

## Radiocomunicații

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

### 1.4.2. EFECTUL SUPRAFETEI TERESTRE ASUPRA PROPAGĂRII

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

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

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

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

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

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

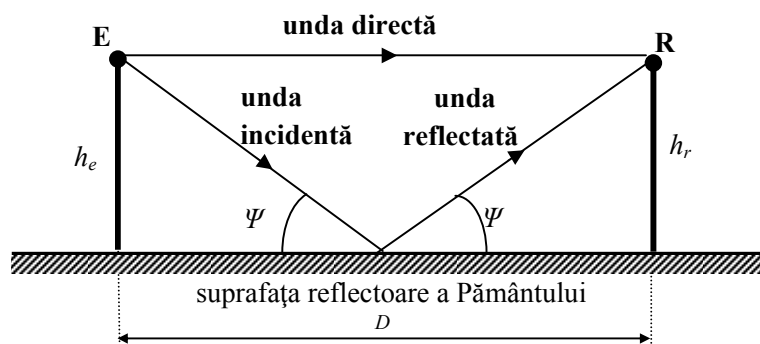


Fig.1.17. Legătură radio cu reflexie la sol.

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

Prin reflexia undei la sol, având în vedere că acesta este un mediu mai “dens” decât aerul ( $n > 1$ ), unda reflectată este deplasată cu  $\pi$  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:

$$\Delta d = d_2 - d_1 = \sqrt{D^2 + (h_R + h_E)^2} - \sqrt{D^2 + (h_R - h_E)^2} =$$

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

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

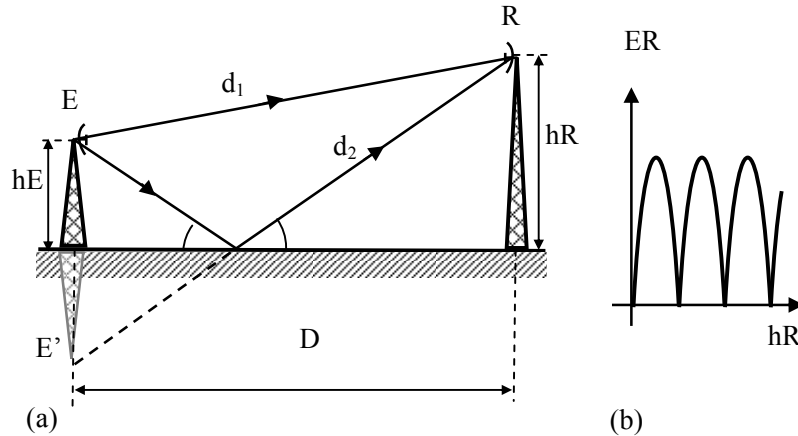


Fig.1.20. Interferența cu reflexie la sol:

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

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

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

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

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

**2. Care sunt principalele caracteristici ale propagării undelor radio în domeniul undelor scurte. (Radiocomunicații. Fundamente – pag.45-46).**

**1.4.4.3. Undele scurte (US)**

Undele scurte, **US** (“high frequency” **HF**), se caracterizează prin frecvențe  $3 \text{ MHz} \leq f \leq 30 \text{ MHz}$  (lungimi de undă  $100 \text{ m} \geq \lambda \geq 10 \text{ m}$ ). Sunt atenuate de suprafața pământului și propagarea prin unde de suprafață nu depășește câteva zeci de kilometri. Undele spațiale sunt în mare parte absorbite de straturile **D** și **E**, rezultând o atenuare substanțială, iar un fenomen de reflexie a undelor se produce în principal în stratul **F**.

În timpul zilei, se pot utiliza unde scurte cu lungimi de undă în intervalul  $10\text{ m} \dots 25\text{ m}$ , cu condiția unor puteri suficiente la emisie pentru a compensa atenuarea de absorbție. În timpul nopții, stratul **D** dispare și concentrația stratului **F** scade, făcând posibilă reflexia undelor scurte cu lungimi de undă în intervalul  $35\text{ m} \dots 100\text{ m}$ . Se pot obține astfel radiologături pe distanțe mari ( $4000\text{ km}$ ) cu puteri relativ mici de emisie. Dimineața și seara se lucrează pe frecvențe care corespund lungimilor de undă  $25\text{ m} \dots 35\text{ m}$ . Astfel, stațiile de emisie trebuie să fie capabile să lucreze pe mai multe frecvențe, pentru a se adapta la modificările condițiilor de propagare între zi și noapte.

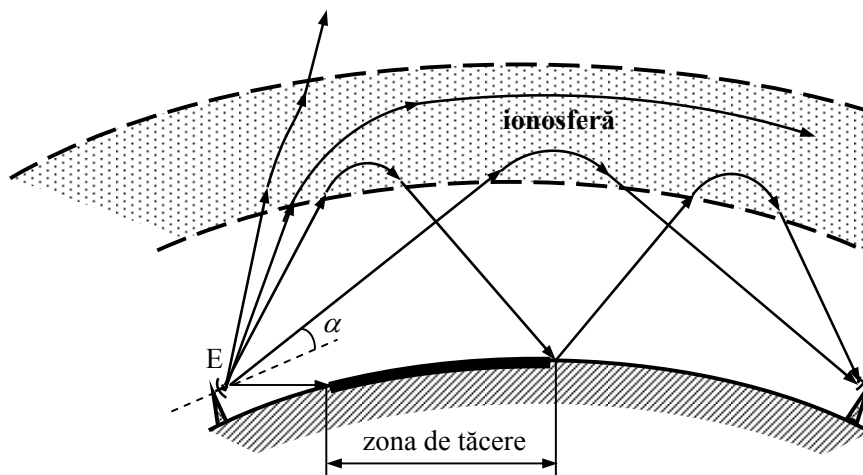


Fig.1.35. Trasee de propagare a US scurte funcție de elevație.

Într-o anumită regiune în jurul unei antene de emisie apare, mai ales noaptea, o **zonă de tăcere** care se datorează faptului că acolo nu pătrunde nici unda directă, nici undele reflectate în ionosferă (figura 1.35). Distanța maximă de recepție se obține pentru o emisie sub un unghi de elevație  $\alpha = 0^\circ$  (tangential la suprafața Pământului). Pentru o elevație mai mare decât o valoare limită, undele scurte nu se mai reflectă. Prin reflexii multiple, la recepție se pot întâlni mai multe unde provenind de la aceeași sursă. Apare astfel un “fading” de mare distanță, caracteristic undelor scurte. Fenomenul de “fading” este mult mai accentuat în domeniul undelor scurte decât pentru undele medii.

Sursa cea mai importantă de zgomot pentru unde scurte este interferența radio a stațiilor de emisie care lucrează pe frecvențe apropiate. O altă sursă de zgomot, pentru regiunile polare, o constituie perturbațiile stratului **F** (chiar dispariția acestuia pentru câteva ore).

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

### 1.1.1. Directivitatea

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

Antena nu distribuie uniform în spațiu puterea radiată, intensitatea radiației variind cu direcția  $(\varphi, \theta)$ . 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:

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

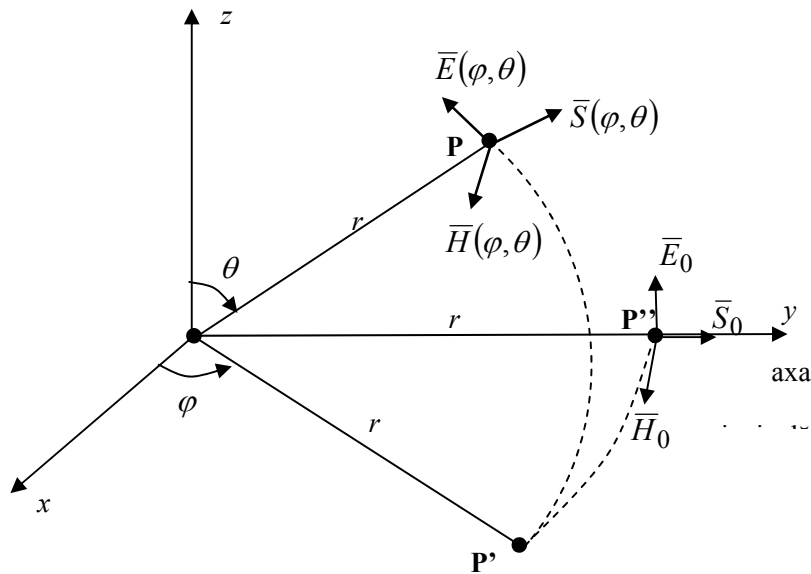


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

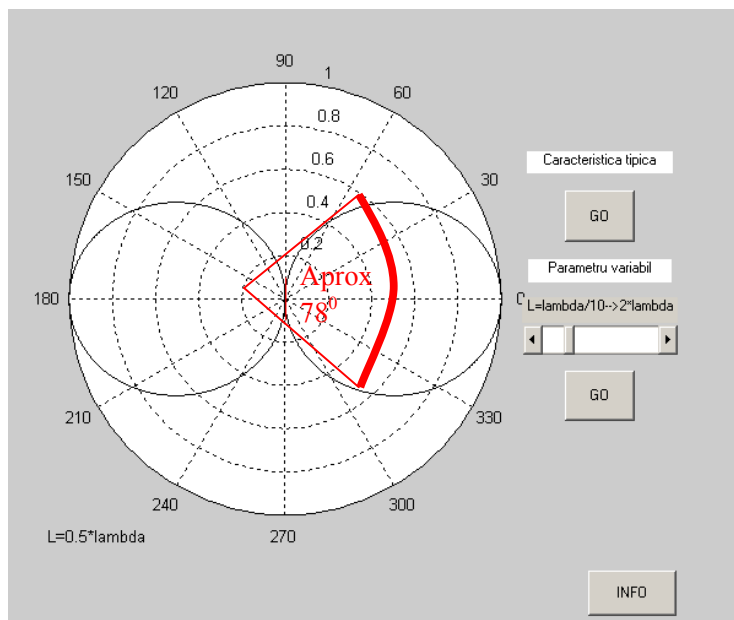


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.

### 1.1.2. Înălțimea efectivă

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

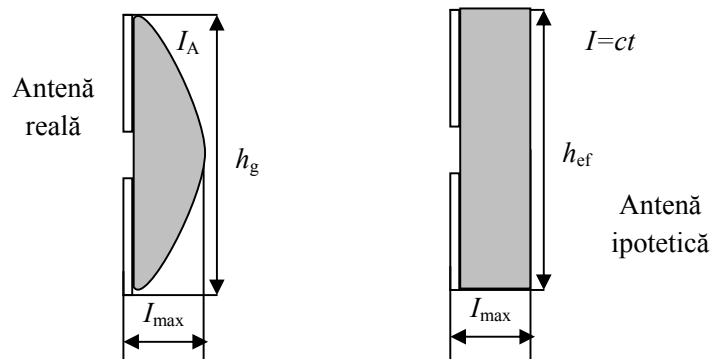


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

### 1.1.3. Suprafața efectivă

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**1.1.4. Dipolul în  $\lambda/2$**

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

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

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

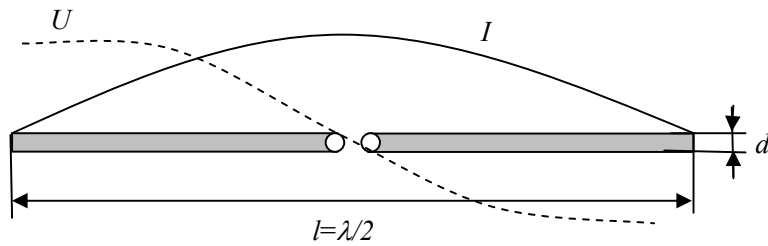


Fig. 2.12. Dipolul în  $\lambda/2$ .

Conform relației 2.56 câmpul electric în regiunea de radiație este:

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

se observă că modulul componentei electrice este maxim în direcția  $\theta = \pi/2$  (perpendicular pe axa Oz după care este orientat dipolul), independent de unghiul  $\varphi$ . 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.

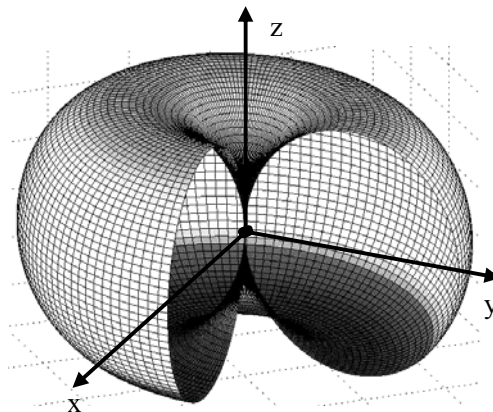


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în  $\lambda/2$ .

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  $0,216 \cdot f_0$ .

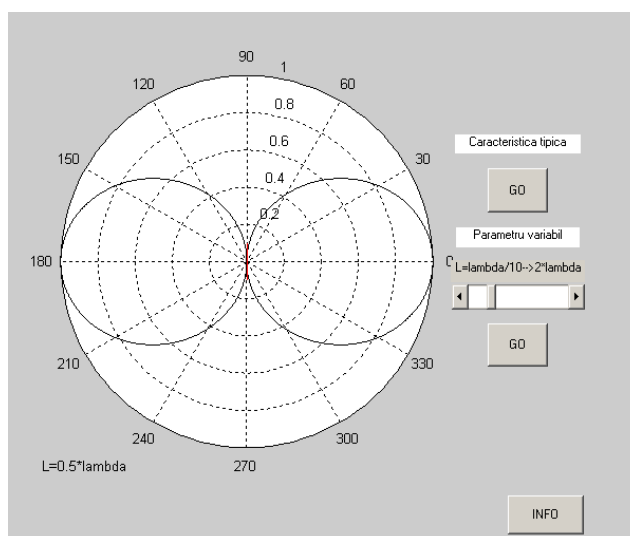


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în  $\lambda/2$  în planul E.

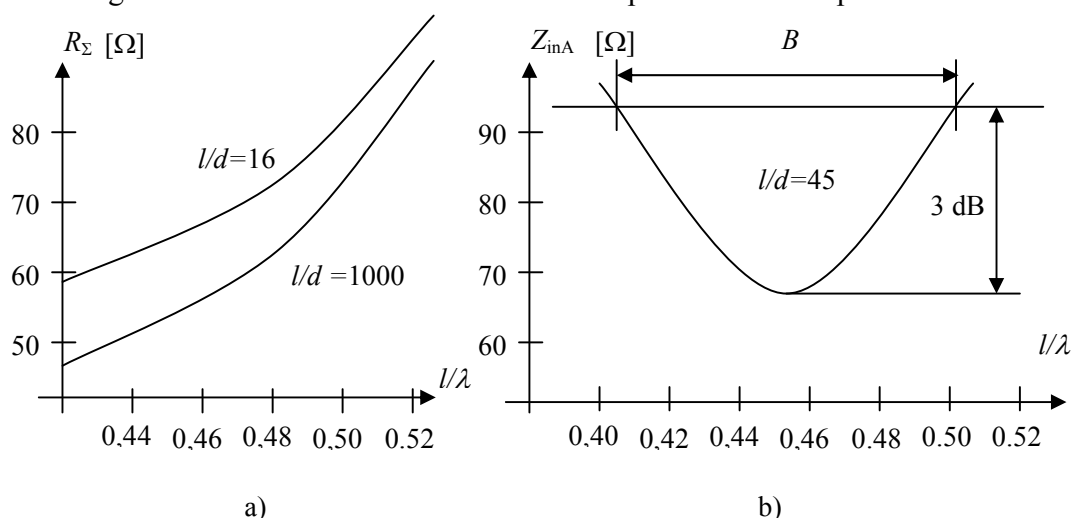


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în  $\lambda/2$ .

