitul total,  $DI$ , al unui flux PCM se au în vedere numărul de biți dintr-un cadru și durata cadrului. Dacă între 2 centrale sunt  $N$  fluxuri PCM atunci debitul total 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 și numărul de biți pe eșantion. Debitul util corespunzător unui număr de  $M$  căi de voce transportate de un mănunchi de fluxuri PCM este  $M \times D_{cale}$

Bibliografie1:

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

**Structura cadrului primar PCM**



Bibliografie2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 1.2 pag. 12, cap. 3.7 pag. 61

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

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

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

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

**7. Pentru calea de voce 3 a multiplexului primar PCM european se cer:**

- a. **Calculați numărul total de biți de voce transmiși pe durata unui multicadru de semnalizări.**
- b. **Calculați debitul informației de semnalizare asociată căii de voce.**

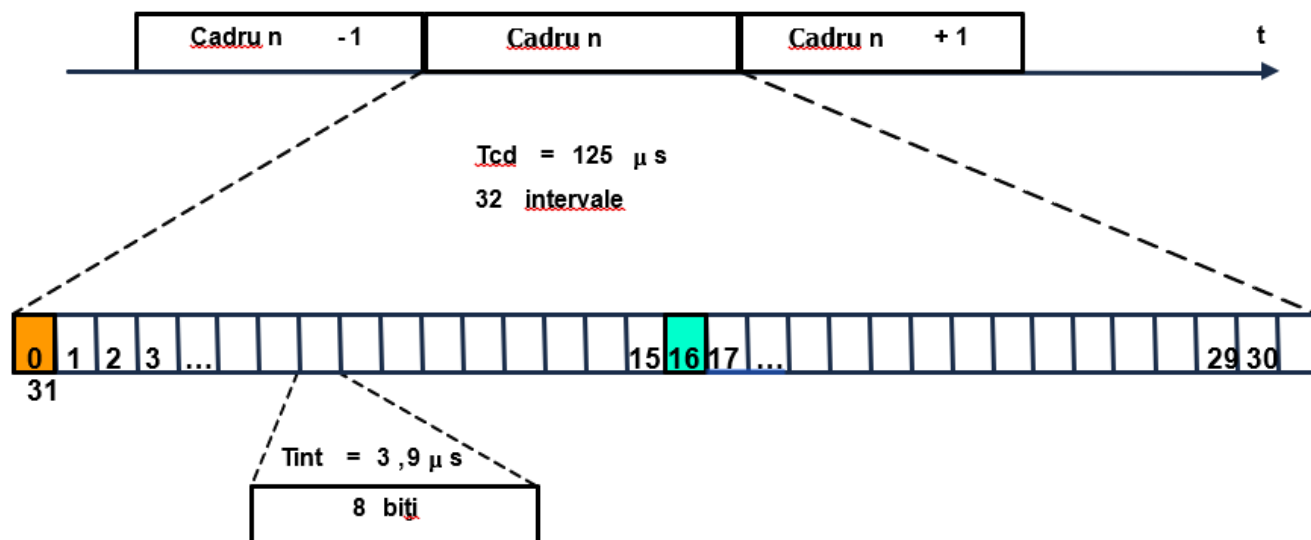
Indicații rezolvare:

- a. Se ține cont de numărul de biți aferenți unei căi de voce într-un cadru și de numărul de cadre dintr-un multicadru.
- b. Se au în vedere numărul de biți de semnalizare aferenți unei căi de voce într-un multicadru și durata multicadrului.

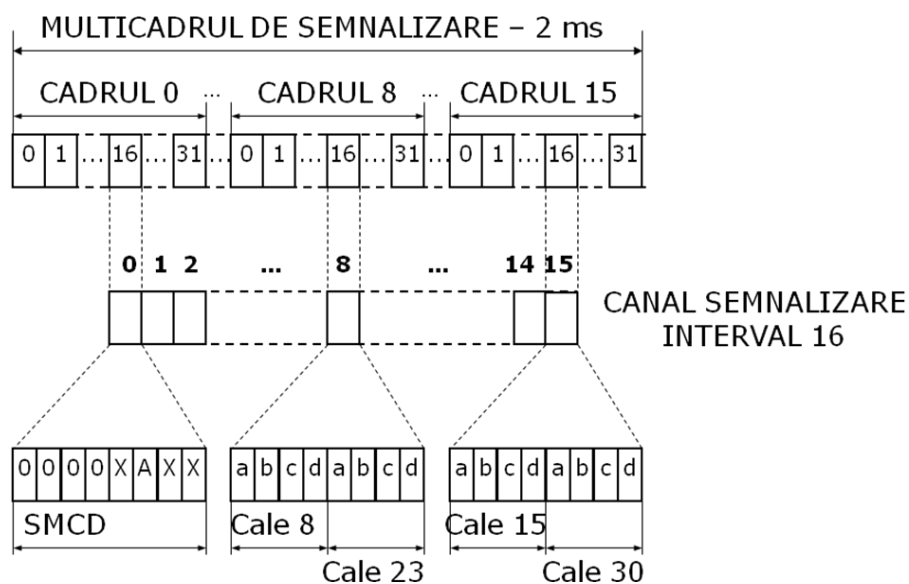
Bibliografie 1:

