

DISCIPLINE DE SPECIALITATE

-TST-ID-

RADIOCOMUNICAȚII
ANUL 3, SEMESTRUL 5

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

1.4.2. EFECTUL SUPRAFEȚEI TERESTRE ASUPRA PROPAGĂRII

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

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

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

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

1.4.2.1. Curbura Pământului

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

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

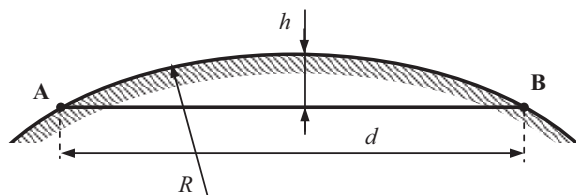


Fig.1.12. Convexitatea suprafeței terestre.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2. Care sunt principalele caracteristici ale propagării undelor radio în domeniul undelor scurte. (Bibliografie 1 – pag.45-46)

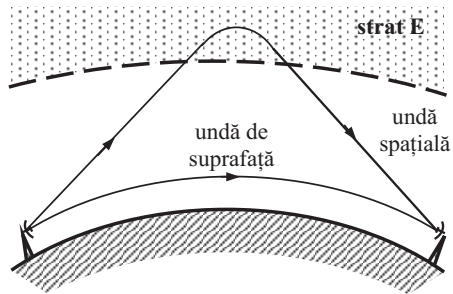


Fig.1.34. Producerea fenomenului de “fading” la recepție.

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

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

1.4.4.3. Undele scurte (US)

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

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

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

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

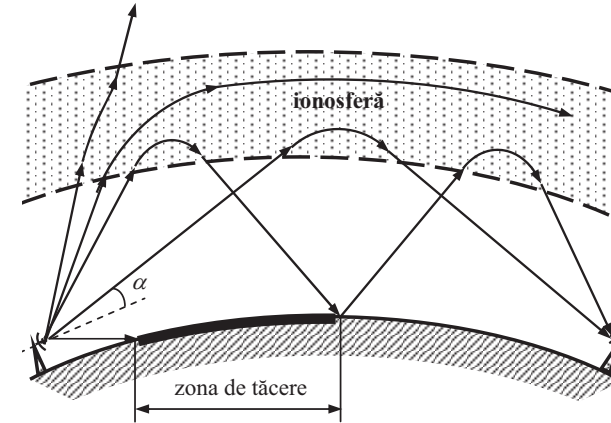


Fig.1.35. Trasee de propagare a US scurte funcție de elevație.

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

1.4.4.4. Undele ultrascurte (UUS)

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

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

sau, înlocuind $R = 6370\text{ km}$:

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

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

1/2

82

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

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

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

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

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

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

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

2.1.2. DIRECTIVITATEA

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

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

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

83

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

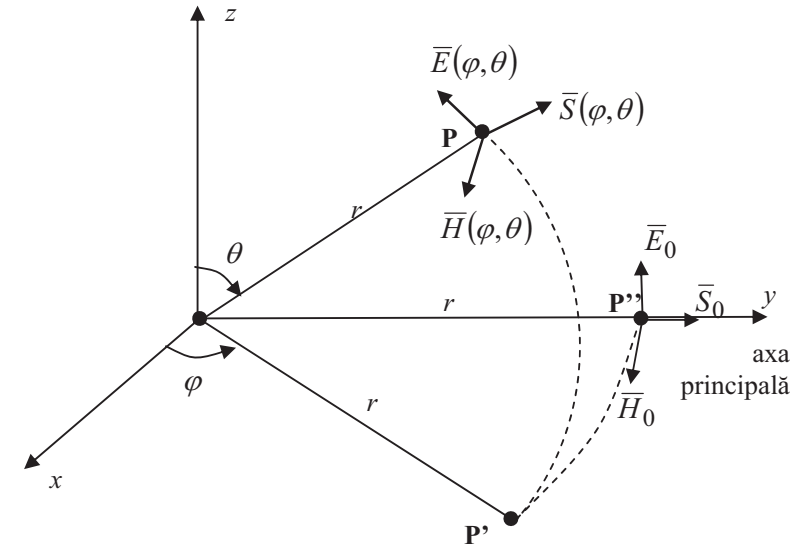


Fig. 2.2. Axa principală de radiație.

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

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

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

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

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

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

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

și este reprezentată în figura 2.14.

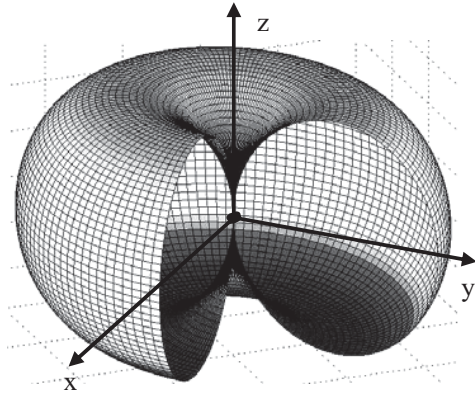


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în $\lambda/2$.

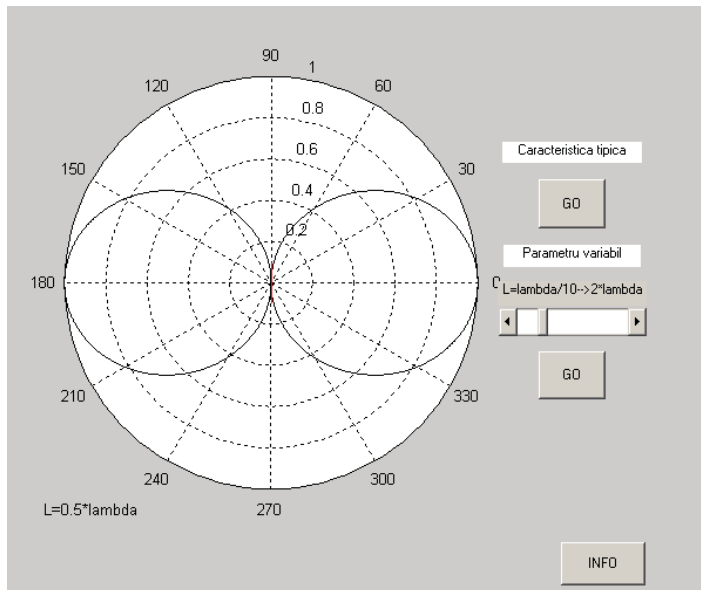


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

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

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

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

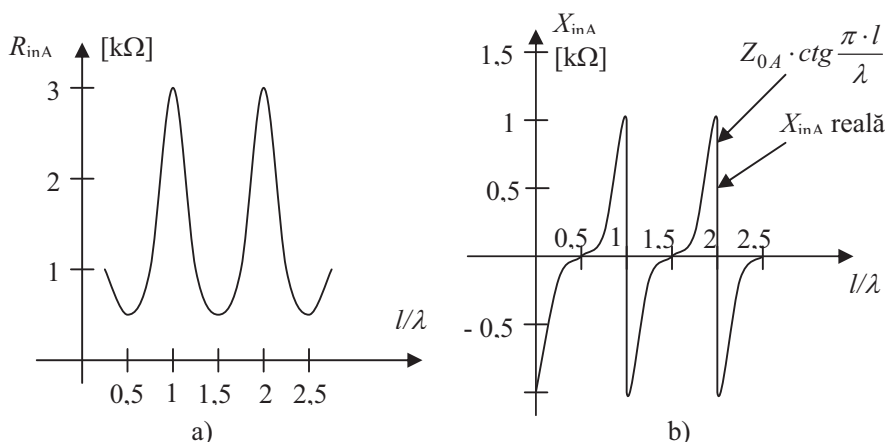


Fig. 2.6. a) variația rezistenței de intrare; b) variația reactanței de intrare.