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.



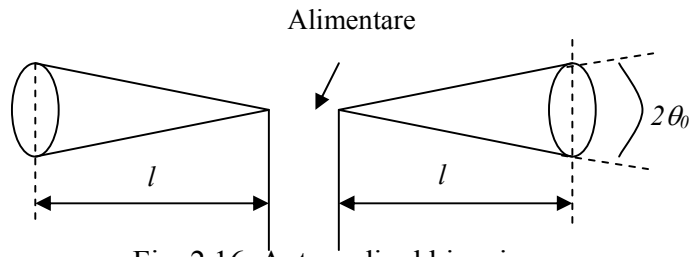


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

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 acesteia, și deci, implicit, scăderea frecvenței de rezonanță.

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

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

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

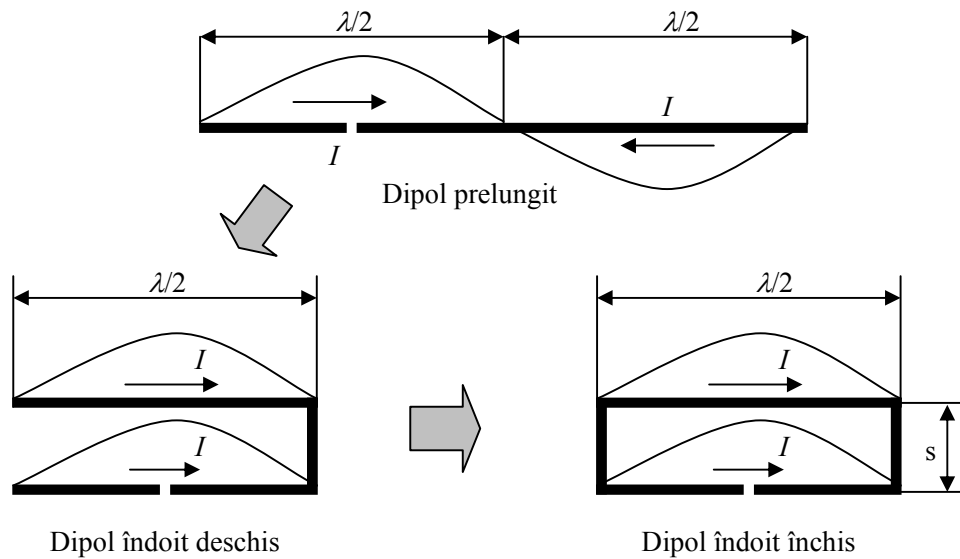


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

Transformările de impedanță se realizează conform relației:

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

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

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

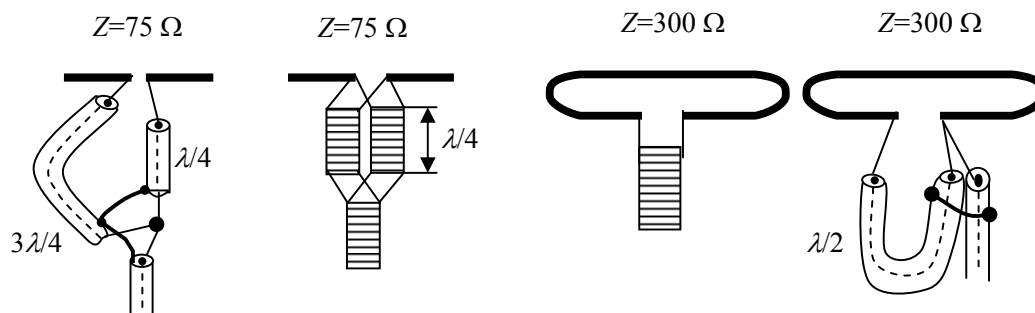


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

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

### 1.1.5. Antena log-periodică

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

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

Alimentarea antenei se face în punctele notate cu F, iar parametrii antenei sunt determinați de unghiul  $\alpha$ , 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:  $\tau = 0,9...0,5$ .

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

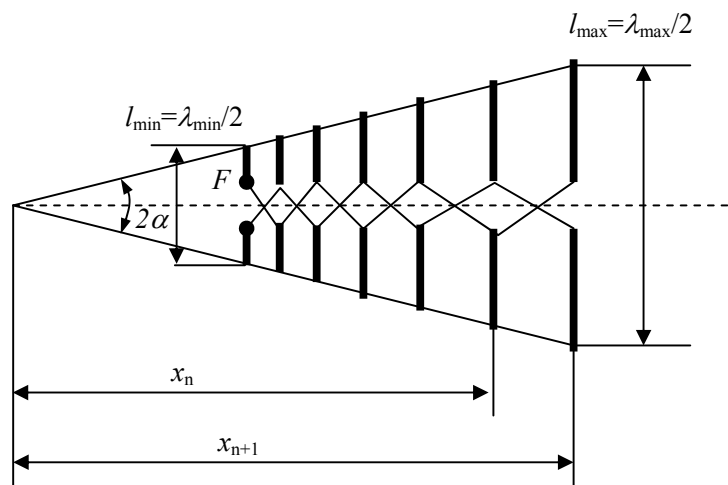


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

7. *Cum se poate obține un sistem radiant, cum poate fi caracterizat și care este caracteristica de radiație a sistemului radiant format din doi dipoli comandați în antifază? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.115-118)*

### 1.2. Sisteme radiante

Realizarea unor antene cu o anumită formă a caracteristicii de directivitate, precum și cu un câștig ridicat este posibilă prin utilizarea unor combinații formate dintr-un număr oarecare de radiatoare identice sau diferite. Cele mai simple structuri de sisteme radiante se obțin cu ajutorul dipolilor, dar concluziile rezultate din analiza acestora au caracter de generalitate.

Deoarece pentru dipolul în  $\lambda/2$  radiația este simetrică în raport cu axa pentru care i se măsoară lungimea, și ținând cont de faptul că un sistem radiant poate fi format din dipoli aflați în diferite poziții, în unele cazuri, este convenabilă exprimarea caracteristicii de directivitate în funcție de un parametru independent de poziție. Acest parametru poate fi unghiul  $\alpha$  format de axa dipolului cu o direcție oarecare din spațiu (figura 2.29). Din aceste considerente relația (2.65) devine:

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

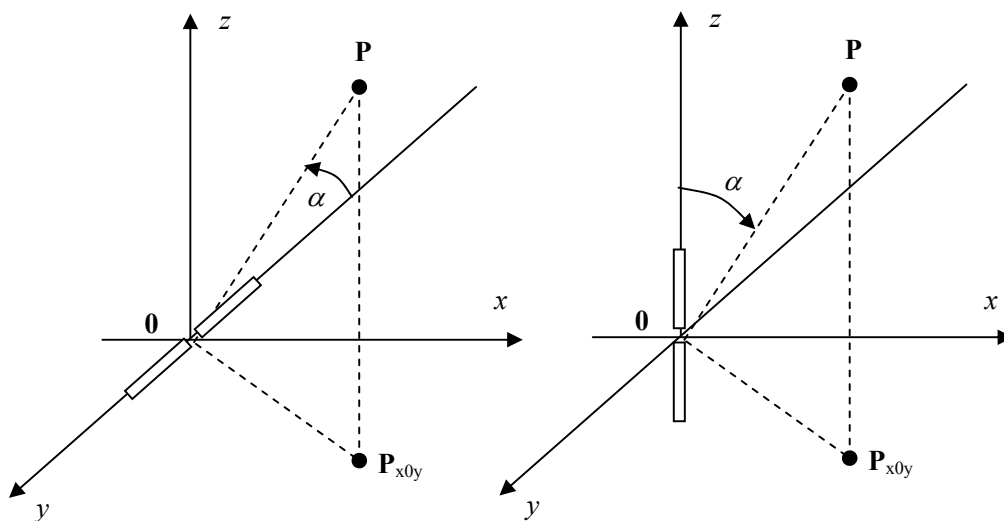


Fig. 2.29. Definierea unghiului  $\alpha$  pentru dipolul orizontal și respectiv vertical.

Caracteristica de directivitate a dipolului în planurile E și H este prezentată în figura 2.30. Pentru dipolul orizontal orientat după axa  $y$ , planul E este planul  $x0y$  (sau  $y0z$ ), iar planul H este  $x0z$ . Pentru dipolul vertical, orientat după axa  $z$ , planul E este  $x0z$  (sau  $y0z$ ), iar planul H este  $x0y$ .

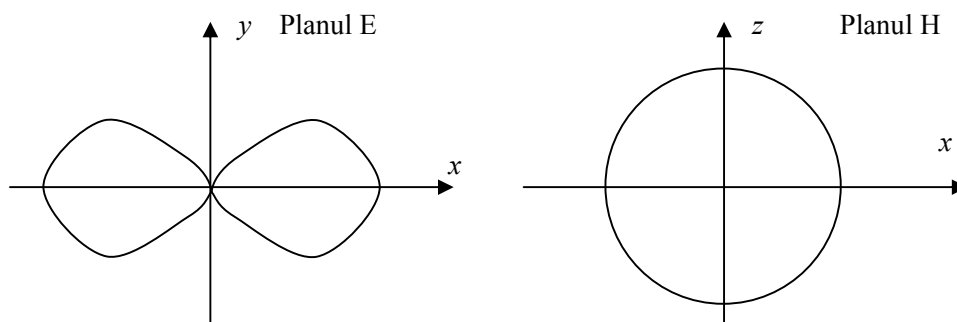


Fig. 2.30. Caracteristica de directivitate a dipolului elementar în  $\lambda/2$  cu poziția coliniară cu axa  $y$ .

### 1.1.6. Sistemul format din două antene izotrope

Analiza unui sistem radiant necesită cunoașterea poziției și a curenților fiecărui element în parte. Între anumit punct din spațiu și elementele componente ale sistemului apare o diferență de drum  $d \cdot \cos\theta$ , unde  $\theta$  reprezintă unghiul făcut de una din axele de coordonate considerate și direcția considerată, iar  $d$  distanța dintre cele două elemente. Aplicând principiul superpoziției, radiația sistemului depinde de distanța  $d$  și de unghiul  $\theta$  (antene izotrope). Astfel, radiatorul echivalent obținut va avea o caracteristică dependentă de relația:

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

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

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

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

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

Caracteristica de directivitate a șirului rămâne simetrică în raport cu axa z, iar câștigul crește o dată cu numărul de elemente n din care este format. Câștigul poate fi calculat cu relația  $G = 10 \cdot \lg n$ .

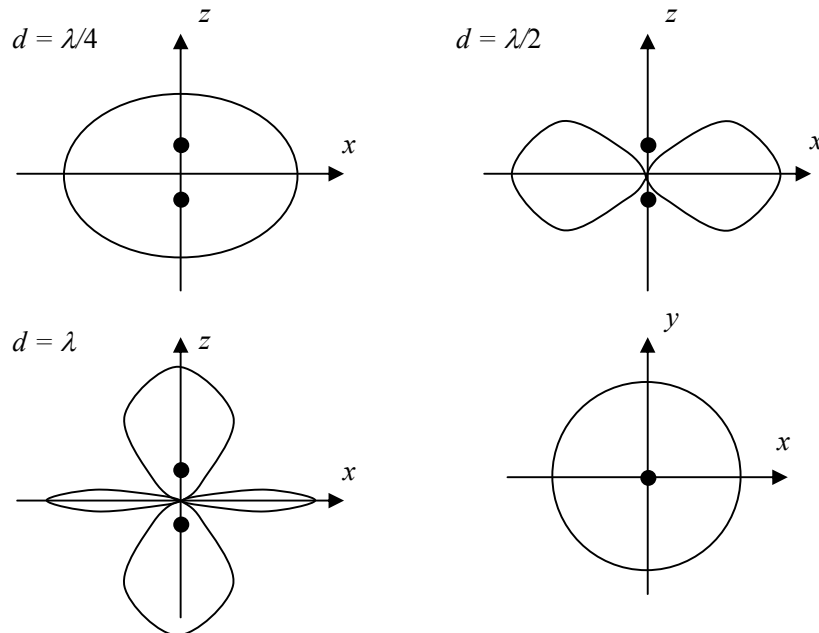


Fig. 2.31. Comportarea sistemului format din două antene izotrope funcție de distanța  $d$  dintre elementele sistemului.

### 1.1.7. Sistemul format din doi dipoli comandați în antifază

Atunci când se realizează sisteme radiante, acestea fiind liniare, se poate aplica principiul superpoziției, adică valoarea rezultată a câmpului corespunzător sistemului este suma câmpurilor individuale ale componentelor din care este alcătuit acel sistem. Valoarea rezultantă a câmpului fiind determinată de defazajul inițial dintre cele două câmpuri, precum și de diferența de drum dintre cele două unde care interferă (figura 2.32). Din punct de vedere practic, un caz de maxim interes este cel în care distanța dintre cei doi dipoli este  $d = \lambda/2$ , iar defazajul este de  $180^\circ$ .

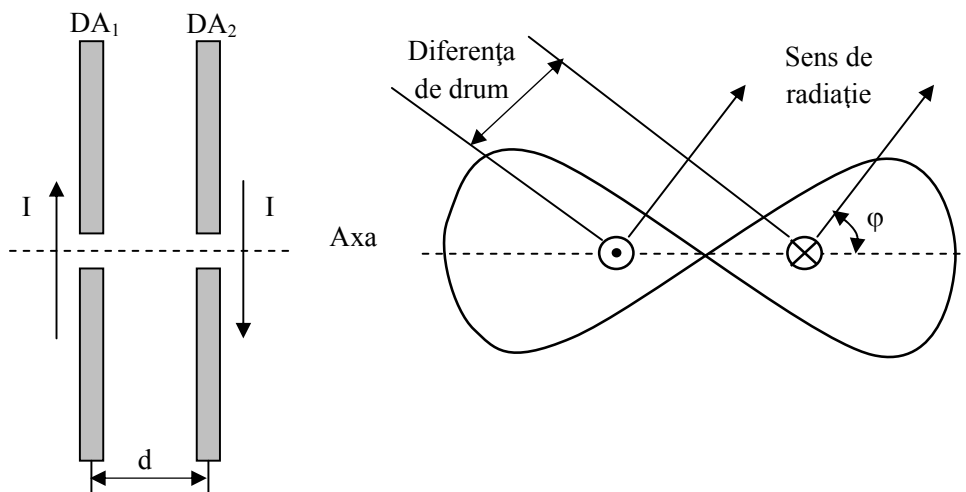


Fig. 2.32. Sistem format din doi dipoli comandați în antifază.