[https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/4\\_RC\\_MULTIPLEXAREA%20IN%20TIMP.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/4_RC_MULTIPLEXAREA%20IN%20TIMP.pdf), 3, 8

**Structura cadrului primar PCM**



### Semnalizarea în cadrul primar PCM



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

### 4.6. Multicadrul de semnalizare

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

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

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

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

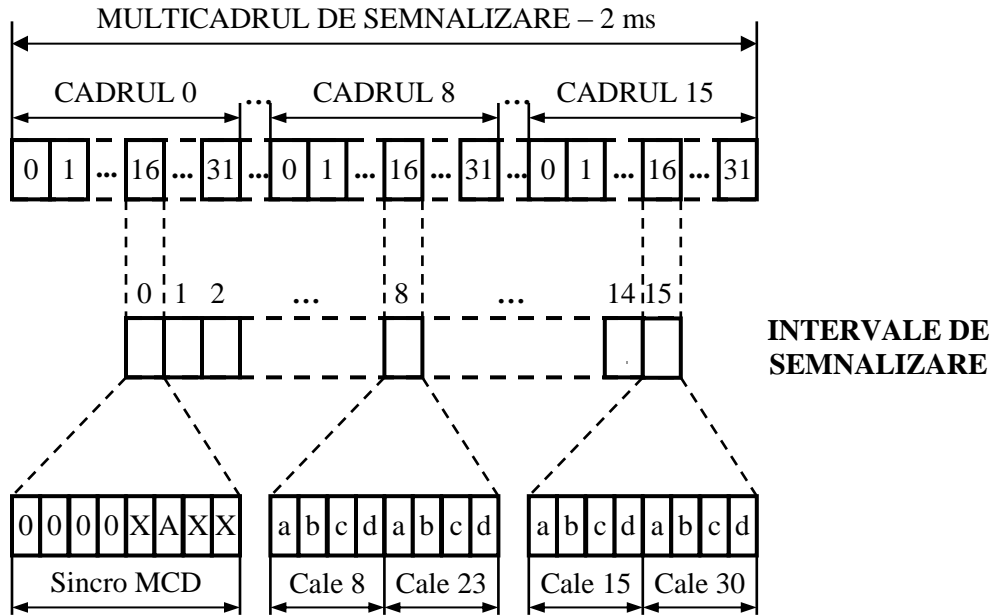


Fig.4.6. Organizarea multicadrului de semnalizare.

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

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

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

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

## SISTEME DE GESTIUNEA DATELOR

Tehnologii si Sisteme de Telecomunicatii

### 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)
2. Componenta de integritate a modelului relational - constrangeri, tipuri de chei. (cap. 1 - pag. 16)
3. Interogarea datelor - instructiunea SELECT, expresia de selectie, clauze pentru filtrare, ordonarea datelor. (cap. 5 - pag. 75)
4. Rularea de interogari pe pe mai multe tabele - utilitate, tipuri de operatii JOIN, modalitati de stabilire a legaturii. (cap. 5 - pag. 93)
5. Salvarea si restaurarea unei baze de date - utilitarul mysqldump, optiuni, modalitati restaurare. (cap. 7 - pag. 122)

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

Subiecte practice:

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

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

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

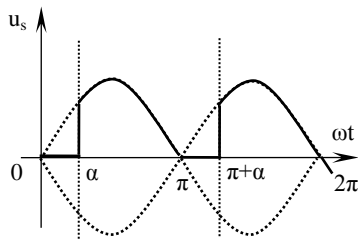
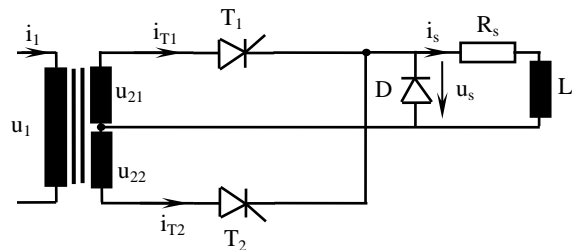
```
USE `universitate`;  
SELECT `f`.`numeFacultate`,  
COUNT(`numeDepartament`) AS `numarDepartamente`,  
GROUP_CONCAT(DISTINCT `d`.`numeDepartament`) AS `listaDepartamente`  
FROM `facultati` `f` INNER JOIN `departamente` `d`
```



```
ON `f`.`idFacultate`=`d`.`idfacultate`  
WHERE `numeFacultate` RLIKE ('electro' | 'mec')  
GROUP BY `f`.`idFacultate`;
```

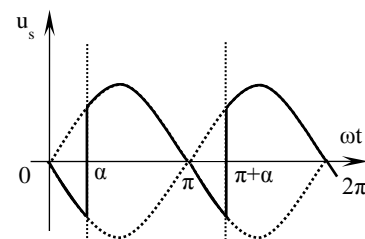
Subiecte Disciplina de specialitate - Electronică de Putere – Conf.dr.ing. Dan Negoșescu