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

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

2.1.5. ÎNĂLȚIMEA EFECTIVĂ

Un alt parametru al antenelor îl reprezintă înălțimea efectivă. Înălțimea efectivă, h_{ef} , a unei antene reale reprezintă înălțimea unei antene ipotetice care asigură aceeași arie sub curba de distribuție a curentului, dar într-o distribuție constantă a acestuia. În

figura 2.7 este prezentată spre exemplificare determinarea înălțimii efective a unei antene dipol în $\lambda/2$.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

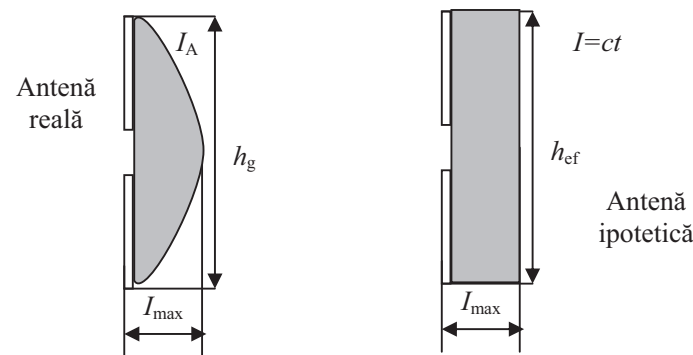


Fig.2.7. Înălțimea efectivă a dipolului.

4. Înălțimea și suprafața efectivă a antenelor.

(Bibliografie 1 – pag.91-94)

2.1.6. BANDA DE FRECVENȚĂ

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

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

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

2.1.7. SUPRAFAȚA EFECTIVĂ

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

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

unde λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței unde radiate.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2.1.8. ZGOMOTUL ANTENELOR

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

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

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

1/4

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

2.2.3. ÎNĂLȚIMEA EFECTIVĂ

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

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

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

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

2.3. TIPURI CONSTRUCTIVE DE ANTENE FILARE

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

2.3.1. DIPOLUL ÎN $\lambda/2$

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

- 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.

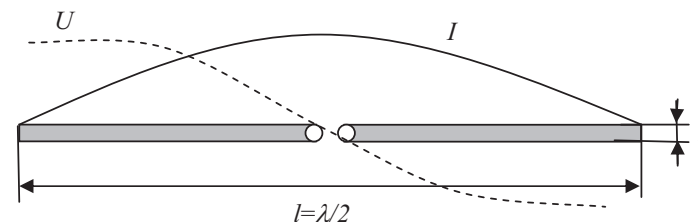


Fig. 2.12. Dipolul în $\lambda/2$.

Conform relației 2.56 câmpul electric în regiunea de radiație este:

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

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

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

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

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

și este reprezentată în figura 2.14.

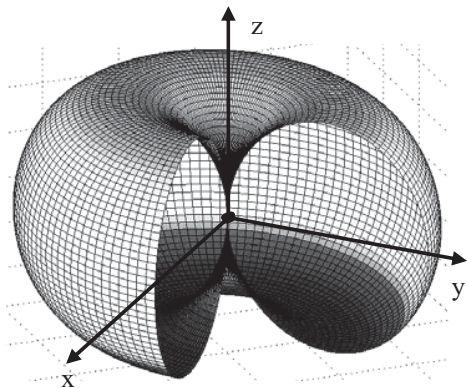


Fig. 2.13. Reprezentarea 3D a caracteristicii de directivitate pentru un dipol în $\lambda/2$.

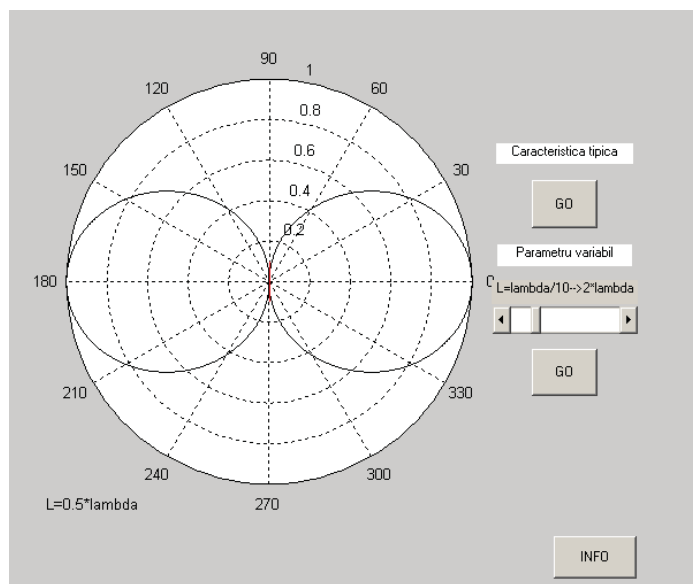


Fig. 2.14. Caracteristica de directivitate a dipolului în $\lambda/2$ în planul E.

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

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

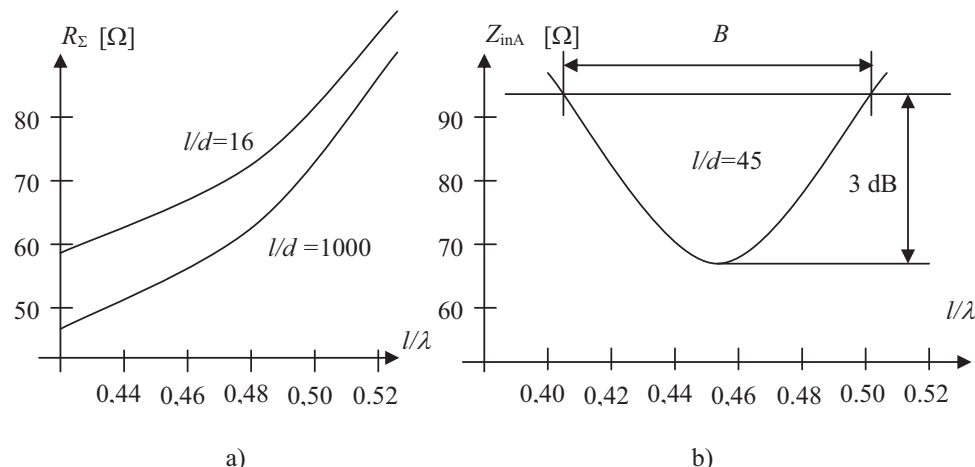


Fig. 2.15. a) Rezistența de radiație; b) Impedanța de intrare a dipolului în $\lambda/2$.

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

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

5. Enumerati principalele caracteristici ale dipolului in $\lambda/2$. Cum se poate modifica impedanta acestuia si care este cea mai utilizata forma?

(Bibliografie 1 – pag.102-108)

106

RADIOCOMUNICAȚII. FUNDAMENTE

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

O alternativă pentru eliminarea acestui neajuns este antena dipol biconic. Aceasta este de fapt un dipol ale cărui brațe sunt conuri având unghiul la vârf $2\cdot\theta_0$. Variația impedanței de intrare cu unghiul de deschidere variază neliniar, în practică folosindu-se domeniul cuprins între 30° și 60° , pentru care această variație este mai lentă. Astfel prin alegerea corespunzătoare a unghiului de deschidere θ_0 se poate obține valoarea dorită a impedanței de intrare.