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

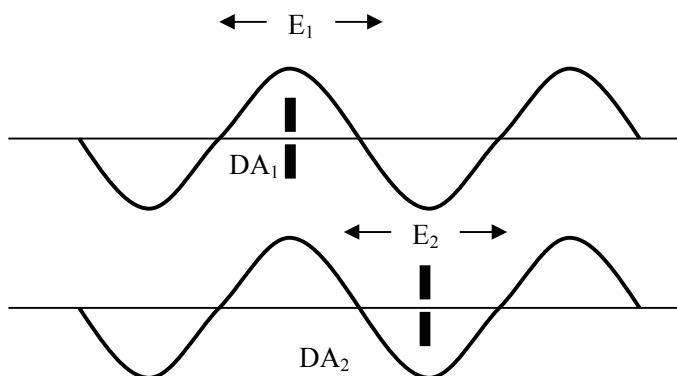


Fig. 2.33. Câmpul produs de doi dipoli comandați în antifază pe axa principală de radiație.

Caracteristica de directivitate a sistemului format de cei doi dipoli în planul H este cea din figura 2.32. Se constată că sistemul face parte din categoria radiatorilor cu mod axial și directivitate bidirecțională.

**Observație:** un dipol orizontal, plasat în apropierea solului, formează împreună cu imaginea sa un sistem de doi dipoli în antifază, caracteristica de directivitate și rezistența de radiație modificându-se funcție de înălțimea  $h$  față de sol la care este amplasat dipolul. Rezistența de radiație crește rapid de la 0 la aproximativ  $75 \Omega$ , atunci când distanța față de sol crește de la 0 la  $\lambda/4$ , după care oscilează în jurul acestei valori.

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

#### 4.2.2. TEHNICA HETERODINĂRII

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

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

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

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

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

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

Tehnica se numește **superheterodinare**.

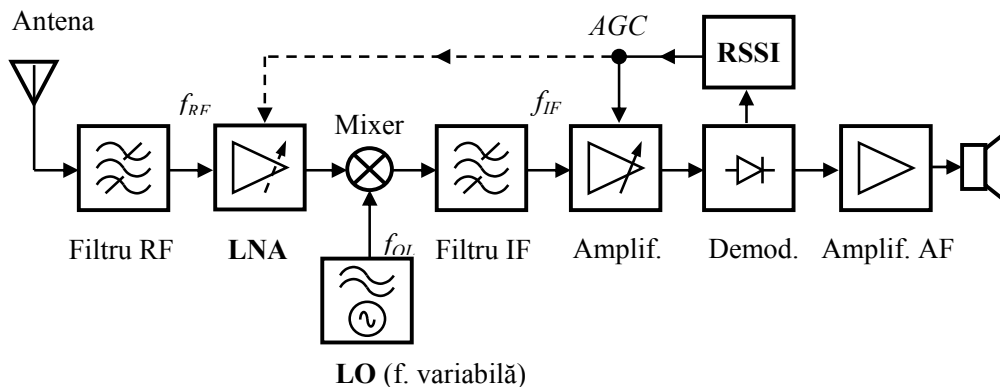


Fig.4.3. Schema bloc a receptorului heterodină.

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

#### 4.2.3. FRECVENȚA IMAGINE

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

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

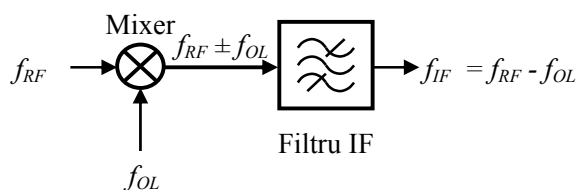


Fig.4.7. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ .

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

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

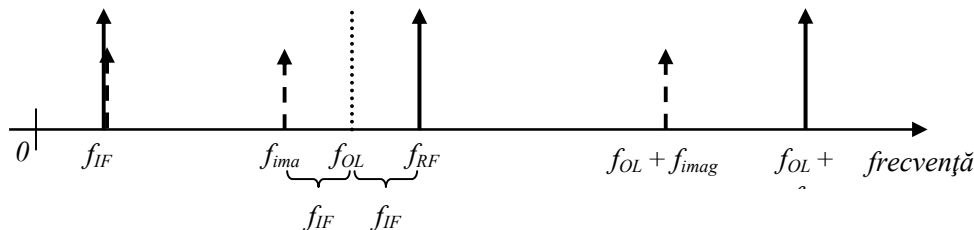


Fig.4.8. Frecvența imagine în cazul  $f_{RF} > f_{OL}$ .

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

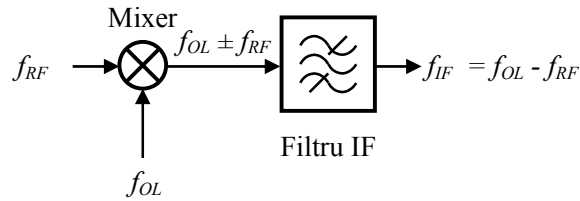


Fig.4.9. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

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

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

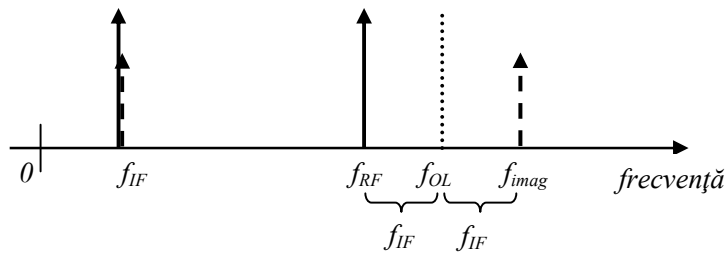


Fig.4.10. Frecvența imagine în cazul  $f_{OL} > f_{RF}$ .

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

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

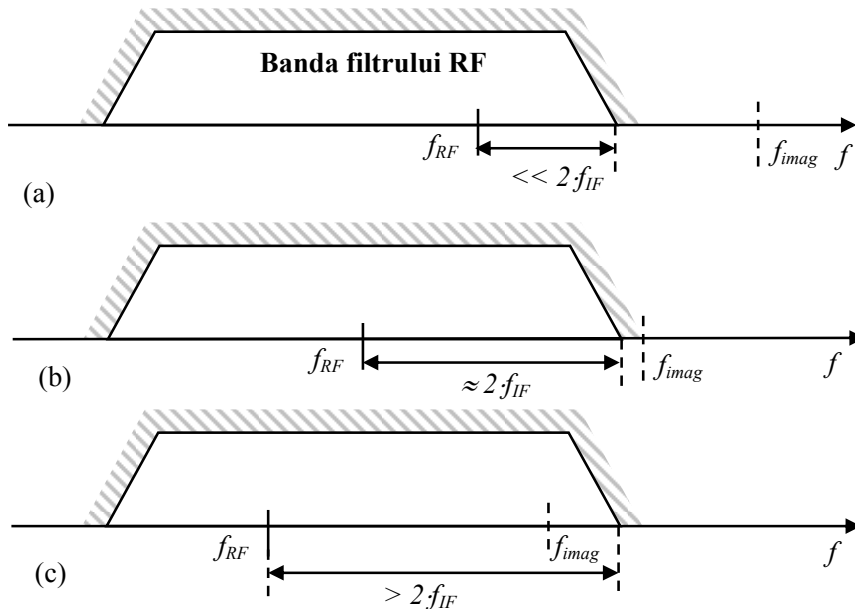


Fig.4.11. Diverse poziții ale frecvenței imagine relativ la banda filtrului RF: caz favorabil (a), caz limită (b) și caz defavorabil (c).



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

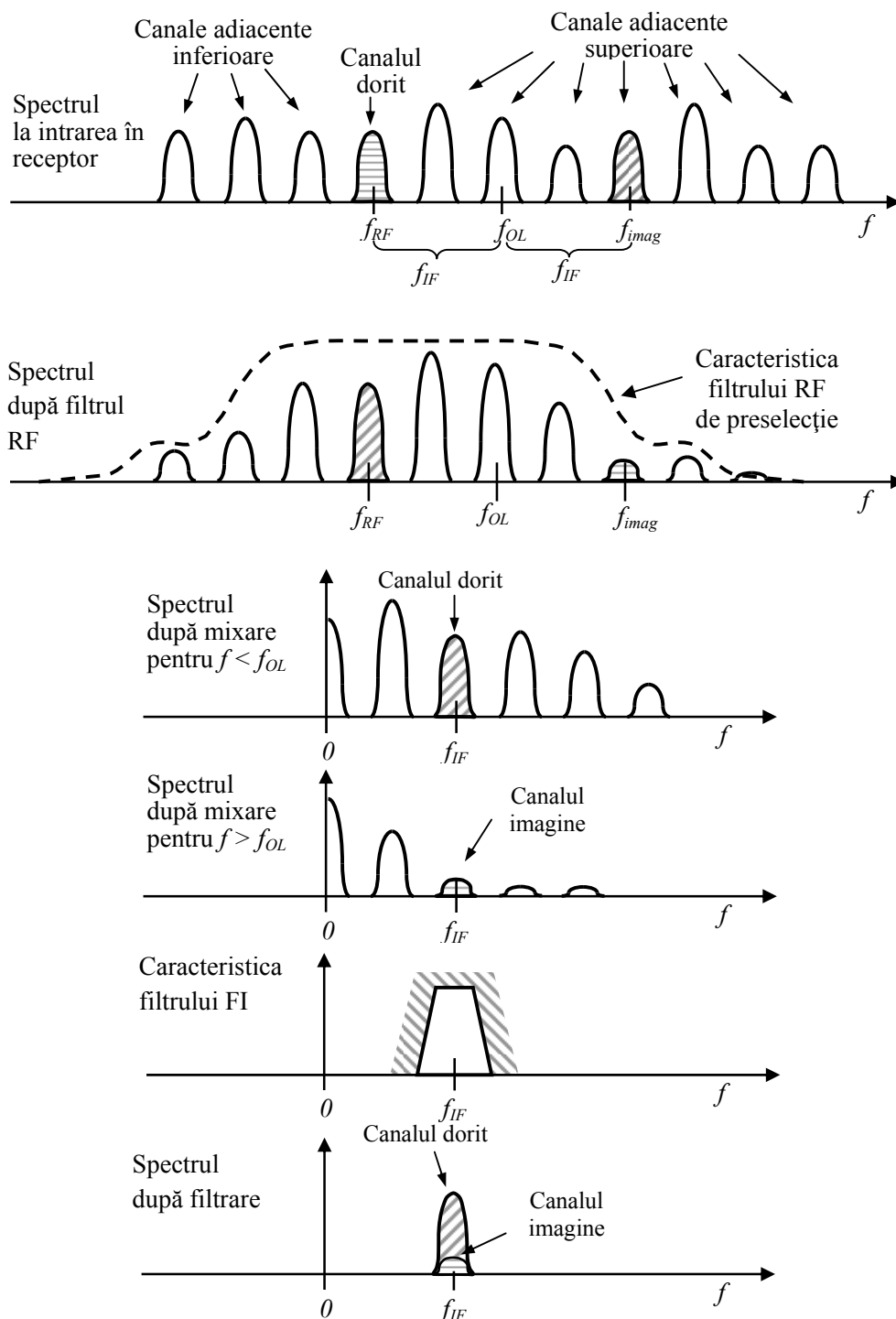


Fig.4.12. Influența frecvenței imagine asupra recepției frecvenței semnalului util.

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

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

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

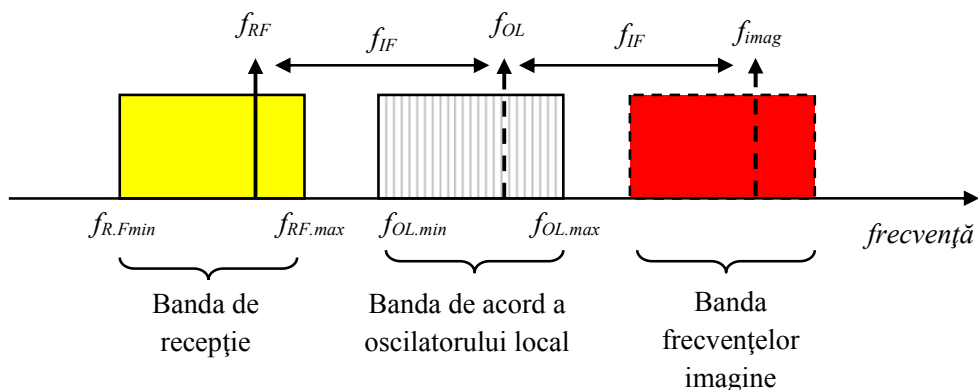


Fig.4.13. Banda frecvențelor imagine.

**Exemple:**

a) **Radio AM:**

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

Rezultă situația din figura 4.14.

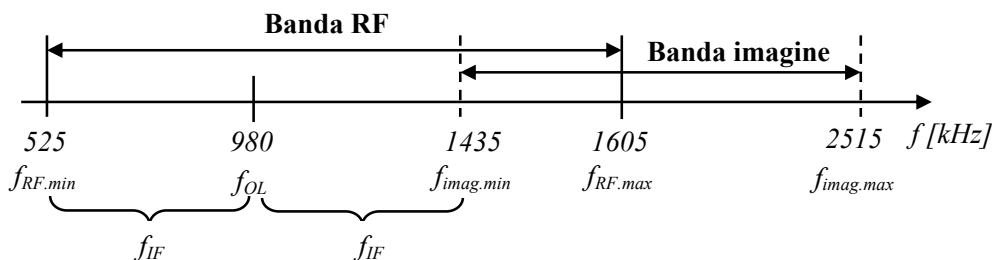


Fig.4.14. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio AM.

b) **Radio FM:**

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

Rezultă situația din figura 4.15.

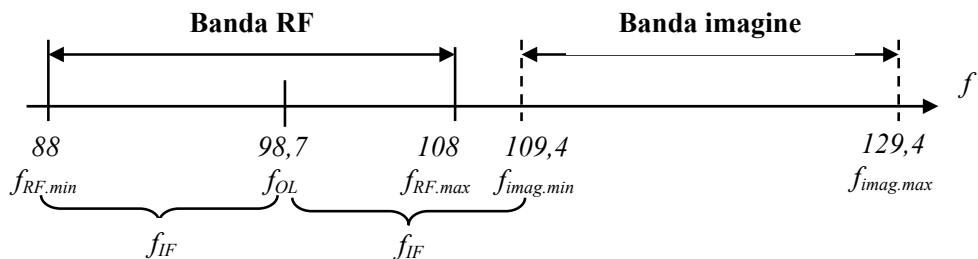


Fig.4.15. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio FM.