T1. Să se reprezinte forma de undă a tensiunii de la ieșirea unui redresor monofazat bialternanță comandat cu priză mediană având ca sarcină un circuit RL și diodă de nul și sa se determine  $U_{smed}$ . Cum se modifică forma lui  $u_s$  și valoarea lui  $U_{smed}$  dacă se elimină dioda de nul, iar regimul de curent la ieșire se consideră neîntrerupt.



$$\begin{aligned}
 U_{smed} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (\cos \alpha - \cos \pi) = \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha)
 \end{aligned}$$

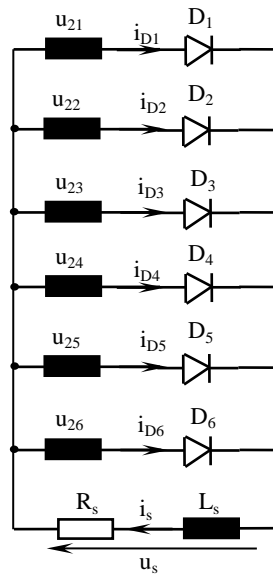
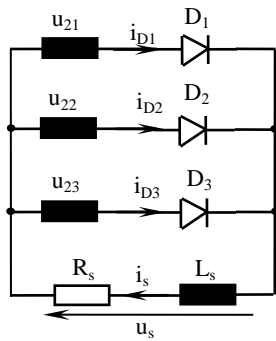
- cu diodă de nul



$$\begin{aligned}
 U_{smed} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot (\cos \alpha - \cos(\pi + \alpha)) = \\
 &= 2 \cdot \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \cdot \cos \alpha
 \end{aligned}$$

- fără diodă de nul și  $i_s$  neîntrerupt

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:

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

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

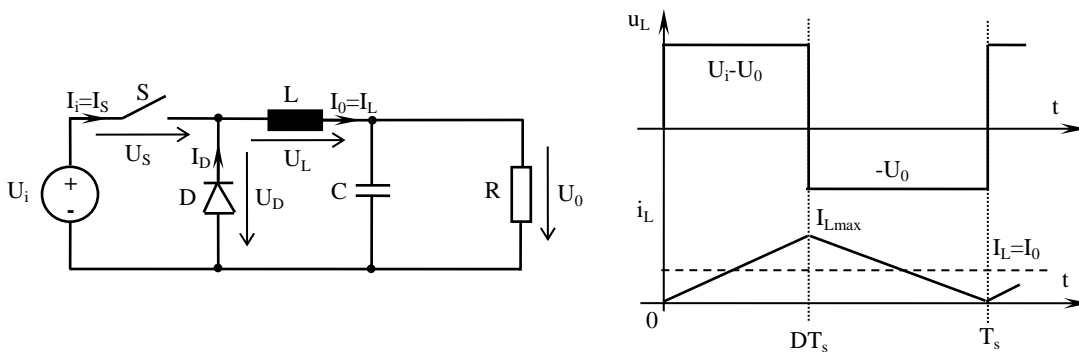
$$\frac{3\sqrt{6}U_{2-3f}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{2}U_{2-6f}}{\pi} \Rightarrow U_{2-6f} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2-3f}$$

- hexfazat:

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

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

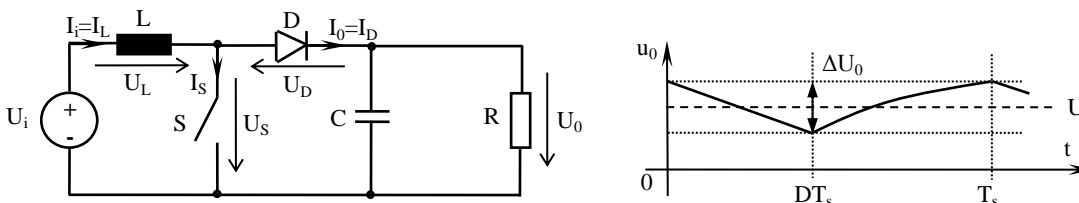
T3. Să se determine funcția de transfer și relația curentului de ieșire  $I_o$  pentru funcționarea la limita dintre CCM și DCM ale unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BUCK.



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

$$\left. \begin{aligned} I_L T_s &= \frac{1}{2} I_{Lmax} T_s \Rightarrow I_L = \frac{I_{Lmax}}{2} \\ I_{Lmax} &= \frac{U_o(1-D)T_s}{L} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_o = I_L = \frac{U_o(1-D)T_s}{2L} = \frac{U_i D(1-D)T_s}{2L}$$