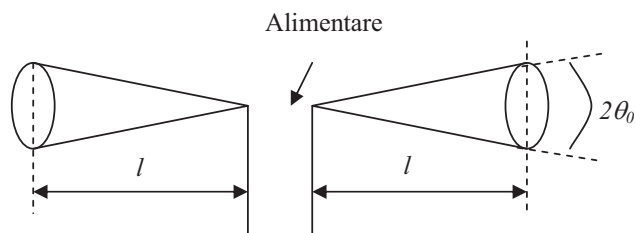


Fig. 2.16. Antena dipol biconic.

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



Fig. 2.17. Antena dipol cu discuri conductoare.

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

3/4

ANTENE ȘI SISTEME RADIANTE

107

Utilizarea celor două discuri conduce la creșterea capacității antenei față de mediul înconjurător, ceea ce este echivalent cu creșterea lungimii acesteia, și deci, implicit, scăderea frecvenței de rezonanță.

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

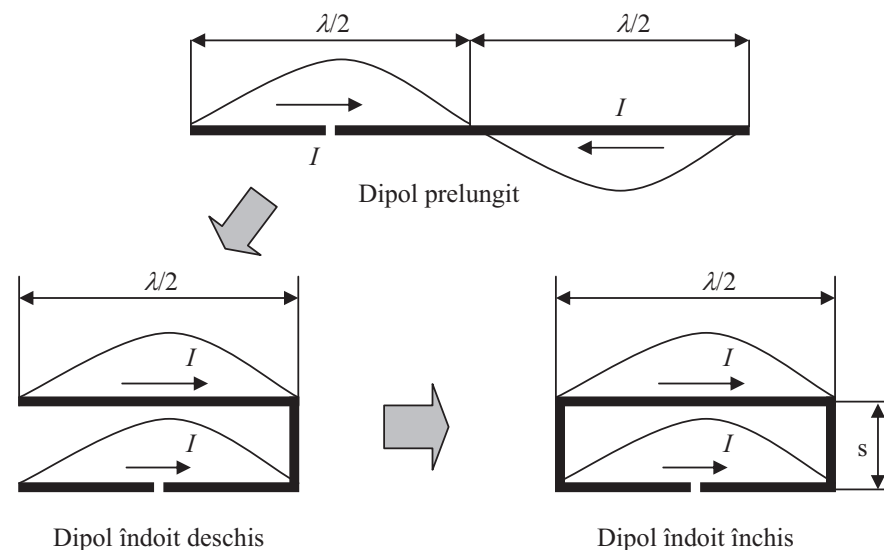


Fig. 2.18. Obținerea dipolului îndoit închis.

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

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

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

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

4/4

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

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

Transformările de impedanță se realizează conform relației:

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

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

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

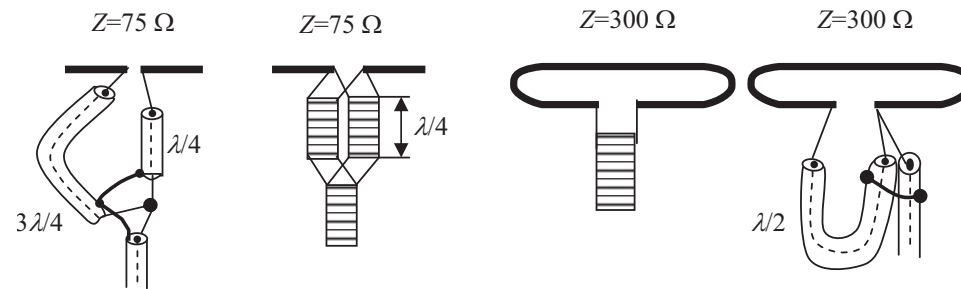


Fig. 2.19. Adaptarea și simetrizarea conexiunilor dipol cablu de legătură.

2.3.2. ANTENE MONOPOL

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

2.4.7. ANTENA LOG-PERIODICĂ

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

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

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

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

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

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

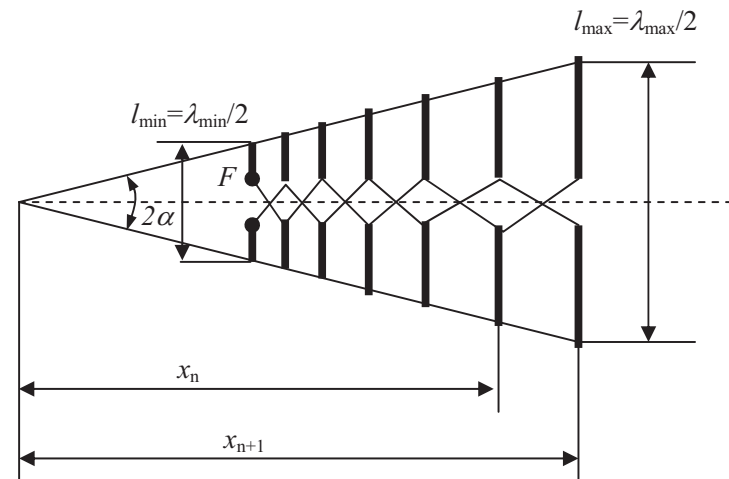


Fig. 2.44. Antena log-periodică.

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

1/2

2.4. SISTEME RADIANTE

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

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

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

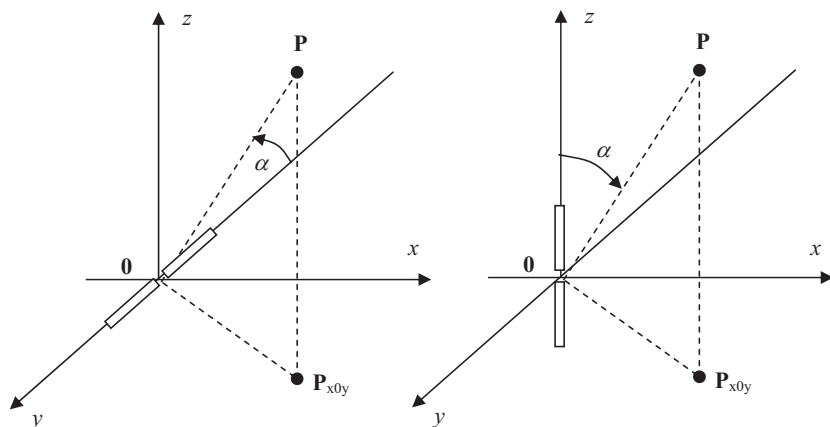


Fig. 2.29. Definierea unghiului α pentru dipolul orizontal și respectiv vertical.

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

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

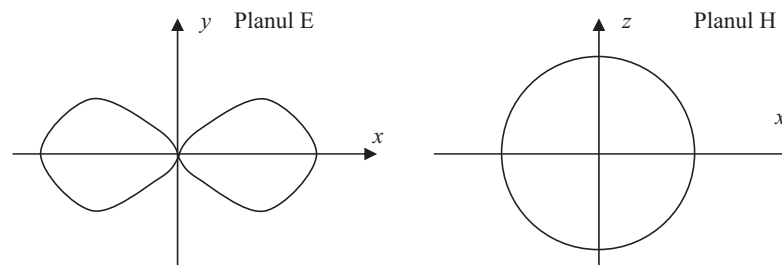


Fig. 2.30. Caracteristica de directivitate a dipolului elementar în $\lambda/2$ cu poziția coliniară cu axa y.