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

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

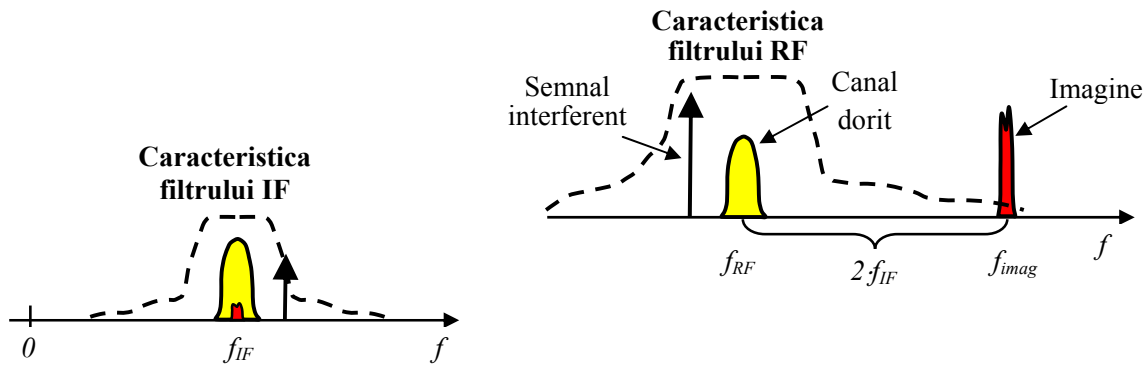


Fig.4.16. Cazul frecvență intermediară mare.

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

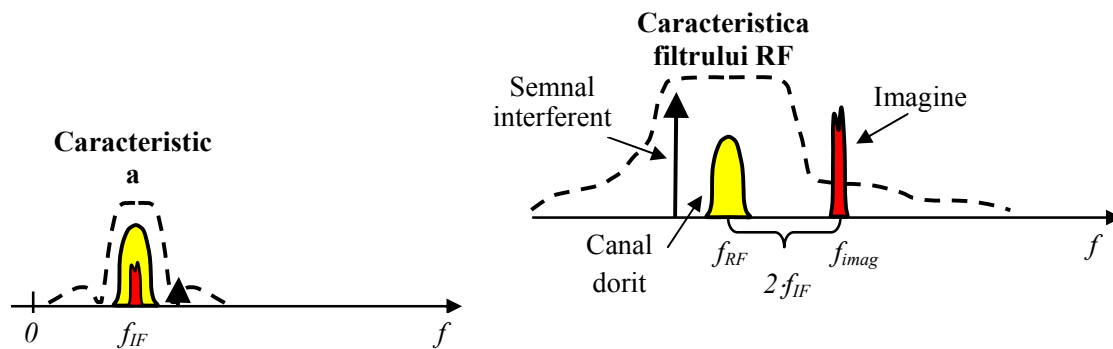


Fig.4.17. Cazul frecvență intermediară mică.

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

9. Ce reprezintă sensibilitatea unui receptor și care este legătura dintre aceasta și zgomotul de intrare? (Radiocomunicații. Fundamente – pag.231-235)

#### 4.4.3. SENSIBILITATEA

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

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

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

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

în condiția în care zgomotul termic de intrare este:

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

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

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

În aceste condiții, factorul de zgomot devine:

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

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

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

Prin împărțire cu  $1 \text{ mW}$  și logaritizarea expresiei se obține nivelul de intrare minim exprimat în  $[dBm]$  sau **sensibilitatea receptorului**:

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

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

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

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

Prin urmare, zgomotul de la intrare are expresia:

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

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

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

Sensibilitatea receptorului este legată de **nivelul de prag al zgomotului de la intrare**. Acesta se notează cu  $P_{nf}$  (unde  $nf = \text{“noise floor”}$ ) și reprezintă nivelul de la intrare al semnalului minim detectabil, MDS (“minimum detectable signal”). El se definește prin relația (figura 4.35):

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

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

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

Nivelul zgomotului la ieșire este:

$$MDS_{out} = MDS_{in} \times G, \quad (4.44)$$

iar valoarea în  $dBm$  se obține prin adăugarea câștigului (figura 4.36):

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

În concluzie, **sensibilitatea receptorului** se poate defini și prin suma dintre nivelul de prag al zgomotului de la intrare și raportul semnal / zgomot minim de la ieșire:

$$S_{min} [dBm] = P_{nf} [dBm] + SNR_{out}^{min} [dB], \quad (4.46.a)$$

sau:

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

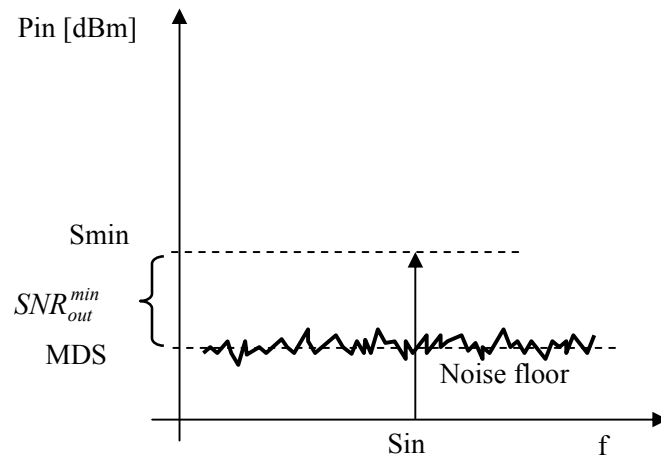


Fig.4.35. Definirea  $P_{nf}$  și  $MDS_{in}$ .

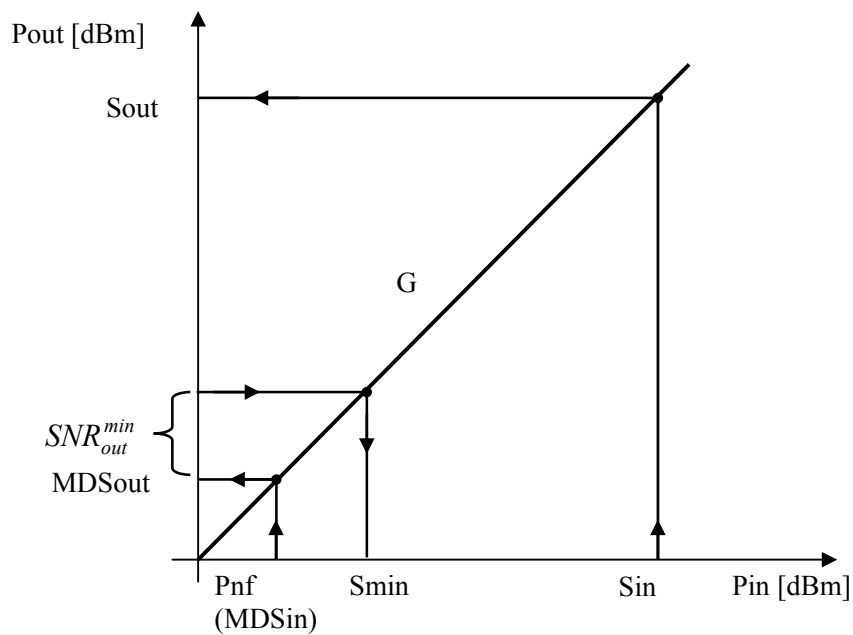


Fig.4.36. Definirea  $MDS_{out}$ .

O altă formă de prezentare pentru aceeași relație este următoarea:

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

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

**10. Definiți domeniul dinamic de blocare al unui receptor și specificați ce reprezintă acesta din punctul de vedere al semnalului util. (Radiocomunicații. Fundamente – pag.242-243)**

**Domeniul dinamic de blocare** al receptorului, *BDR* (“blocking dynamic range”), este definit ca un interval permis pentru nivelul semnalului interferent de la intrare, care este cuprins între punctul de compresie 1-dB și sensibilitatea receptorului (figura 4.43):

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

Astfel, dacă nivelul de intrare al semnalului interferent este egal cu  $CP_{1dB in}$ , atunci câștigul pentru semnalul util este redus cu  $1 dB$ .

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

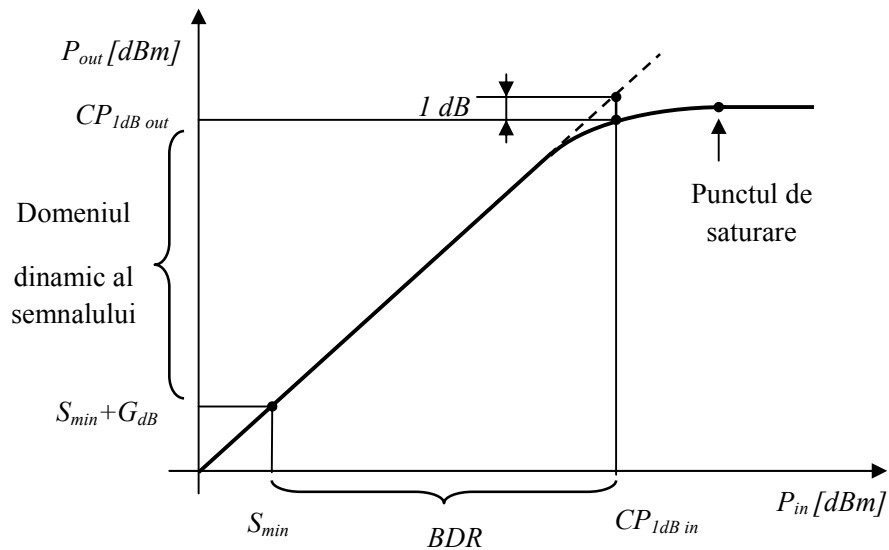


Fig.4.43. Definierea *BDR*.

## Comunicații de Date

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

### 1. *Cum afectează canalele reale datele transmise?*

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

### 2. *La ce servește scramblerul ?*

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

### 3. *Care este viteza maximă cu care se pot transmite datele, având o transmisie în banda de bază, printr-un canal echivalent cu un filtru trece-jos ideal, cu frecvența de tăiere 32 kHz ?*

**R:** 64 kbps

### 4. *La ce servește bucla Costas ?*

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

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

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

### 6. *Ce este sincronizarea de bit ?*

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

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

**R:** Modulatia de amplitudine se folosește la transmisiile de date de viteză mare, pe canale de bandă limitată. Dacă se transmit ambele benzi laterale (modulatia OOK) se poate face o detecție necoerentă, de anvelopă, deci echipamentul este simplu și ieftin. Dacă se transmit ambele benzi, sau o bandă completă și una vestigială, se folosește detecția coerentă, calitatea transmisiunii fiind foarte bună, dar necesarul de bandă și complexitatea respectiv prețul echipamentului sunt mai mari.

### 8. *Care sunt caracteristicile modulației de frecvență pentru transmisiile de date ?*

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

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

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

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

#### **10. Ce este USB ?**

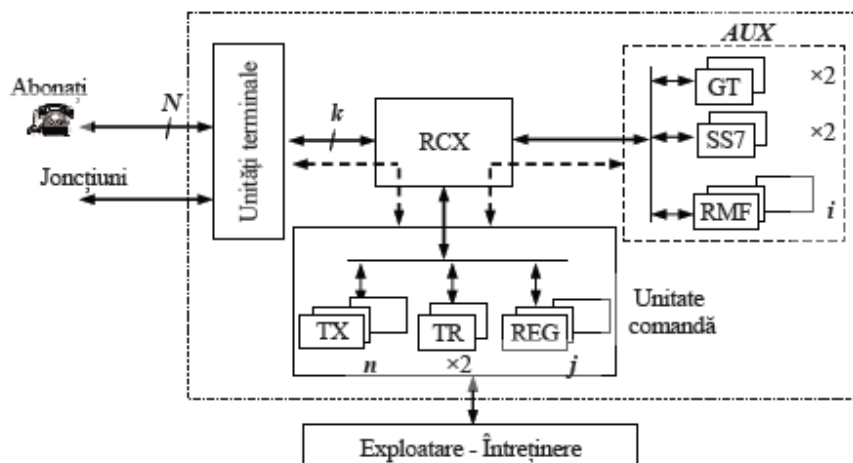
**R:** USB (Universal Serial Bus) este un standard de magistrala seriala, pentru interfatarea cu dispozitivele atasate extern unui calculator. Vitezele de transfer sunt de 1,5 Mbps (mica), 12 Mbps (medie) si 480 Mbps (mare), codarea se face NRZI cu dopare cu biti, are 4 pini, nivelurile de tensiune sunt High=(2,8- 3,6)V, Low=(0-0,3)V, alimentarea la 5V (+/-)0,25V.



## Sisteme de comutație digitală

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

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



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

- conexiuni pentru *informația utilizator* (în principal voce, dar și date), reprezentate în figură cu linie continuă;
- conexiuni de comandă, numite *conexiuni sempermanente*, reprezentate cu linie întreruptă.

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

*Unitățile terminale* – realizează două funcții importante:

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

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

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

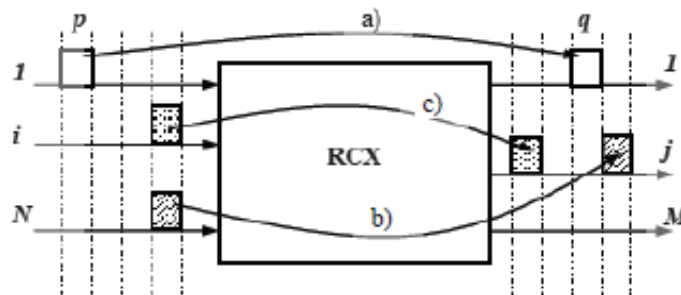
*Unitatea de comandă* – realizează *supervizarea* întregului sistem. Funcția principală a unității de comandă este aceea de a realiza, pe baza informațiilor primite de la unitățile terminale și de la auxiliare, precum și pe baza unei logici proprii, comanda RCX pentru asigurarea conexiunilor solicitate de abonați. CTA realizate după vechile tehnologii electromagnetice dispun de o unitate de comandă care funcționează după un *program cablat*. CTA moderne, digitale, dispun de o unitate de *comandă prin program înregistrat*, specifică unităților de comandă de tip sistem de calcul, care permite evoluția funcțiilor și serviciilor centralei. O astfel de unitate de comandă este realizată sub forma unui sistem multiprocesor, care rulează în timp real programe specifice pentru prelucrarea apelurilor și pentru alte funcții ale centralei. Elementul funcțional cel mai important al UC se numește generic **registru**. Un registru poate controla stabilirea unui singur apel la un moment dat.

*Blocul de exploatare și întreținere* realizează interfața operatorului cu centrala și oferă operatorului posibilitatea de a interveni în funcționarea centralei, pentru a îndeplini funcții de *exploatarea (administrarea) centralei*: crearea de noi abonați, instalări de joncțiuni, obținerea informațiilor de taxare, precum și funcții de *întreținere*, prin care se asigură atât prevenirea cât și remedierea deranjamentelor. Aceste funcții se pot realiza centralizat, la nivelul întregii rețele telefonice, prin platformele TMN (*Telecommunication Management Network*).