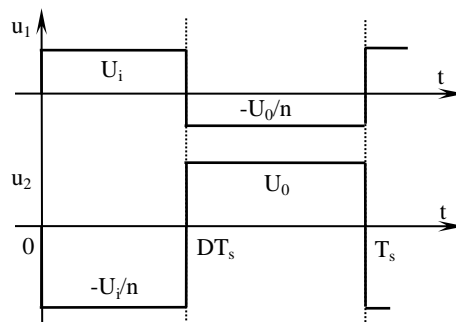
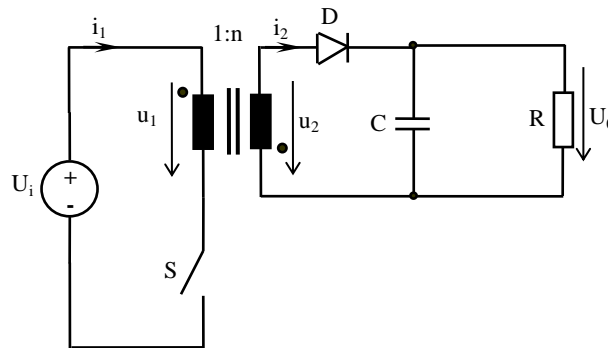
T4. Să se reprezinte pulsația tensiunii de ieșire a unui convertor dc-dc fără izolare galvanică BOOST și să se determine valoarea acesteia  $\Delta U_o$  respectiv relația tensiunii de ieșire  $U_o$ .



$$\Delta U_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 D T_s}{C} = \frac{I_0 D}{C f_s} = \frac{D U_0}{R C f_s} = \frac{D}{1-D} \frac{U_i}{R C f_s}$$

$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i D T_s + (U_i - U_0)(1-D) T_s = 0 \Rightarrow U_0 = \frac{1}{1-D} U_i$$

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.



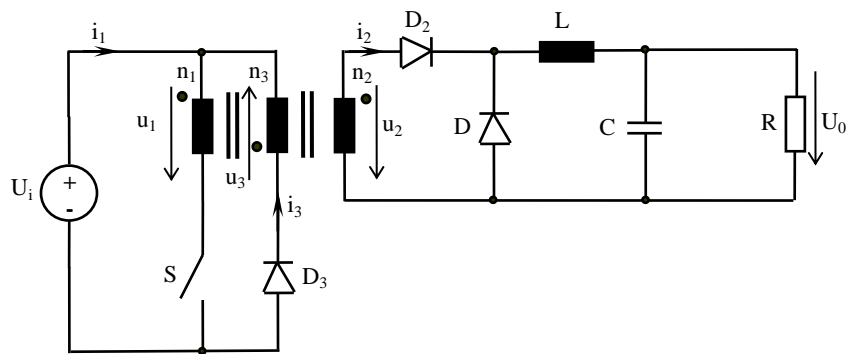
$$U_L = 0 \Leftrightarrow U_i D T_s + \left(-\frac{U_0}{n}\right)(1-D) T_s = 0 \Rightarrow U_0 = n \frac{D}{1-D} U_i$$

$$U_{S \max} = U_i + \frac{U_0}{n}$$

P1. 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 convertorul funcționează 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  $\Delta U_o = 4\%$



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

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

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

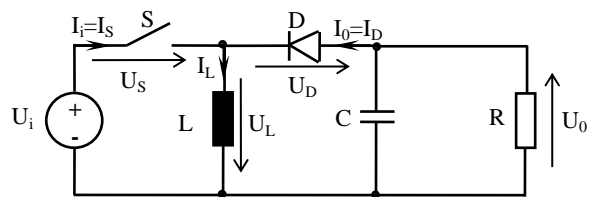
$$P = \frac{U_0^2}{R} \Rightarrow R = \frac{U_0^2}{P} = 20\Omega$$

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

P2. Pentru un convertor dc-dc fără izolare BUCK-BOOST se cunosc:

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

Să se determine  $U_i$ ,  $U_o$ ,  $\Delta U_o$  și valoarea limită a curentului de ieșire  $I_{o\lim}$  sub care convertorul va funcționa în regim DCM



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

$$U_o = I_o R = 120V$$

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

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

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

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



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

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

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

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

Parametrii explorării liniare întretesute în standardul de televiziune european sunt:

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

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

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

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

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

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

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

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

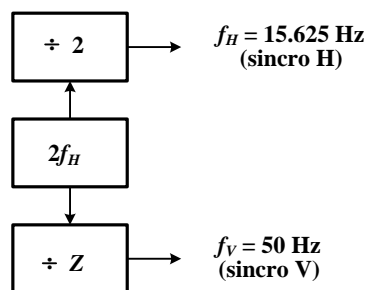


Fig. 2.6. Schema bloc a unui sincrogenerator cu divizare de frecvență.

**2. 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  $\delta$ , adică cu dimensiunea unei linii de explorare.

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

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

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

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

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

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

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

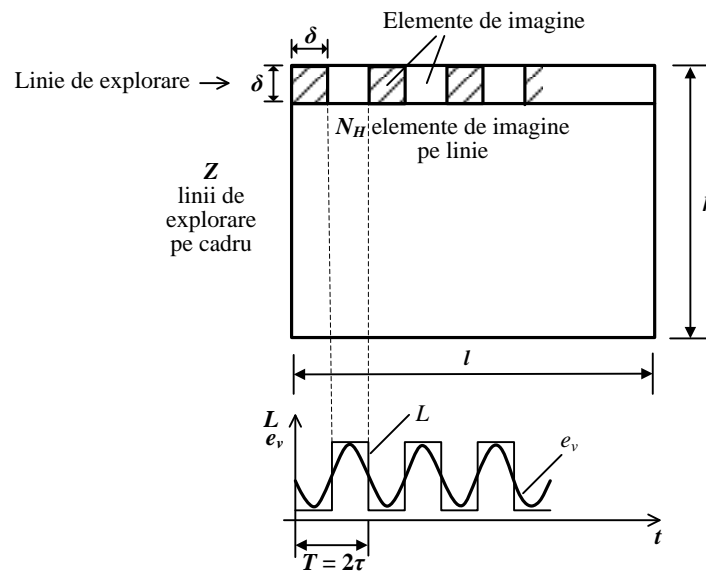


Fig. 2.4. Obținerea semnalului de imagine de frecvență maximă.