2.4.1. SISTEMUL FORMAT DIN DOUĂ ANTENE IZOTROPE

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

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

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

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

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

7. Cum se poate obtine un sistem radiant, cum poate fi caracterizat si care este caracteristica de radiatie a sistemului radiant format din doi dipoli comandati in antifaza? (Bibliografie 1 – pag.115-118) 2/2

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

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

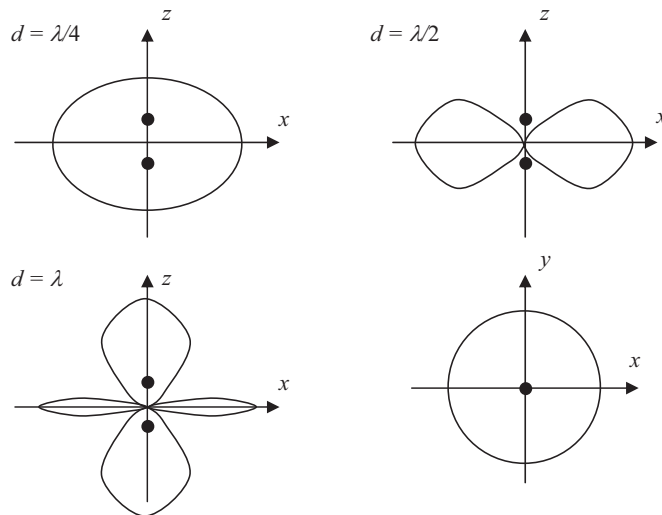


Fig. 2.31. Comportarea sistemului format din două antene izotrope funcție de distanța d dintre elementele sistemului.

2.4.2. SISTEMUL FORMAT DIN DOI DIPOLI COMANDAȚI ÎN ANTIFAZĂ

Atunci când se realizează sisteme radiante, acestea fiind liniare, se poate aplica principiul superpoziției, adică valoarea rezultată a câmpului corespunzător sistemului este suma câmpurilor individuale ale componentelor din care este alcătuit acel sistem. Valoarea resultantă 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° .

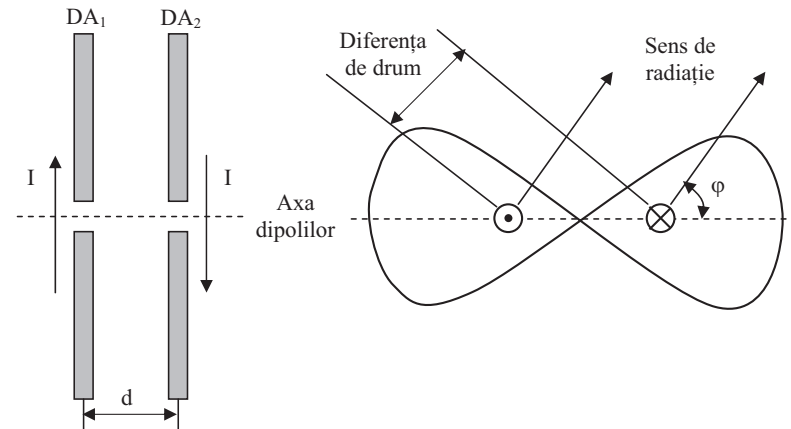


Fig. 2.32. Sistem format din doi dipoli comandați în antifază.

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

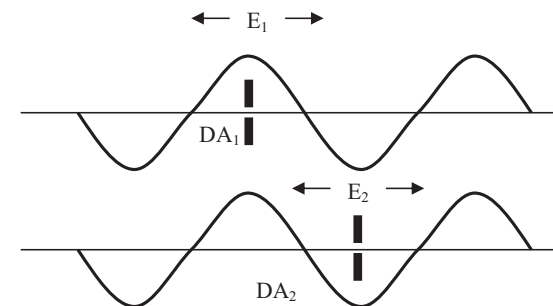


Fig. 2.33. Câmpul produs de doi dipoli comandați în antifază pe axa principală de radiație.

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

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

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

1/8

Blocul de radiofrecvență (Bloc RF) realizează în principal:

1) Amplificarea

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

2) Selecția

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

3) Translația de frecvență

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

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

4.2.2. TEHNICA HETERODINĂRII

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

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

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

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

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

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

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

Tehnica se numește **superheterodinare**.

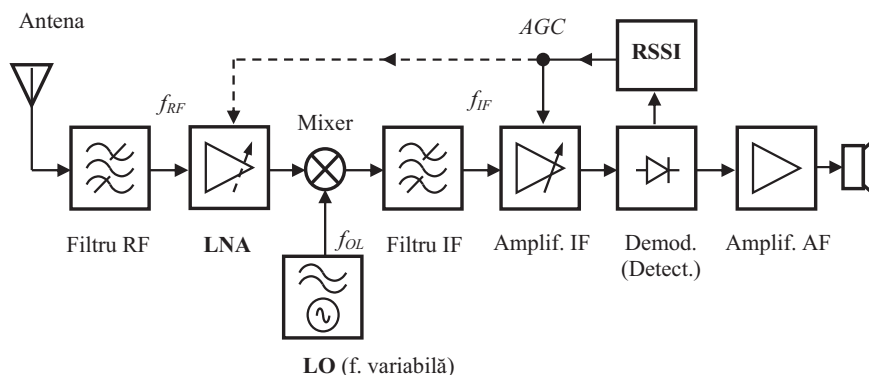


Fig.4.3. Schema bloc a receptorului heterodină.

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

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

a) Acordul manual

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

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

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

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

2/8

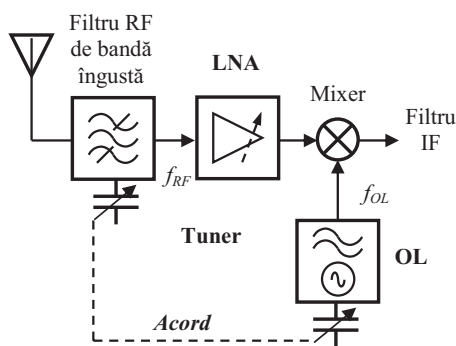


Fig.4.4. Realizarea acordului manual.

b) Acordul electronic

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

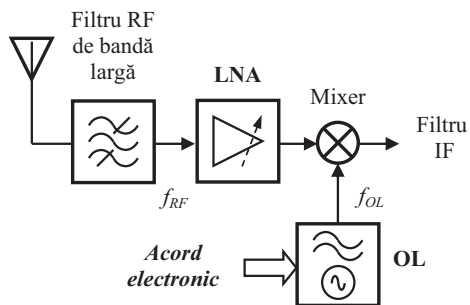


Fig.4.5. Realizarea acordului electronic.

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

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

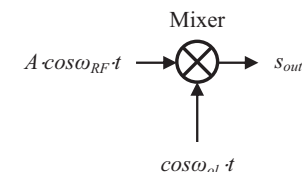


Fig.4.6. Simbolizarea mixerului.

- dacă $f_{RF} > f_{OL}$, atunci:

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

- dacă $f_{OL} > f_{RF}$, atunci:

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

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

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

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

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

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

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

3/8

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

4.2.3. FRECVENȚA IMAGINE

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

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

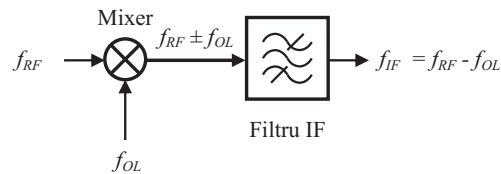


Fig.4.7. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul $f_{RF} > f_{OL}$.

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

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

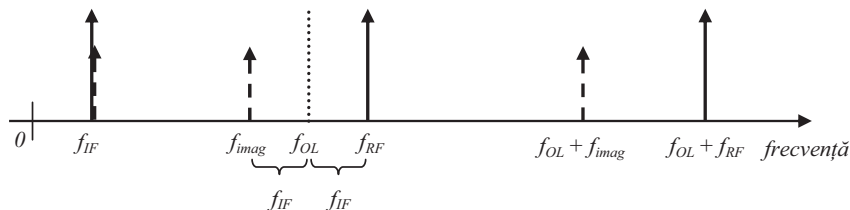


Fig.4.8. Frecvența imagine în cazul $f_{RF} > f_{OL}$.