**2. Definiți comutația temporală.**

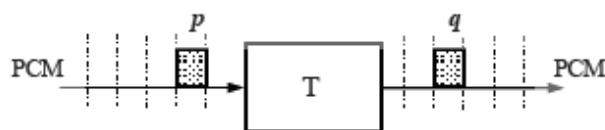
Se pot defini următoarele tipuri de operații de comutație pe care le poate realiza RCX:

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



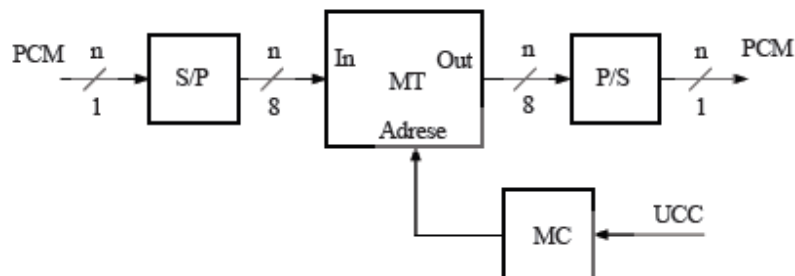
**Comutația digitală temporală**

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



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

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



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

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

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

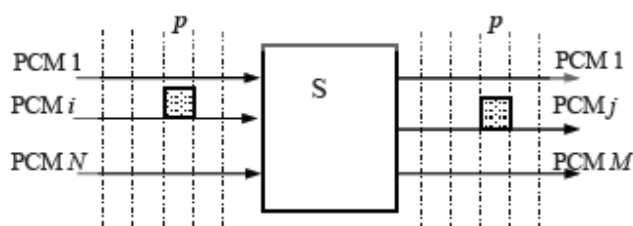
Realizarea sau modificarea unei conexiuni temporale se va face prin schimbarea corespunzătoare a conținutului MC. Acest lucru este realizat în faza de stabilire sau întrerupere a conexiunii de către *unitatea de comandă* (UC) a CTA.

### 3. Definiți comutația spațială.

#### Comutatorul digital spațial

Comutatorul spațial are  $N$  intrări și  $M$  ieșiri fluxuri PCM

Comutația spațială presupune transferul conținutului unei căi temporale oarecare  $p$  dintr-un flux PCM de intrare oarecare  $i$ , pe același interval temporal  $p$  din oricare flux PCM de ieșire  $j$ .

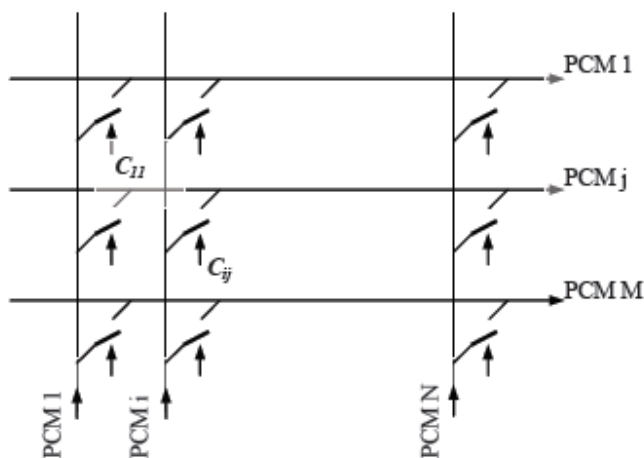


Un comutator spațial, conform definiției, presupune sincronismul între fluxurile PCM de intrare și de ieșire, care trebuie să fie de același tip (cu același număr de căi temporale).

Comutatorul spațial nu necesită memorii pentru comutație, deoarece poziția în timp a căilor nu se schimbă.

Comutația se poate realiza folosind porți logice sau alte elemente echivalente, aranjate într-o structură de tip matrice, conform figurii, în care coloanele matricii reprezintă intrările, iar liniile reprezintă ieșirile. La intersecția fiecărei linii cu fiecare coloană se află un element de conexiune reprezentat simbolic printr-un contact, comandat de semnalul de comandă  $C_{ij}$ , unde  $i$  și  $j$  indică coloana, respectiv linia.

Comanda conexiunii între o coloană și o linie din matrice se face pe durate corespunzătoare unei căi PCM. Astfel, pe durata unei anumite căi, o intrare se poate conecta cu o anumită ieșire, iar pe durata unei alte căi, aceeași intrare se poate conecta cu o altă ieșire.



Pentru comanda conexiunii pe fiecare cale temporală, comutatorul spațial este prevăzut cu *memorii de comandă*, cu un număr de locații egal cu numărul de căi din fluxurile PCM și care memorează, pentru fiecare cale, identitatea liniilor de intrare sau de ieșire care se conectează pe durata căii respective.

După modul de organizare al memoriilor de comandă și al circuitelor de comandă aferente liniilor și coloanelor din matricea comutatorului din figura se pot deosebi două tipuri de comutatoare spațiale:

- comutator spațial comandat la ieșire;
- comutator spațial comandat la intrare.

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

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

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

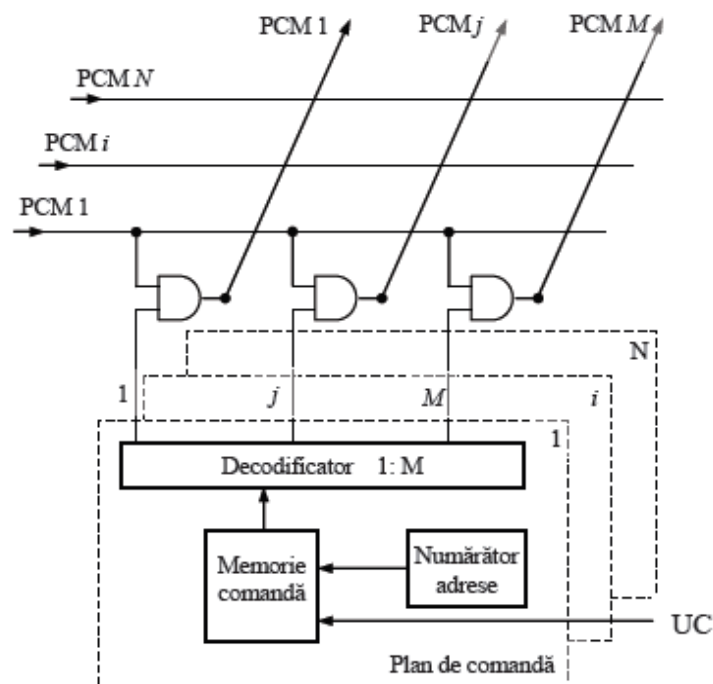
Numărătorul de adrese este sincron cu fluxurile de intrare și de ieșire, având starea 0 pe durata căii 0, starea 1 pe durata căii 1 și așa mai departe până la starea  $n-1$  pe durata căii  $n-1$  ( $n$  căi în total), după care se reia starea 0.

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

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

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

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



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

#### Comutatorul temporal comandat la ieșire

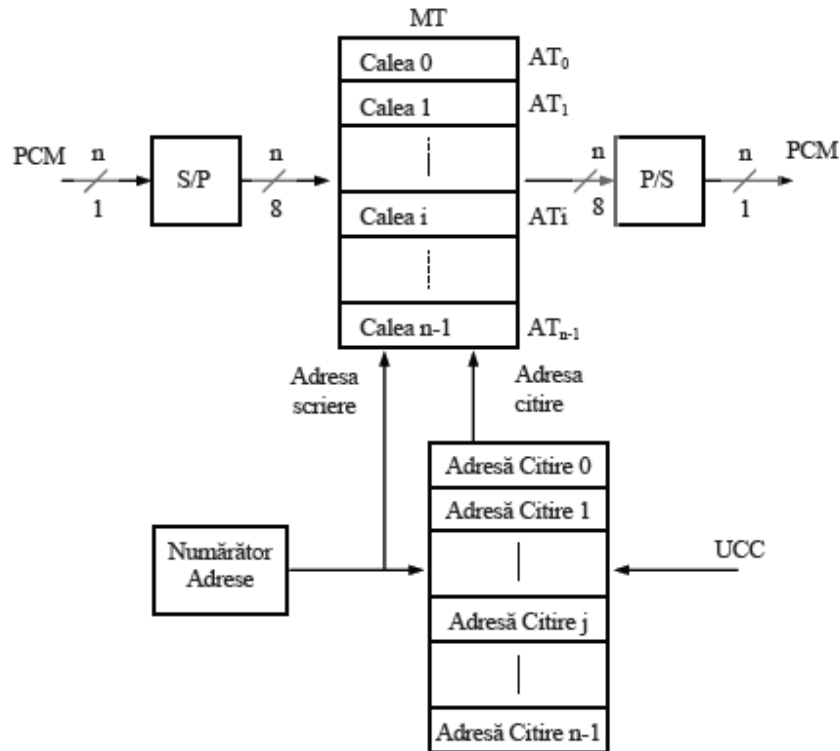
Comutatorul temporal comandat la ieșire se caracterizează prin aceea că înscierea căilor din fluxul de intrare în MT se face în mod ordonat, în ordinea sosirii, la adrese succesiv crescătoare din MT, începând cu adresa 0.

Citirea din MT în vederea constituirii fluxului de ieșire se face comandat (controlat) prin intermediul MC.

Schema din figura conține și un numărător de adrese, care este sincron cu fluxul PCM de intrare și are capacitatea egală cu numărul de căi din fluxul PCM (32 în cazul PCM32). Numărătorul de adrese generează adresele de scriere în MT așa încât scrierea căilor din fluxul PCM de intrare în MT se face în ordinea sosirii lor astfel: calea 0 este scrisă la adresa 0 (notată AT0 în figură), calea 1 la adresa 1 (AT1) și așa mai departe, până la calea 31 care este scrisă la adresa 31 (AT31).

Numărătorul de adrese comandă citirea în ordine naturală a MC care conține, la fiecare locație, adresa din MT de la care se va citi valoarea ce se depune la momentul respectiv de timp pe fluxul de ieșire. Prin citirea ordonată a MC rezultă o citire a MT în ordinea în care eșantioanele trebuie să apară la ieșire.

În MT, pe durata de timp corespunzătoare fiecărei căi din fluxul PCM ( $3,9\mu s = 125\mu s/32$  pentru PCM32), se execută câte o operație de citire, respectiv o operație de scriere, sub comanda unor impulsuri, notate cu  $\tau_s$  pentru scriere și  $\tau_c$  pentru citire, care împreună trebuie să se încadreze în intervalul de timp corespunzător unei căi.



### **Comutatorul temporal comandat la intrare**

*Înscrierea* căilor din fluxul de intrare *se face în MT în mod comandat*, în conformitate cu conținutul MC, iar *citirea din MT se face ordonat, în ordinea crescătoare a adreselor*, sub comanda numărătorului de adrese.

Schema comutatorului temporal comandat la intrare este similară cu cea a comutatorului comandat la ieșire, cu deosebirea că la MT sunt inversate intrările de adrese: adresele de citire sunt date de numărătorul de adrese, iar adresele de scriere sunt date de MC.

MT se va citi în ordinea naturală a adreselor, prin urmare căile trebuie scrise în MT în locații corespunzătoare ordinii dorite la ieșire. Din acest motiv, pentru aceeași ordine dorită la ieșire, conținutul MC diferă (cu unele excepții), la cele două tipuri de comutatoare temporale.

### **5. În ce caz poate apare blocare internă într-o rețea de comutație cu două etaje?**

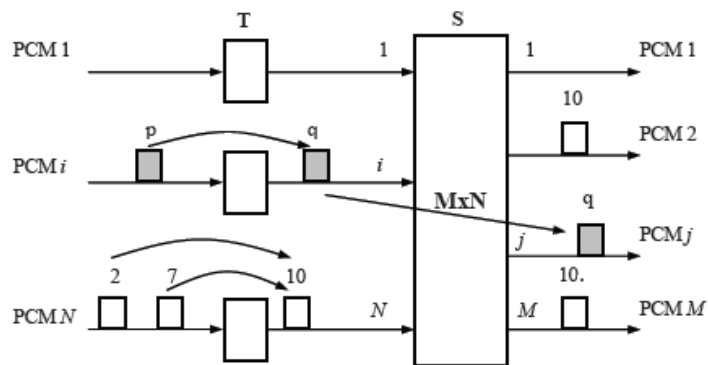
#### **RCX cu două etaje**

##### **a) RCX de tip TS**

Rețeaua TS, prezentată în figură, este compusă din două etaje, având în primul etaj  $N$  comutatoare temporale  $T$ , conectate fiecare pe câte un flux PCM de intrare, iar în al doilea etaj un singur comutator spațial  $S$  cu  $N$  intrări și  $M$  ieșiri. Fiecare comutator  $T$  din primul etaj este conectat la o intrare a comutatorului  $S$ . Fluxurile PCM de intrare și de ieșire au același număr  $n$  de căi (32 pentru PCM32).

Se poate constata că în cazul rețelei TS, pentru orice pereche de căi de intrare – ieșire, există o singură cale posibilă pe fluxurile de legătură între cele două etaje, și anume calea  $q$  (determinată de identitatea ieșirii) de pe link-ul  $i$  (determinat de identitatea intrării).

Rețeaua TS este afectată de blocare internă, care poate să apară în cazul în care se solicită, simultan, conectarea a două căi diferite de pe același flux PCM de intrare, în aceeași poziție de timp, pe două căi diferite de ieșire.



Acest fenomen este exemplificat în figură, prin solicitarea de a comuta căile 2 și 7 de pe ultima intrare, în poziția 10 pe ieșirile 2 și M. Pentru aceasta, calea 2 de pe intrarea N se comută în etajul T pe poziția 10, iar calea 7 ar trebui comutată tot pe poziția 10, care este deja ocupată, conducând la blocare internă.

Rețeaua cu două etaje de tip ST este de asemenea afectată de blocare internă, care poate să apară în cazul în care se solicită, simultan, conectarea a două căi cu aceeași poziție în timp (aceiași număr de ordine), de pe două fluxuri diferite de intrare, pe două poziții diferite de pe aceeași cale de ieșire.

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

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

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

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

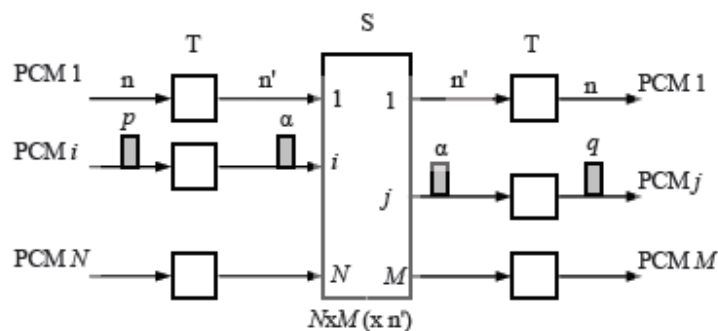
La aceeași capacitate de conexiune, RCX cu trei etaje pot fi mai avantajoase din punct de vedere al complexității decât RCX cu două etaje.