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

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

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

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

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

Analizând relația (2.5) se constată că micșorarea frecvenței maxime din spectrul semnalului video poate fi realizată fie prin micșorarea numărului de linii/cadru, ceea ce conduce la micșorarea rezoluției imaginii 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 întrețesută, 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  $\tau$  alocat transmiterii pentru un element de imagine este bine stabilit din considerentul transmiterii secvențiale a informației tuturor elementelor de imagine în intervalul de timp alocat unui cadru, rezultă transformarea informației de luminanță în semnal electric.

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

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

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

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

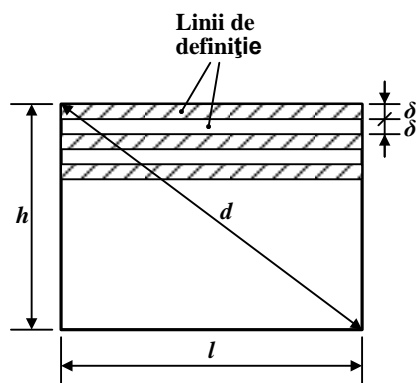


Fig. 1.6. Dimensiunile cadrului de imagine.

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

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

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

**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 cromaticitate modulată,  $C$ , adică limitat și translatat în domeniul frecvențelor superioare, între pachetele de linii spectrale ale semnalului de luminanță  $Y$  (figurile 5.12. a, c și d).

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

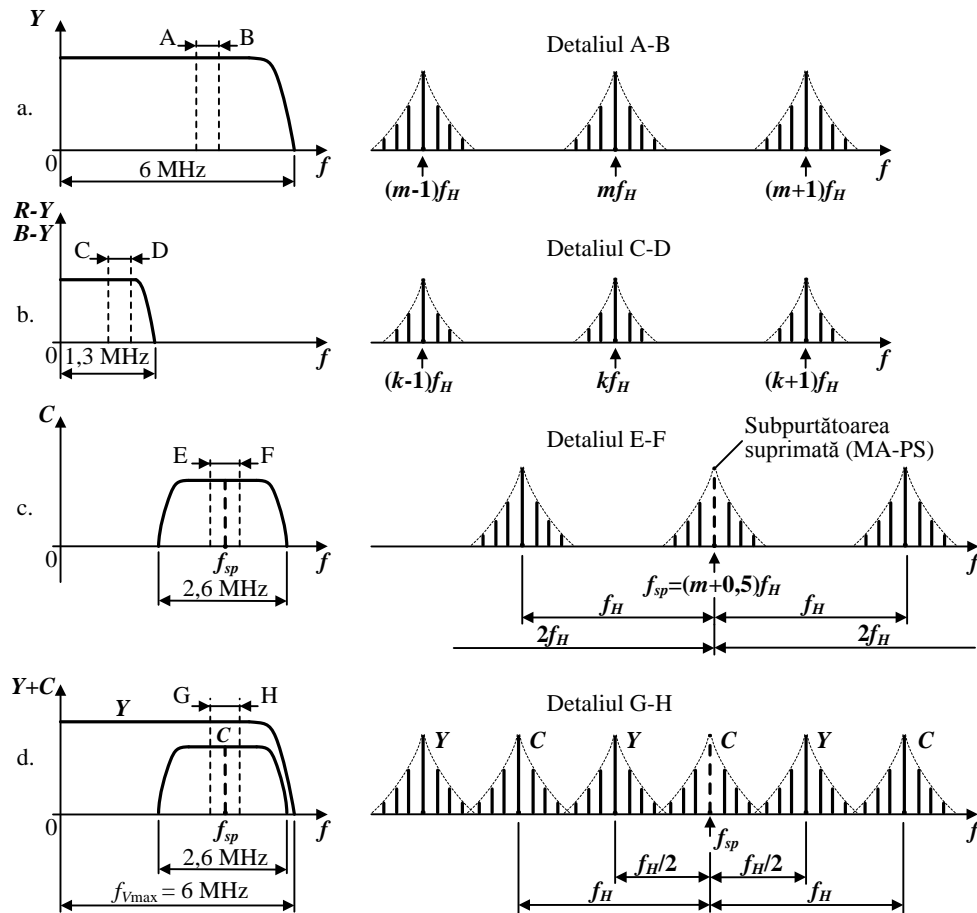


Fig. 5.12. Intercalarea spectrelor de frecvențe în sistemul TV în culori:

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

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

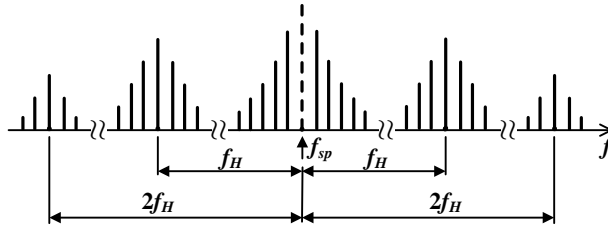


Fig. 5.13. Spectrul de frecvențe al semnalului de cromaticitate modulată în amplitudine (MA-PS).