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

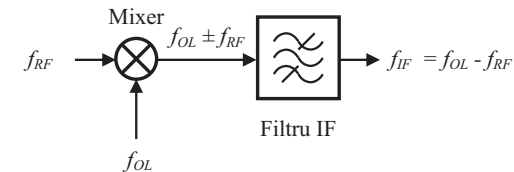


Fig.4.9. Operația de trecere de la semnal RF la semnal IF în cazul $f_{OL} > f_{RF}$.

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

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

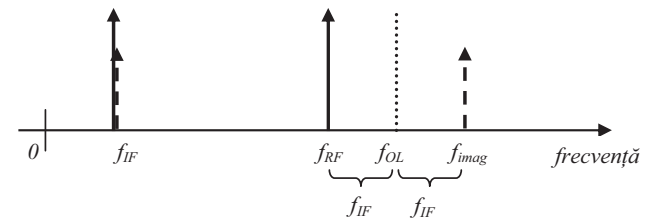


Fig.4.10. Frecvența imagine în cazul $f_{OL} > f_{RF}$.

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

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

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

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

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

4/8

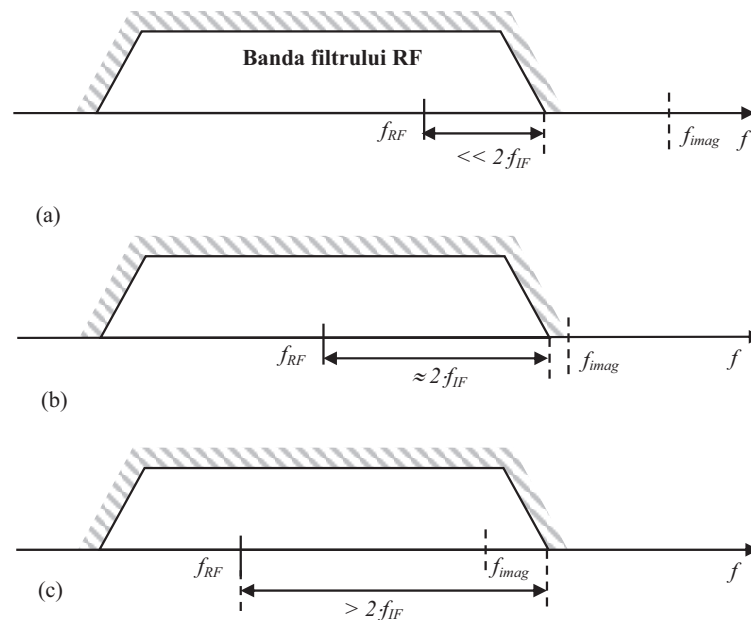
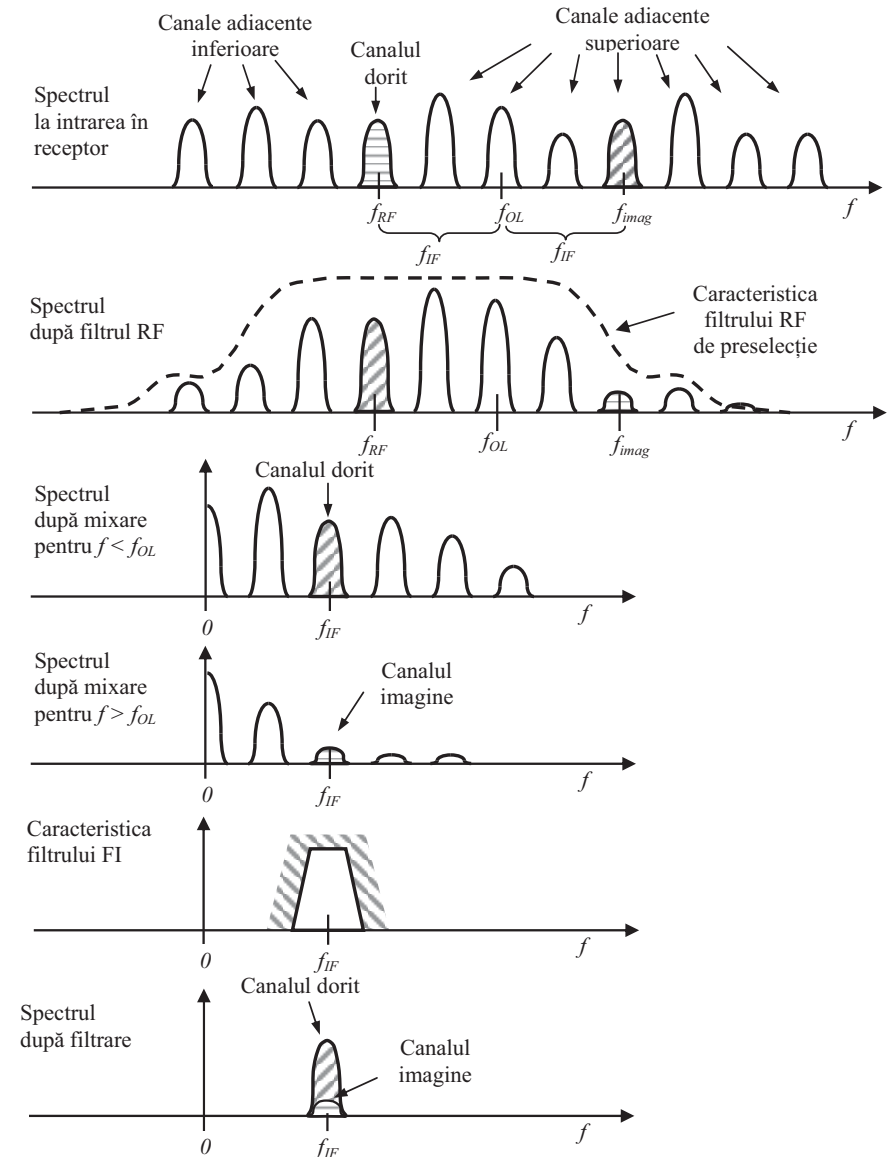


Fig.4.11. Diverse poziții ale frecvenței imagine relativ la banda filtrului RF: caz favorabil (a), caz limită (b) și caz defavorabil (c).

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

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

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



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

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

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

5/8

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

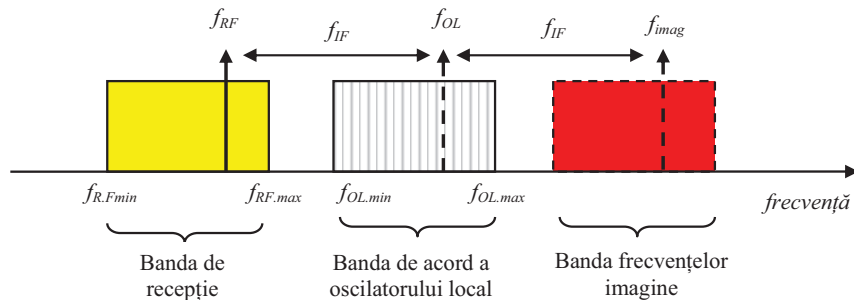


Fig.4.13. Banda frecvențelor imagine.

Exemple:

a) Radio AM:

- banda RF: $f_{RF} = 525 \text{ kHz} \dots 1605 \text{ kHz}$,
 - frecvența intermediară: $f_{IF} = 455 \text{ kHz}$,
 - domeniul frecvențelor OL: $f_{OL} = 980 \text{ kHz} \dots 2060 \text{ kHz}$.
- Rezultă situația din figura 4.14.