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

**a) RCX de tip TST**

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

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





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

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

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

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

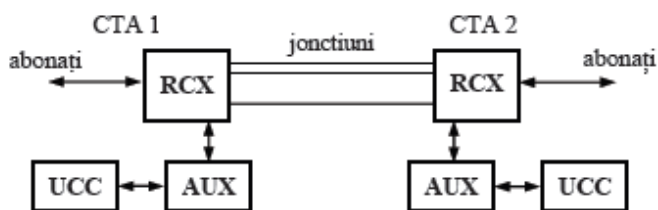
**Semnalizarea între centrale**

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

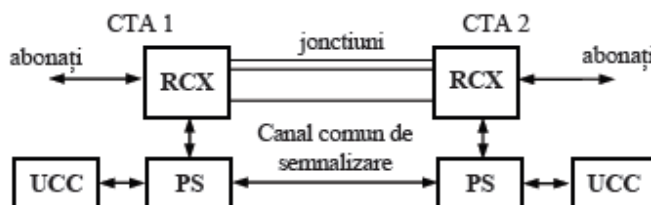
a) *Semnalizarea pe canal asociat*, caracterizată prin aceea că, pentru fiecare apel, se folosește pentru transmiterea informațiilor de semnalizare aceeași cale fizică pe care se va transmite ulterior convorbirea, adică joncțiunea dintre centrale, conform schemei din figura

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*.

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

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

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

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

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

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

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

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

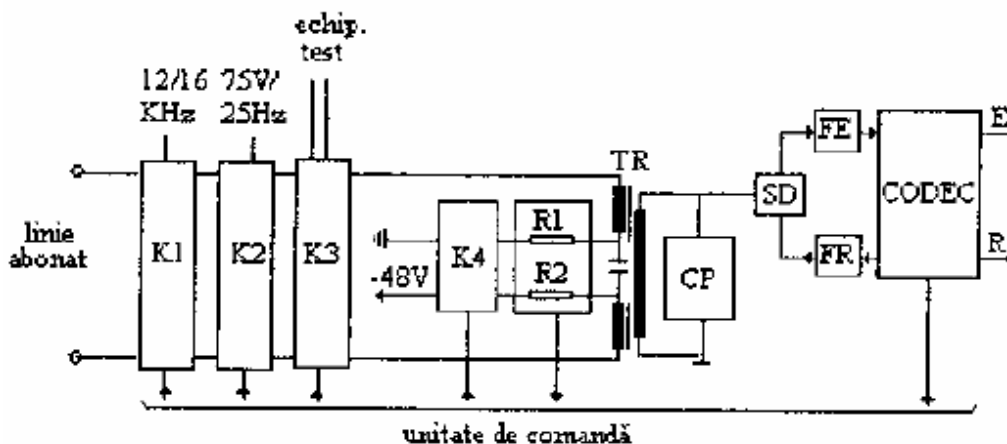
- **CH** = Coding/Hybrid: SLIC asigura interfață între linia analogica și linia digitala de 2 Mbit/s prin: Hybrid - sistem diferential pentru separarea sensurilor de emisie/receptie (2/4 fire),

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

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

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

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



**9. Care sunt stațiile multiprocesor din structura CTAD Alcatel 1000E10B? Ce funcții îndeplinește SMA?**

Din punct de vedere hardware, centrala telefonică automată digitală (CTAD) Alcatel 1000 E10 este organizată sub formă de stații multiprocesor, conectate între ele prin magistrale de comunicație. Din punct de vedere logic, CTAD Alcatel are la bază mașini logice, care constituie un ansamblu de coduri executabile și informații asociate, ce rulează pe o stație multiprocesor și îndeplinesc o funcție bine precizată

**SMT** – stația multiprocesor de terminale PCM, implementează funcția URM și asigură interfața între centrul de comutație și fluxurile PCM care provin de la un alt centru de comutație, un CSND sau rețele cu valoarea adăugată. Stația SMT este conectată la:

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

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

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

**SMC** – stația multiprocesor de comandă, asigură următoarele funcții:

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

**SMA** – stația multiprocesor pentru auxiliare, suportă funcțiile :

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

SMA este conectată la:

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

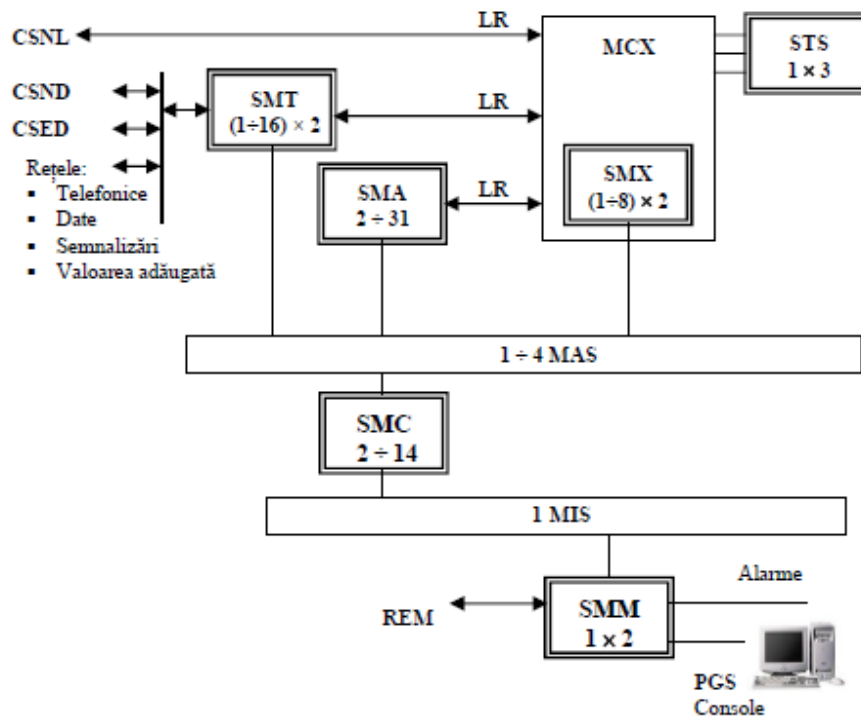
**SMM** – stația multiprocesor de mentenanță, asigură funcția OM și are rolurile de :

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

SMM este conectată la următoarele suporturi de comunicație:

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

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



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

### Stația multiprocesor de conexiune SMX

#### *a) Lanțul central de conexiune*

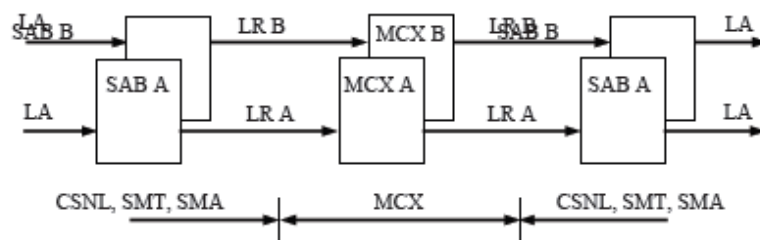
Stația multiprocesor de conexiune SMX este blocul care îndeplinește rolul de comutație și realizează legăturile între:

- *abonații centralei*, care sunt conectați la SMX prin:
  - CSNL – Centrul Satelit Numeric Local, pentru abonați locali;
  - SMT, pentru abonați distanți, conectați prin CSND, sau alte CTA;
- *abonați și SMA* (Stația Multiprocesor de Auxiliare).

Pentru realiza aceste coenxiuni, SMX folosește un *comutator temporal cu un singur etaj*, cu dimensiunea cuprinsă între  $256 \times 256$  și  $2048 \times 2048$  fluxuri PCM, în funcție de capacitatea centralei.

Partea centralei care asigură aceste conexiuni, reprezentată în figură, se numește *lanț central de conexiune*. Lanțul central de conexiune cuprinde:

- *matricea centrală de conexiune MCX*, reprezentată de stația multiprocesor de conexiune SMX și
- *blocul de selecție și amplificare de ramură SAB*, inclus în blocurile cu care este conectat SMX, adică: CSNL, SMT și SMA.



Din figură se observă că lanțul central de conexiune este integral dublat, fiind dublate atât blocurile componente SAB și SMX, cât și legăturile dintre ele.

Fluxurile PCM de legătură între lanțul central de conexiune și CSNL, SMT respectiv SMA se numesc *legături de acces LA*, iar conexiunile între blocul SAB și SMX se numesc *legături de rețea LR*. Atât LA cât și LR au 16 biți/cale și tactul 4096 kHz.

Elementele celor două ramuri ale lanțului central de conexiune, precum și legăturile între ele se diferențiază prin sufixul A, respectiv B.

Pentru o conexiune bidirecțională, între doi abonați Ab1 și Ab2, sunt necesare două conexiuni unidirecționale prin lanțul central de conexiune astfel:

- o conexiune de la abonatul Ab1 spre abonatul Ab2,
- o conexiune de la abonatul Ab2 spre abonatul Ab1.

Lanțul central de conexiune asigură următoarele tipuri de legături:

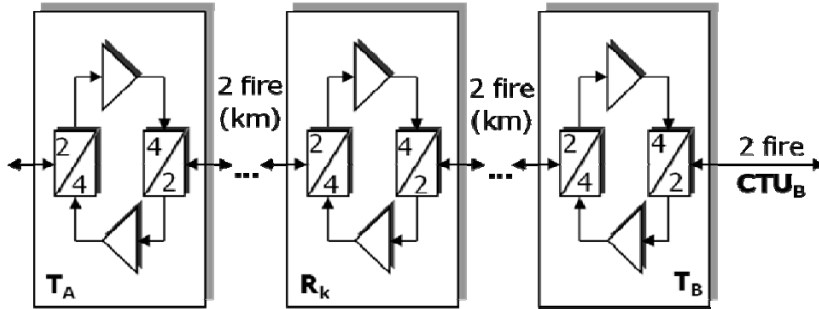
- *conexiuni unidirecționale între orice cale temporală de pe orice intrare și orice cale temporală de pe orice ieșire*, numărul maxim de legături simultane fiind limitat de numărul de intrări și ieșiri existente,
- *conexiuni unidirecționale între orice cale de intrare și mai multe căi de ieșire simultan* (difuzare de mesaje sau tonalități),
- conexiuni între oricare N căi din același flux de intrare și oricare N căi din același flux de ieșire (conexiune  $N \times 64$  kbit/s),
- conexiuni între SMA (funcția ETA) și căile de semnal (de ieșire sau de intrare), pentru semnalizări MF,
- difuzarea simultană spre mai multe ieșiri a tonurilor și mesajelor înregistrate
- *conexiuni semipermanente*, între căile care transportă semnalizări pe canal comun sau canal semafor și SMA.

# Transmisii Telefonice

## 1. Transmisia pe 2 fire – principiu, condiții de stabilitate

Bibliografie 1: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/1\\_2\\_INTRODUCERE.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/1_2_INTRODUCERE.pdf), 12-14

### Principiul transmisiei pe 2 fire



- Transmisia – pe 2 fire
  - Amplificarea (pe 2 sensuri) – pe 4 fire
- ⇒ trecerea de la 2 fire la 4 fire – în **fiecare repetor**

### CARACTERISTICILE TRANSMISIEI PE 2 FIRE

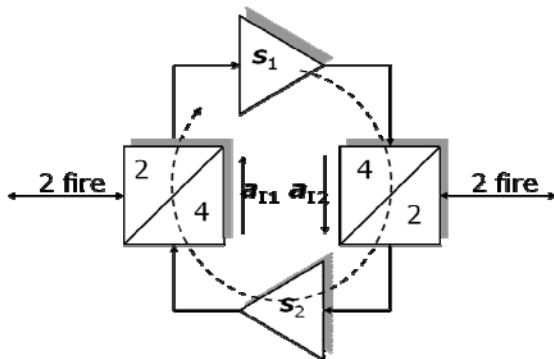
1. consum mic de **linie** ⇒ costul liniei - redus
2. structura **repetoarelor** – complexă ⇒ costul echipamentului de linie – ridicat
3. **stabilitatea** sistemului – multe bucle de reacție posibile

⇒ complicat de asigurat

- în fiecare buclă
- suma câștigurilor < suma atenuărilor

### STABILITATEA REPETORULUI PE 2 FIRE

$$S_1 + S_2 < a_{11} + a_{12}$$



Bibliografie 2: M. Oteșteanu – „Sisteme de transmisie și comutație”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001 cap. 1.5 pag. 19-20

### 1.5. Transmisia pe 2 fire

Într-un sistem de transmisie pe 2 fire, fiecare sens de transmisie dispune doar de repeatoare (terminale și intermediare) proprii. Linia de transmisie este utilizată în comun, pe toată lungimea transmisiei, de cele două sensuri ale comunicației.

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

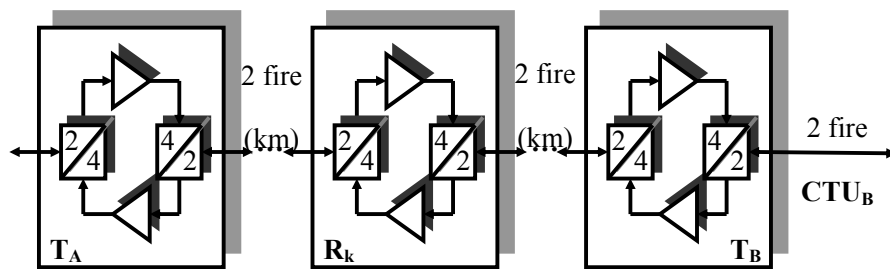


Fig. 1.6. Sistem de transmisie pe 2 fire.

Un sistem de transmisie pe 2 fire se caracterizează prin:

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

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

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

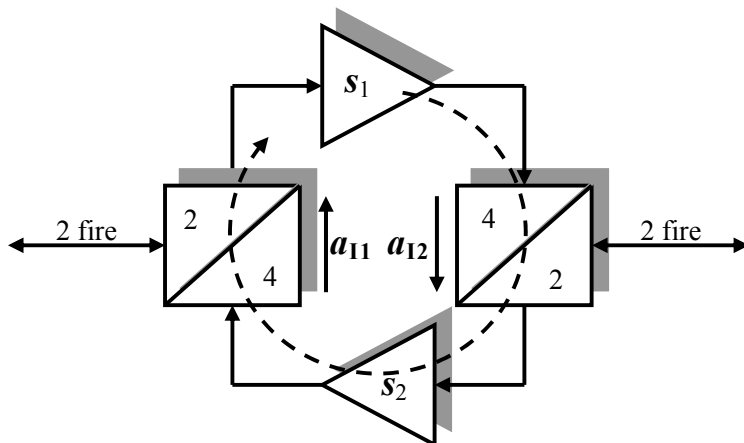


Fig. 1.7. Studiul stabilității unui repetor pe 2 fire.