Dacă frecvența subpurtătoarei se alege egală cu un multiplu impar al jumătății frecvenței de linie  $f_H$ , 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 intervalului liber, între pachetele de linii spectrale ale semnalului de luminanță,  $Y$  (figura 3.12.d).

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

În sistemul PAL acest semnal este cunoscut sub denumirea de *semnal de sincronizare a culorii* (sau "burst"),  $S_C$ , și are rolul de a regenera în receptor subpurtătoarea de 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 linie) un semnal, sub forma unei salve de sinusoidă (tren de 8÷10 sinusoidă), având frecvența subpurtătoarei  $f_{sp}$ .

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

**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 subpurtătoarei de cromaticitate,  $\theta_C$ , nu se modifică în timpul transmisiei.

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

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

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

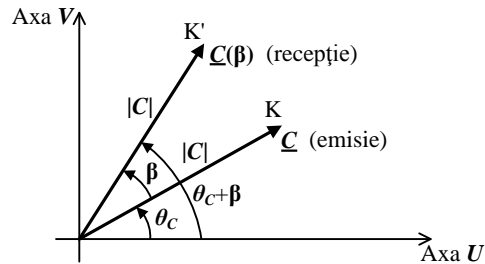


Fig. 7.5. Vectorul reprezentativ al semnalului de crominanță modulată pentru o culoare K, afectat de distorsiunea de fază  $\beta$ .

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

Principiul sistemului PAL (**Phase Alternation Line – alternarea fazei pe linii**) constă în schimbarea fazei subpurtătoarei pentru semnalul diferență de culoare ponderat  $V$ , cu  $180^\circ$  la fiecare linie, atât la emisie cât și la recepție. Cu alte cuvinte, subpurtătoarea de crominanță este generată cu fază zero pentru modulatorul MA-PS care primește la intrare semnalul diferență de culoare ponderat  $U$  și cu fază alternantă cu frecvența  $f_H/2$ , respectiv cu  $+90^\circ$  și  $-90^\circ$ , 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 crominanță modulată se obține la emisie cu schema de principiu prezentată în figura 7.6.

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

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

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

sau

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

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

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

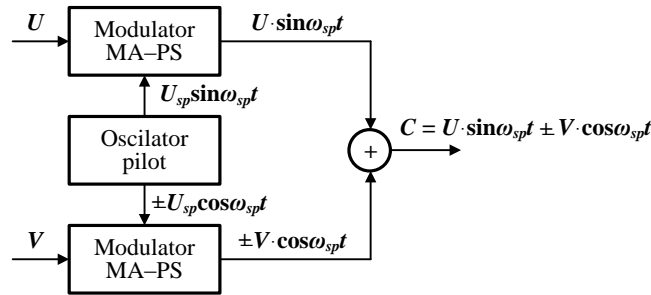


Fig. 7.6. Obținerea semnalului de cromaticitate modulată în sistemul PAL

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

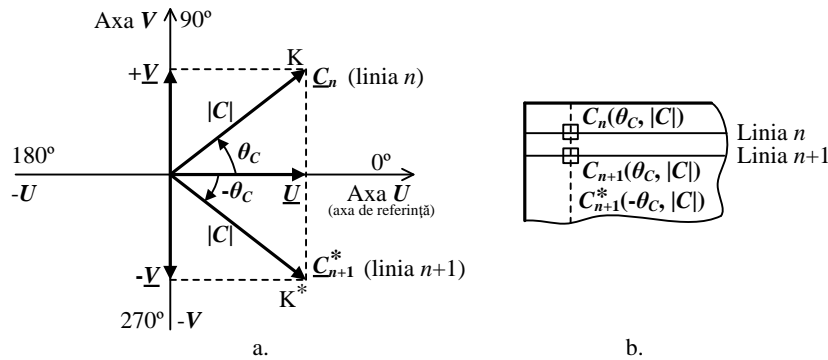


Fig. 7.7. a) Vectorii reprezentativi ai semnalului de cromaticitate modulată pe două linii TV succesive; b) elementele de imagine corespondente.

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 cromaticitate modulată,  $C$ . Cu toate acestea, datorită schimbării fazei subpurtătoare pentru semnalul  $V$  cu  $180^\circ$ , semnalul de cromaticitate modulată pe linia TV  $n+1$  este reprezentat în figura 7.7.a prin vectorul  $\underline{C}_{n+1}^*$ , care face unghiul  $-\theta_C$  cu axa  $U$ .