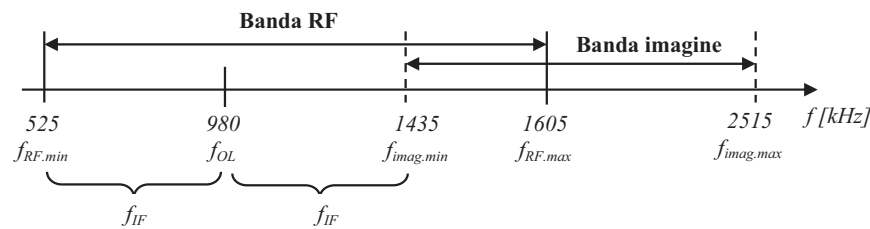


Fig.4.14. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio AM.

b) Radio FM:

- banda RF: $f_{RF} = 88 \text{ MHz} \dots 108 \text{ MHz}$,
 - frecvența intermediară: $f_{IF} = 10,7 \text{ MHz}$,
 - domeniul frecvențelor OL: $f_{OL} = 98,7 \text{ MHz} \dots 118,7 \text{ MHz}$.
- Rezultă situația din figura 4.15.

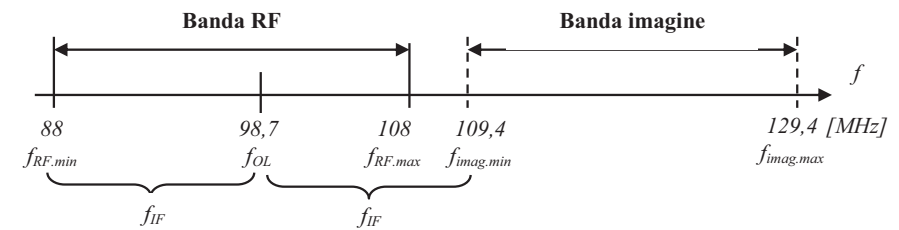


Fig.4.15. Banda frecvențelor imagine pentru gama radio FM.

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

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

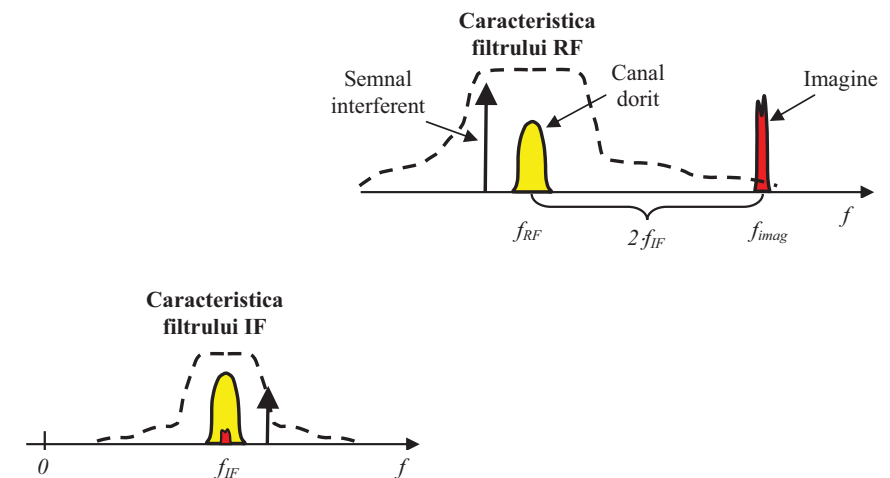


Fig.4.16. Cazul frecvență intermediară mare.

O frecvență intermediară mare îndepărtează frecvența imagine de frecvența canalului selectat. Pe de altă parte, în această situație, filtrul IF trebuie să aibă un factor de calitate Q de valoare foarte ridicată, ceea ce e mai greu de realizat la frecvențe mari. Efectul negativ al frecvenței intermediare mari este atenuarea mai

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

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

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

6/8

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

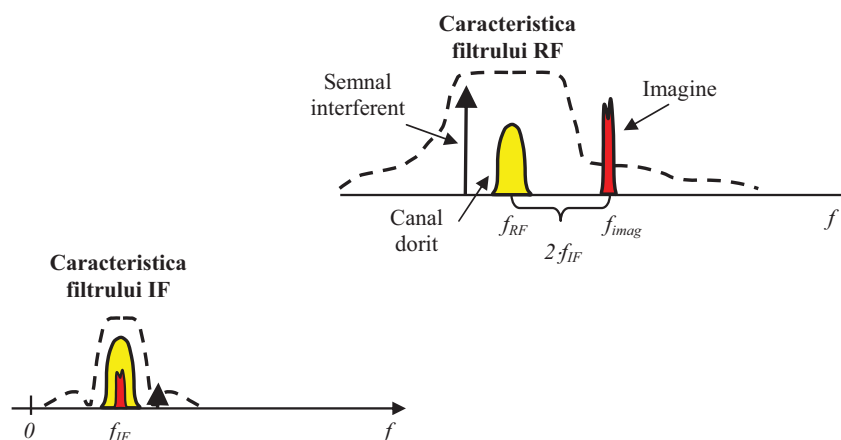


Fig.4.17. Cazul frecvență intermediară mică.

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

4.2.4. TEHNICA DUBLEI HETERODINĂRI

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

Schema folosește două frecvențe intermediare diferite:

- în primul AFI:

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

- în al doilea AFI:

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

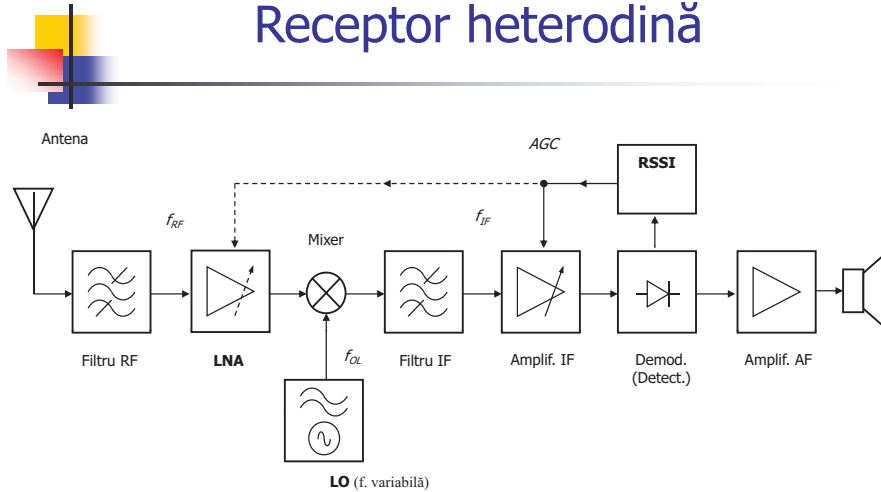
Între cele două frecvențe există relația $f_{IF.1} > f_{IF.2}$. Prima frecvență intermediară se alege de valoare foarte mare, ceea ce permite utilizarea unui modul RF de bandă largă. A doua frecvență intermediară de valoare mică poate fi o valoare standard, de exemplu 10.7 MHz , ceea ce reduce costul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