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

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

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

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

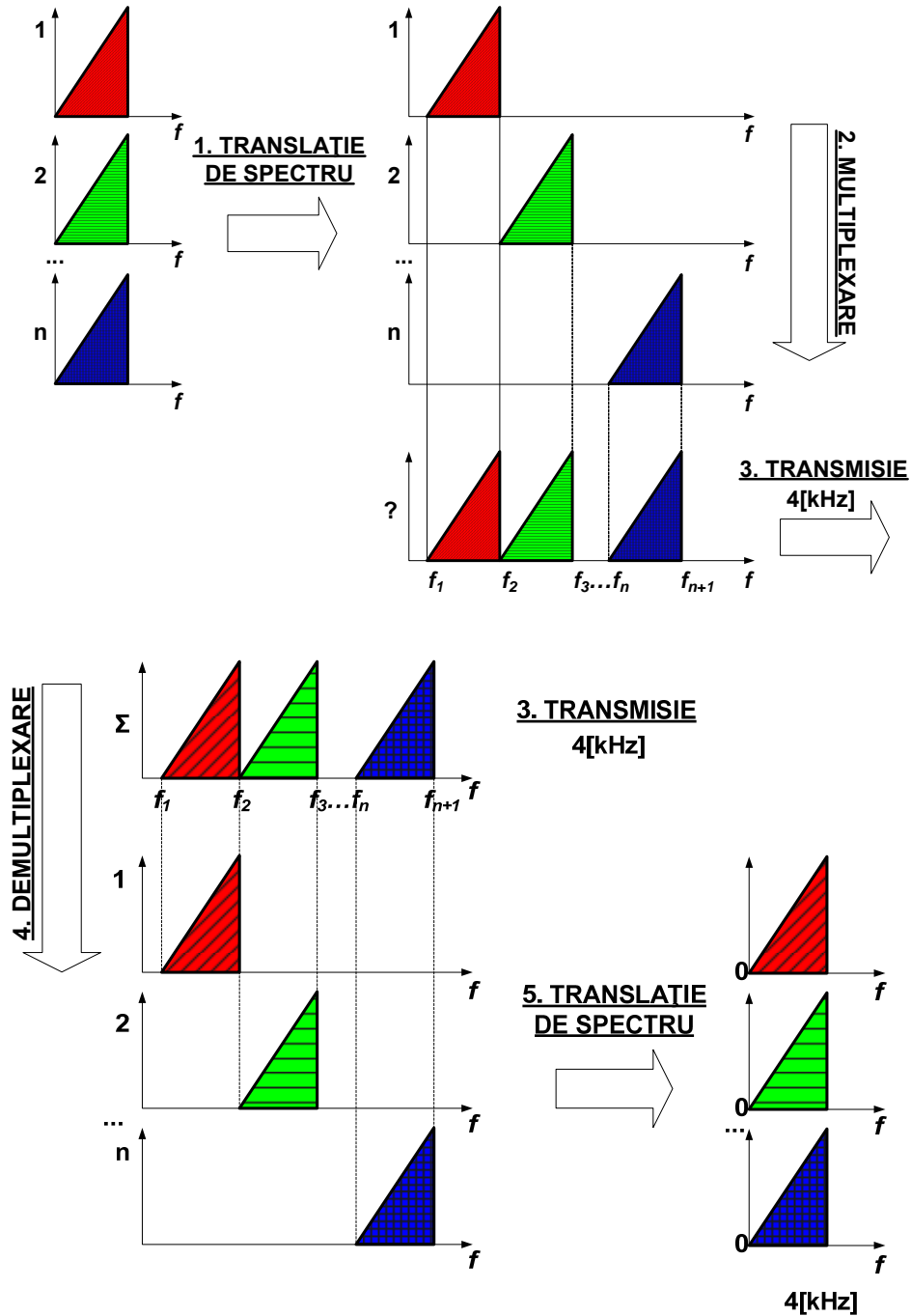
În **concluzie**, asigurarea stabilității sistemelor de transmisie pe 2 fire este mai sensibilă decât a celor pe 4 fire.

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

Bibliografie 1:

[https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/2\\_RC\\_MULTIPLEXAREA%20IN%20FRECVENT.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/2_RC_MULTIPLEXAREA%20IN%20FRECVENT.pdf), 1,2,3

### Principiul multiplexării în frecvență



### 2.1. Principiul transmisiei cu multiplexare în frecvență

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

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

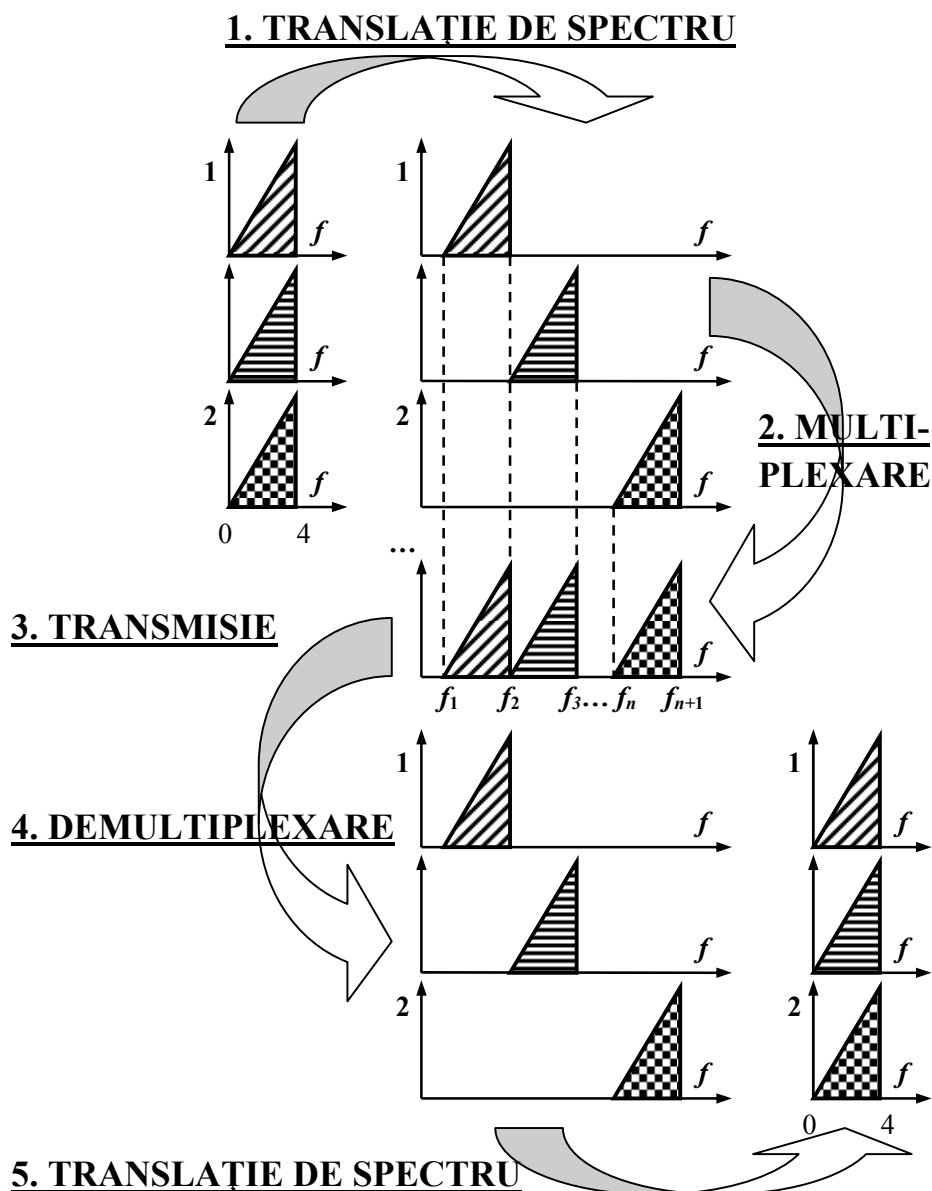


Fig. 2.1. Principiul multiplexării în frecvență.

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

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



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

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

La **emisie** se realizează:

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

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

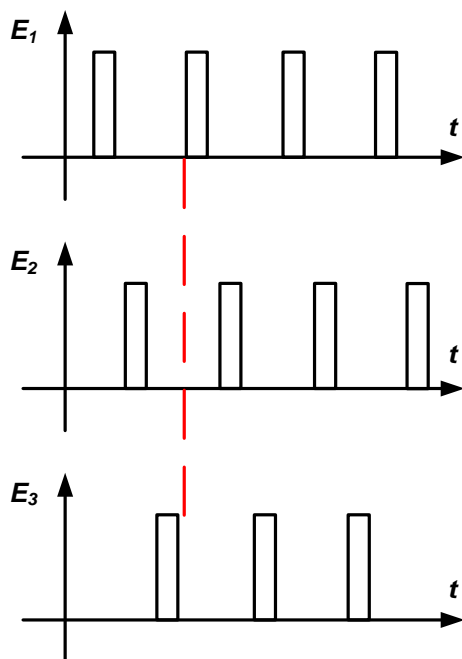
La **recepție**, din semnalul unic, trebuie extrase cele  $n$  semnale individuale, fără a fi afectate de procedura de transmisie. Operațiile sunt inverse celor de la emisie:

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

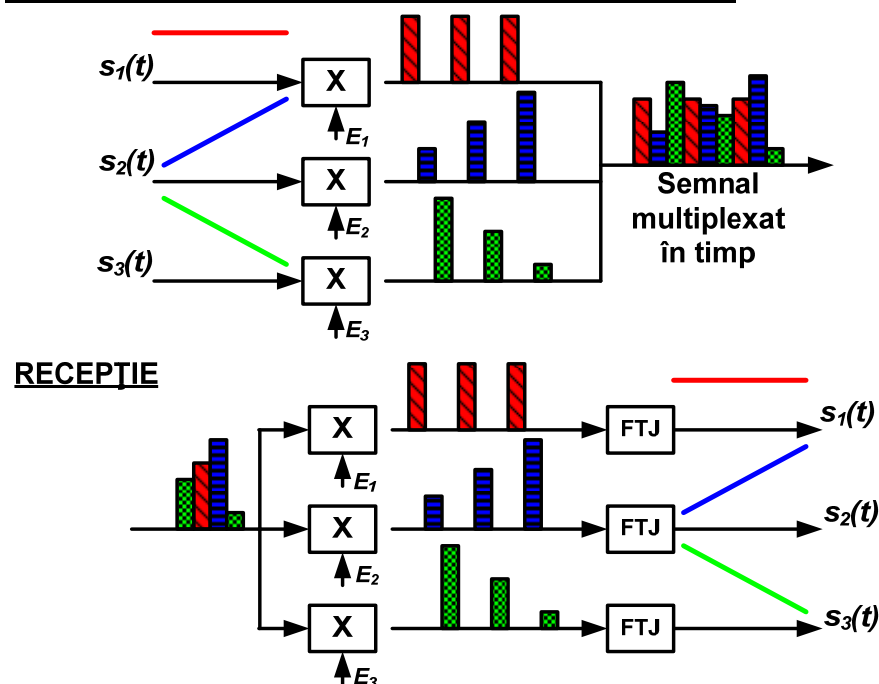
### 3. Multiplexarea în timp – principiu și schema bloc

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

#### Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp



### Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp



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

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

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

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

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

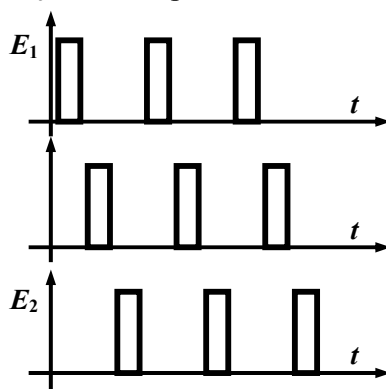


Fig.3.3. Semnale de eșantionare pentru multiplexarea în timp

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

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

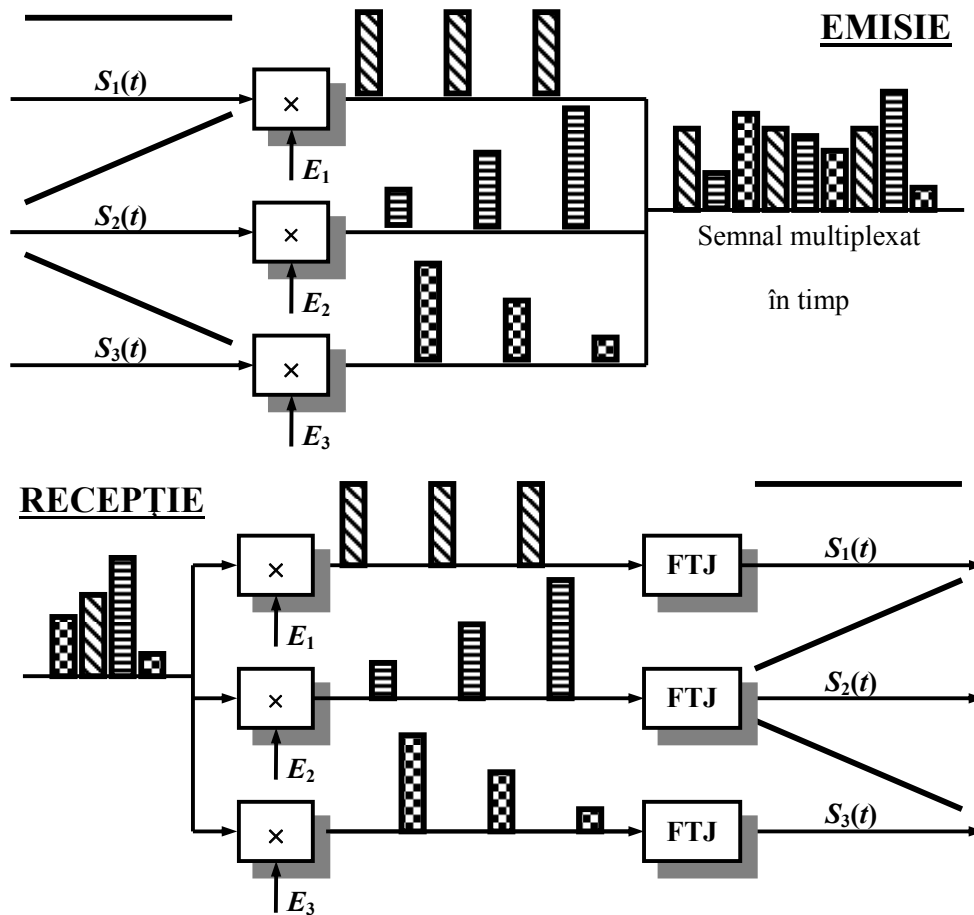


Fig.3.4. Principiul transmiterii semnalelor multiplexate în timp.

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

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

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

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

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

##### 1.2. Semnalul telefonic

Semnalul telefonic se adresează auzului uman, caracterizat printr-o bandă de sensibilitate de  $20 \div 20\,000$  Hz. Transmiterea acestei benzi de frecvență ar necesita un canal de comunicație de capacitate mare, motiv pentru care trebuie analizată eficiența unei astfel de transmisii:

- o înregistrare muzicală de foarte bună calitate (format numeric, pe CD, DAT sau MiniDisc) acoperă integral această bandă de frecvență, deci până la 20 kHz,
- o transmisie muzicală de bună calitate (format analogic, la radio MF sau TV) este limitată la 15 kHz,
- o înregistrare muzicală de calitate medie (magnetofon, magnetoscop pentru amatori) poate fi limitată la  $8 \div 12$  kHz,
- o transmisie de voce, dar și muzică de calitate acceptabilă (radio MA) este limitată la 4,5 kHz.