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



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

Semnalul de crominanță modulat pentru semnalul diferență de culoare ponderat  $V$  afectat de distorsiunea de fază  $\beta$ , corespunzător liniei TV  $n+1$ , reprezentat prin vectorul  $\underline{C}_{n+1}^*(\beta)$ , este prelucrat la recepție, în sensul că are loc o nouă schimbare a fazei subpurtătoarei cu  $180^\circ$  la fiecare linie, identic cu operația executată la emisie. Ca urmare, semnalul de crominanță modulat 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,  $\theta_C$ , corespunzătoare nuanței reale, indiferent de valoarea distorsiunii de fază  $\beta$  introdusă de lanțul de transmisie. Dacă sumatorul are un factor de ponderare  $\frac{1}{2}$  amplitudinea vectorului rezultat este  $|C| \cdot \cos\beta$ , prezentând o valoare maximă pentru  $\beta=0$  și scăzând pe măsură ce distorsiunea de fază se mărește. Cu alte cuvinte, apare o desaturare a culorii.

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

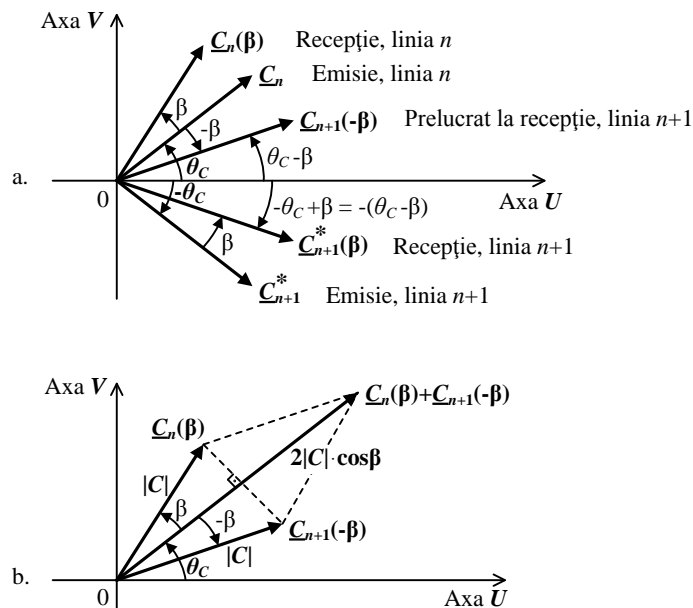


Fig. 7.8. Principiul sistemului PAL, de eliminare a efectului

distorsiunilor de fază asupra nuanței culorii.

Distorsiunea de fază, care afectează semnalul de cromaticitate modulată pe lanțul de transmisie, are ca efect desaturarea culorilor transmise, ceea ce este mult mai puțin sesizat de ochi decât modificarea nuanței culorii. Se arată în literatură că pentru o distorsiune de fază  $\beta=30^0$  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  $\pm 45^0$ , 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 modulată. În urma procesului de modulație în amplitudine a purtătoarei de imagine cu semnalul SVCC, spectrul de frecvențe al semnalului modulată 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 modulată.

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

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

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

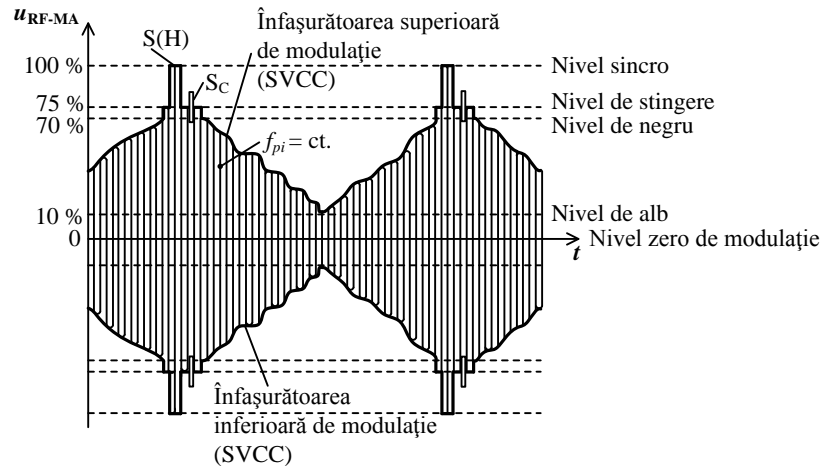


Fig. 6.2. Transmisiunea TV în RF cu modulația de amplitudine negativă.

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

### **1.8. Structura canalului de televiziune**

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

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

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

Semnalul video, de bandă 6 MHz, este 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.

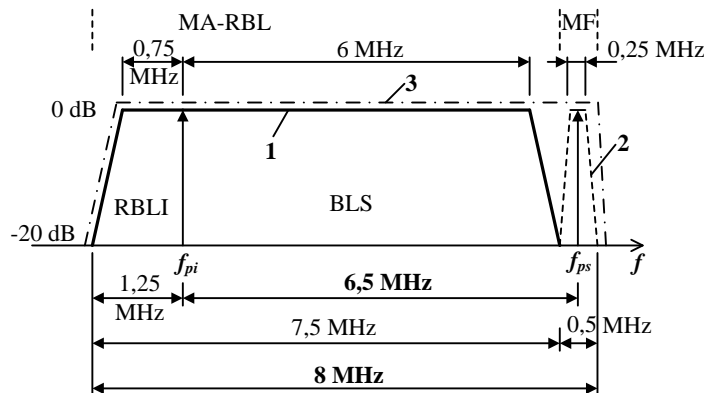


Fig. 6.4. Structura canalului de televiziune.

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 modulată în frecvență este de:

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

unde indicele de modulație în frecvență  $\beta$  are valoarea:

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

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

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

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

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

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

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

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

- 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.

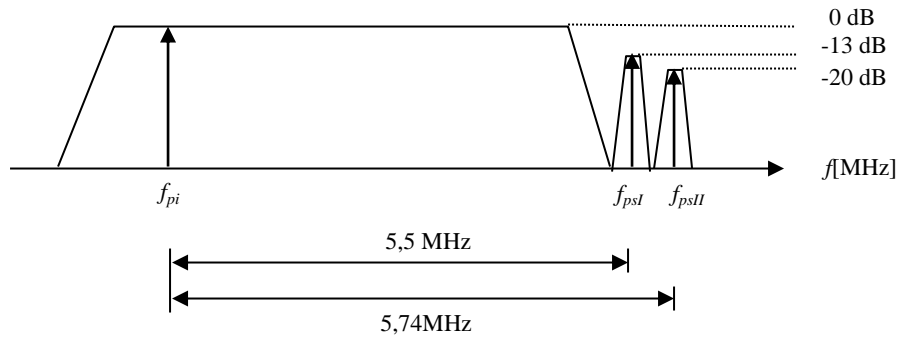


Fig. 6.5. Structura canalului TV în cazul transmiterii sunetului pe două canale analogice.

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 modulat sau nemodulat în funcție de tipul transmisiei. Modulația este una de amplitudine cu un factor de modulație de 50 %. Funcție de parametrii semnalului modulator a purtătoarei pilot, receptorul realizează identificarea tipului de transmisie astfel:

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

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

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

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

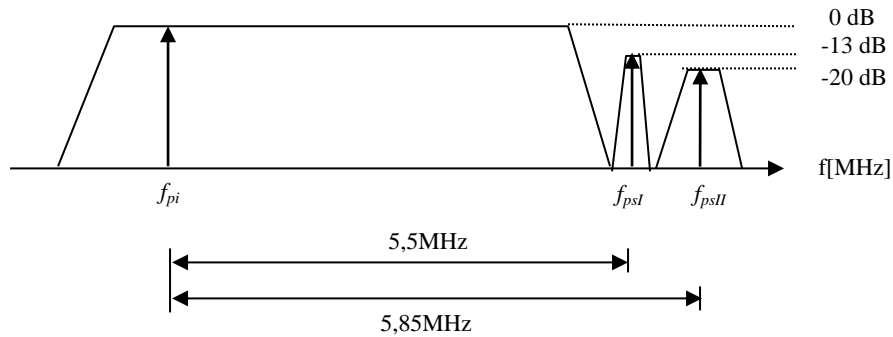


Fig. 6.6. Structura canalului TV în cazul transmiterii sunetului în format NICAM.

Sistemul NICAM se pretează a fi folosit în:

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

**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, semcadre și cadre de imagine. Cu alte cuvinte, poziția elementelor de imagine se păstrează în timp. Această structură permite sumarea simplă a semicadrelor adiacente, fără deteriorarea rezoluției pe orizontală sau pe verticală, facilitându-se astfel realizarea sistemelor de conversie de standard, a unităților digitale de efecte speciale video etc.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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



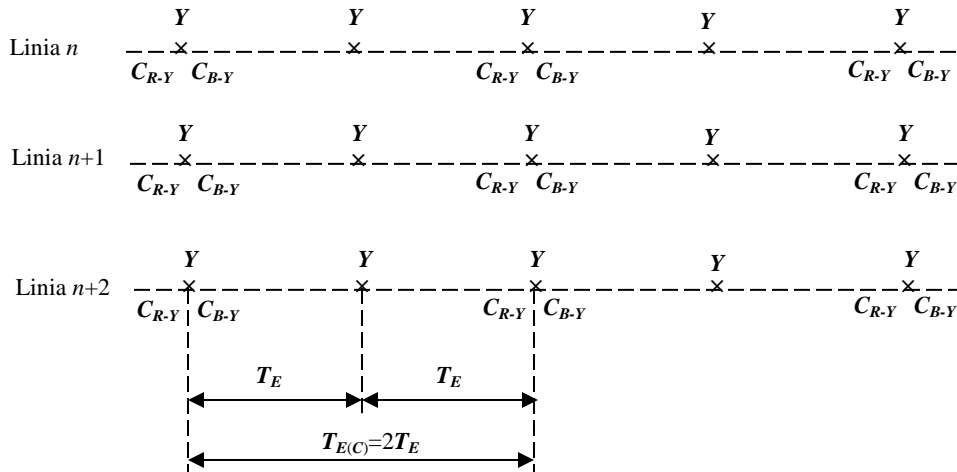


Fig. 2.10. Poziția eșantioanelor pentru semnalele de luminanță și diferență de culoare comprimate.

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

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

## 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 eșantioanelor), este produsul dintre frecvența de eșantionare  $f_E$  și numărul de biți  $n$  cu care este codat un eșantion, adică:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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