În aceste condiții, se definesc **necesitățile** semnalului telefonic:

- transmisie de **voce** (nu semnal muzical),
- **inteligibilitatea** comunicației,
- **recunoașterea** vocii interlocutorului.

Aceste condiții impun transmiterea fundamentalei și a câtorva armonici, suficiente pentru a identifica spectrul (timbrul) vocii.

Valoarea **standardizată** a benzii de frecvență a semnalului telefonic, atât în telefonia analogică, cu multiplexare în frecvență, cât și în telefonia numerică, cu multiplexare în timp, este **300 ÷ 3400 Hz**.

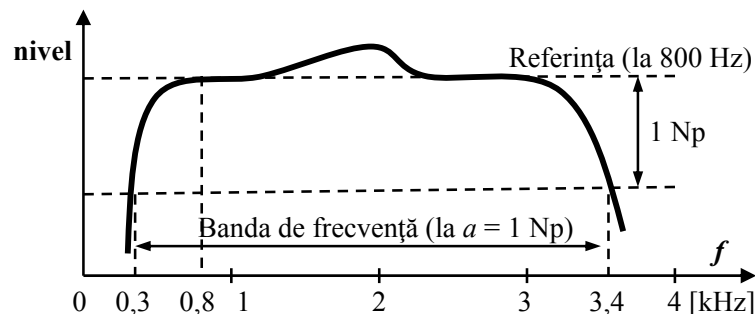


Fig. 1.2. Definierea benzii de frecvență a semnalului telefonic.

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

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

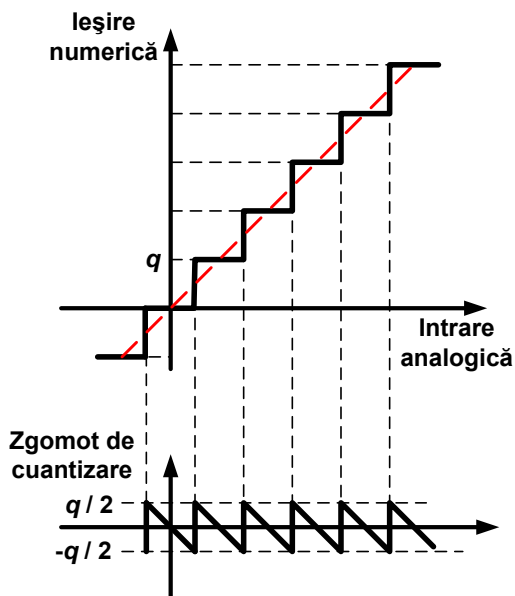
În aceste condiții, **debitul unei căi vocale numerice** rezultă:

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

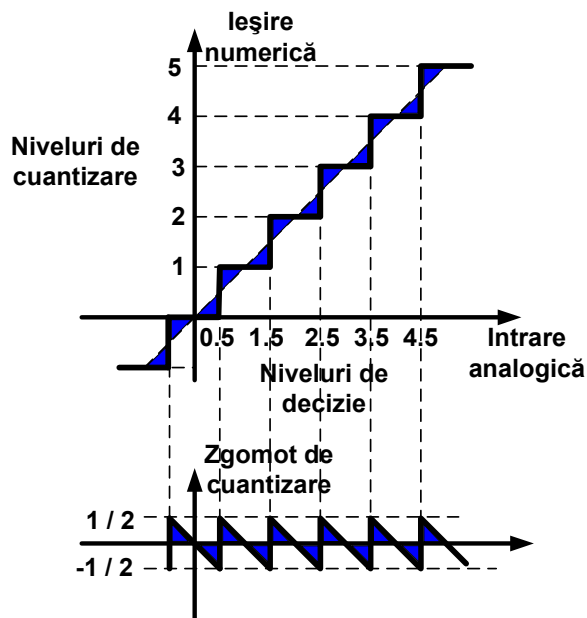
## 5. Cuantizarea semnalului vocal – cuantizarea uniformă și cuantizarea neuniformă

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

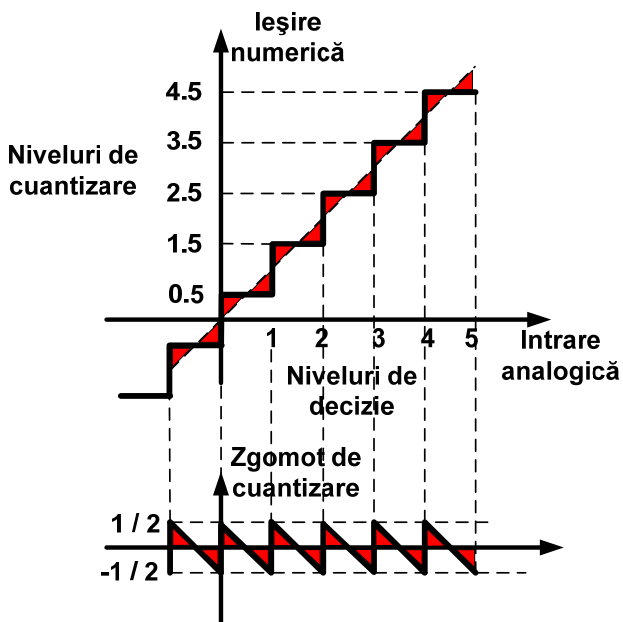
### 7. Caracteristica de cuantizare uniformă. Zgomot de cuantizare



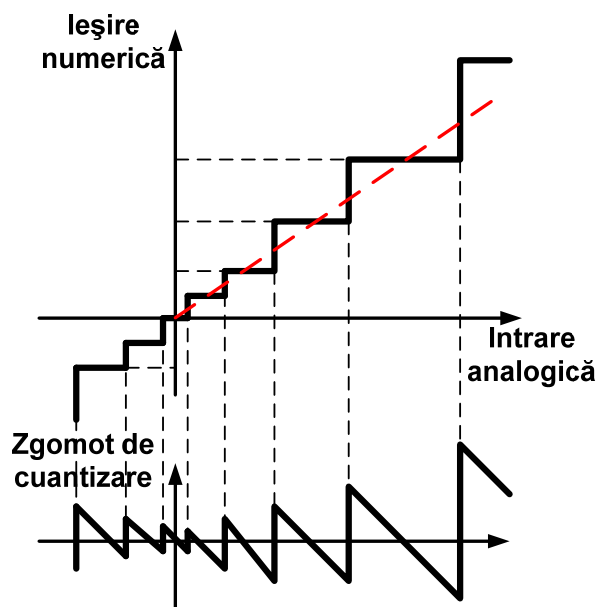
### 8. Cuantizare uniformă. Zgomot de cuantizare



### 9. Cuantizare uniformă. Zgomot de cuantizare



### 10. Caracteristica de cuantizare neuniformă. Zgomot de cuantizare



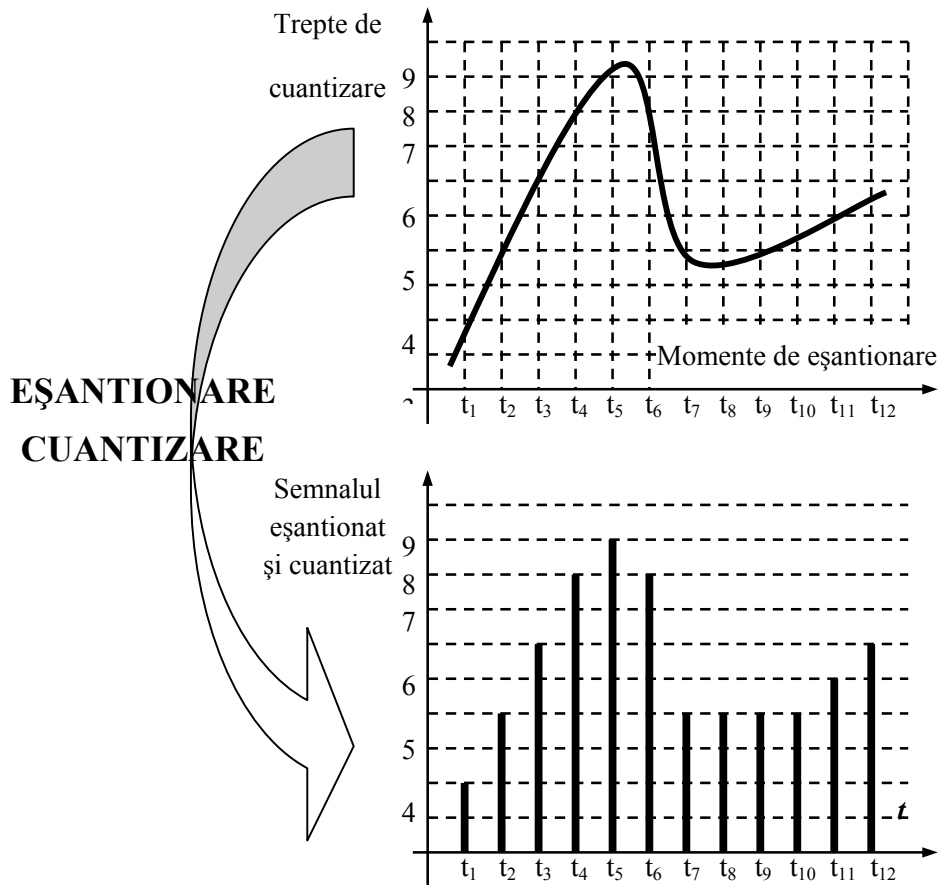


Fig.3.5. Principiul discretizării semnalelor.

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

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

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

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

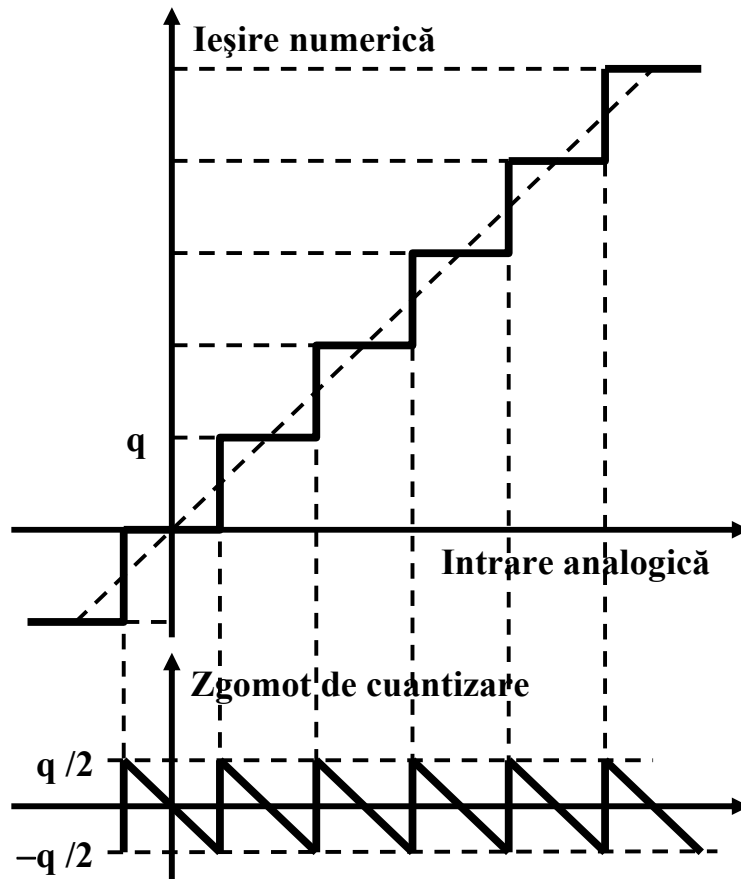


Fig.3.6. Caracteristica de cuantizare uniformă și zgomotul de cuantizare.

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

### 3.5. Cuantizarea neuniformă

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

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

În comparație cu cuantizarea uniformă, cuantizarea neuniformă prezintă

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

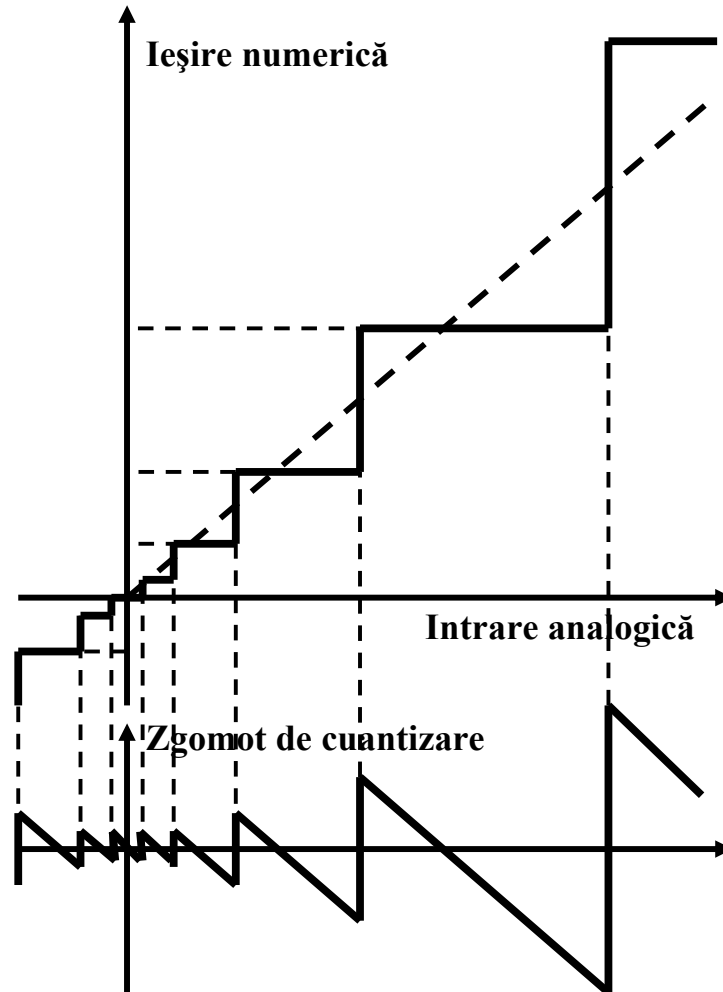


Fig. 3.7. Caracteristica de cuantizare neuniformă și zgomotul de cuantizare.

6. *Legea de compresie A – principiul compresiei, aproximarea prin segmente de dreaptă a caracteristicii de compresie, semnificația biților din semnalul comprimat, noțiunea de compandare*

Bibliografie 1: [https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3\\_RC\\_DISCRETIZAREA%20VOCIL.pdf](https://intranet.etc.upt.ro/~TT/Curs/3_RC_DISCRETIZAREA%20VOCIL.pdf), 11-15

**Principiul compresiei**