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

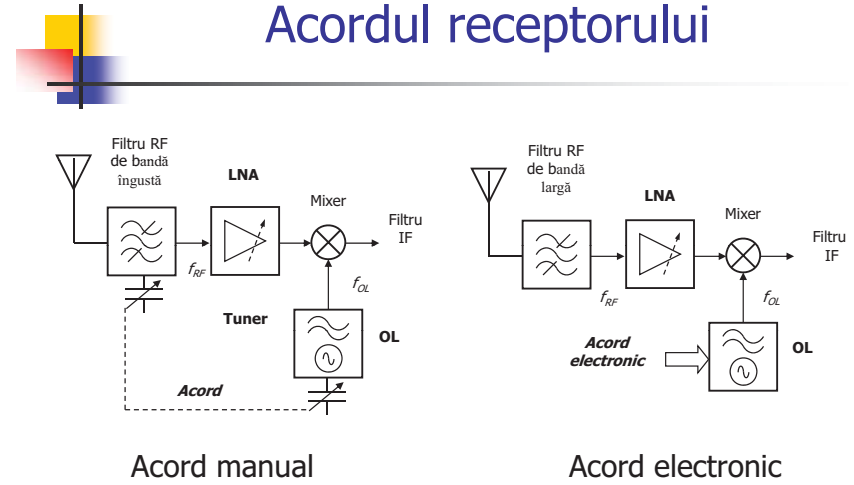
Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

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

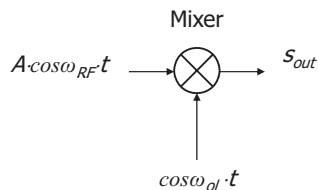
Receptor heterodină



Acordul receptorului



Mixarea semnalelor



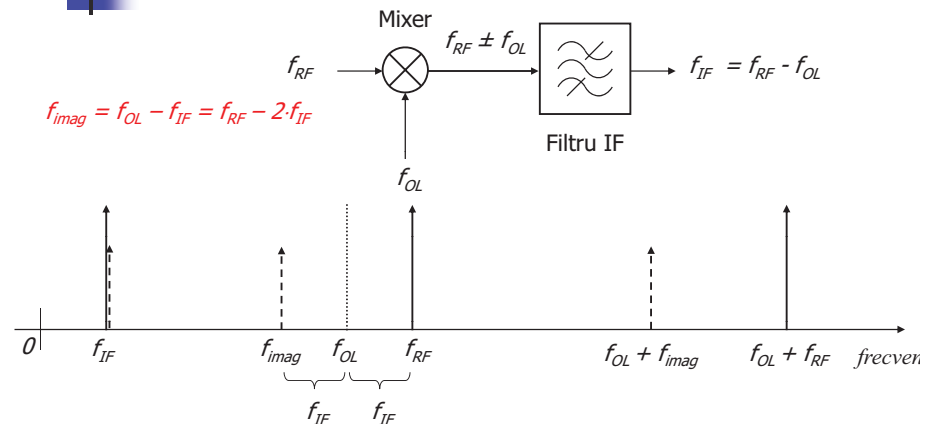
$$s_{out} = A \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} - \omega_{OL}) \cdot t + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} + \omega_{OL}) \cdot t;$$

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

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

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

Frecvența imagine

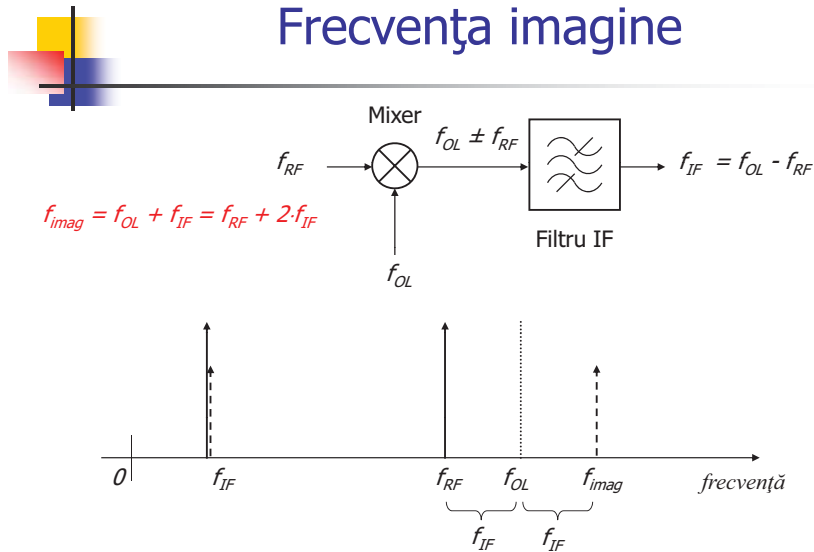


8. Receptoare radio. Principiul heterodinării (schema bloc).

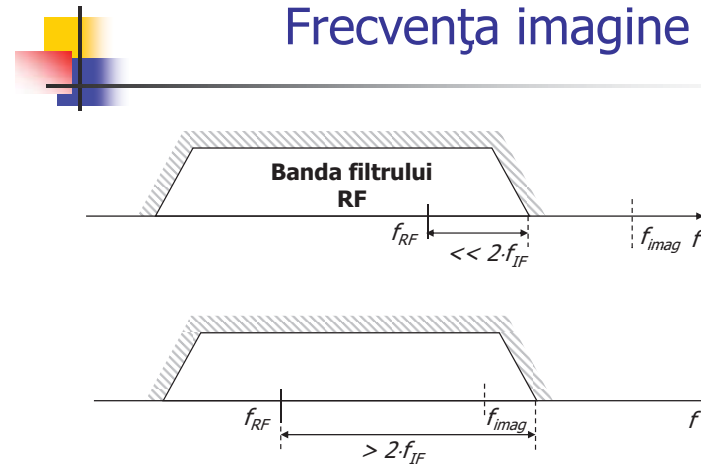
Ce este frecvența imagine și cum poate fi eliminată influența acesteia?

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

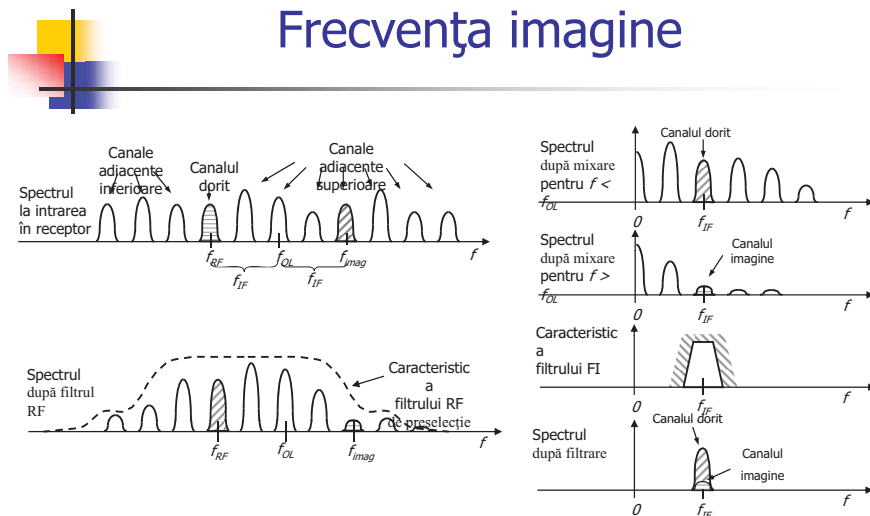
Frecvența imagine



Frecvența imagine



Frecvența imagine



9. Ce reprezintă sensibilitatea unui receptor și care este legătura dintre aceasta și zgomotul de intrare? (Bibliografie 1 – pag.231-235)

1/3

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

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

Factorul de zgomot total al ansamblului este:

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

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

sau:

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

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

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

sau:

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

4.4.3. SENSIBILITATEA

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

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

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

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

în condiția în care zgomotul termic de intrare este:

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

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

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

În aceste condiții, factorul de zgomot devine:

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

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

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

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

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

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

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

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

Prin urmare, zgomotul de la intrare are expresia:

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

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

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

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

9. Ce reprezintă sensibilitatea unui receptor și care este legătura dintre aceasta și zgomotul de intrare? (Bibliografie 1 – pag.231-235)

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

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

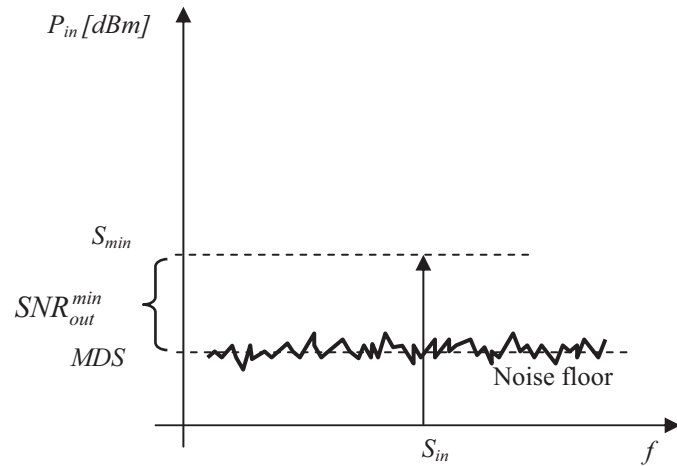


Fig.4.35. Definirea P_{nf} și MDS_{in} .

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

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

Nivelul zgomotului la ieșire este:

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

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

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

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

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

sau:

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

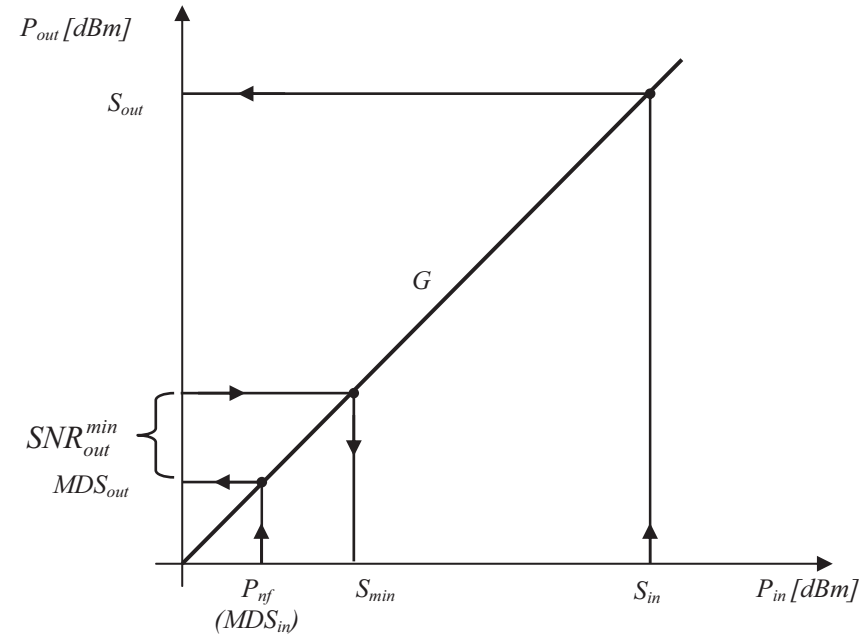


Fig.4.36. Definirea MDS_{out} .

O altă formă de prezentare pentru aceeași relație este următoarea:

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

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

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

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

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

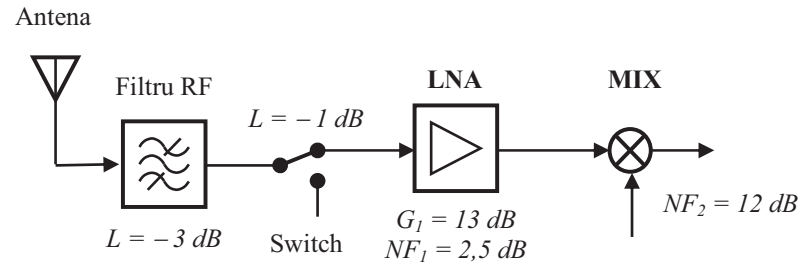


Fig.4.37. Schema bloc pentru exemplul numeric.

Rezolvare.

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

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

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

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

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

Rezultă că:

$$NF[dB] = 3dB + 1dB + 10 \lg \left(1,78 + \frac{15,85 - 1}{20} \right),$$

$$= 4dB + 10 \lg 2,52 = 4dB + 10 \times 0,4 = 8dB .$$

b) Se calculează nivelul de prag al zgomotului:

$$P_{nf} [dBm] = 10 \lg kT_0 + 10 \lg B + NF [dB] = -174 dBm + 10 \lg (2 \cdot 10^5) + 8dB$$

$$= -174 dBm + 53 dB + 8 dB = -113 dBm ,$$

În final rezultă sensibilitatea receptorului:

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

4.4.4. SELECTIVITATEA

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

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

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

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

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

Câștigul receptorului în prezența unui semnal interferent puternic devine :

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

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

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

Din relația:

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

rezultă că:

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

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

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

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.

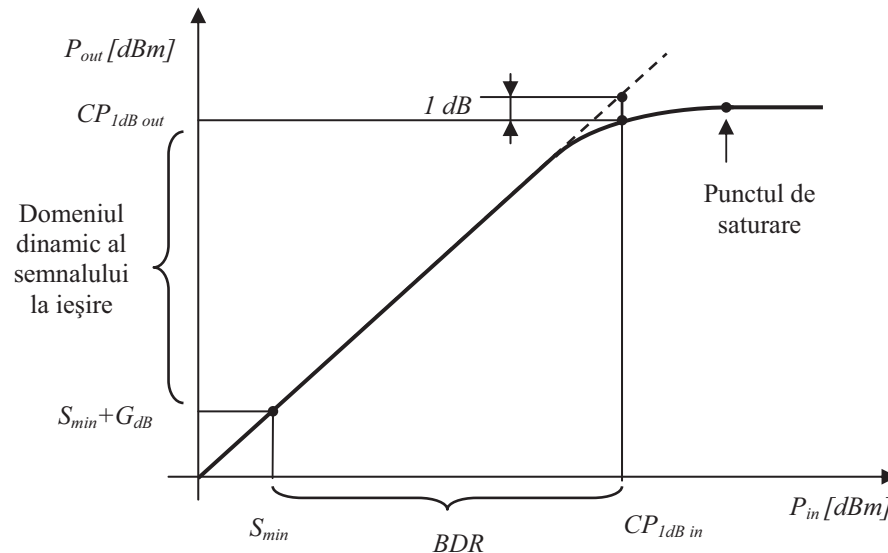


Fig.4.43. Definierea *BDR*.

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

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

Rezolvare.

Din relația de legătură:

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

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

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

Apoi se determină *BDR* cu relația:

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

4.4.8. MODULAȚIA ÎNCRUCIȘATĂ

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

COMUNICAȚII DE DATE
ANUL 3, SEMESTRUL 5

1. Care sunt dispozitivele de interconectare in retele?

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

2. În ce constă codarea NRZ și RZ?

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

3. Ce intelegeti prin USB ?

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

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

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

5. Ce este protocolul HDLC?

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

6. Care sunt serviciile asigurate de ISDN?

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

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

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

8. Care sunt serviciile asigurate de protocolul TCP ?

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

9.Ce este protocolul FTP?

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

10. Ce este HTTP ?

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

GRAFICĂ COMPUTERIZATĂ

ANUL 3, SEMESTRUL 6

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

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

1.2 Percepția luminanței

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

Pentru lumină acromatică, factorii principali sunt:

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

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

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

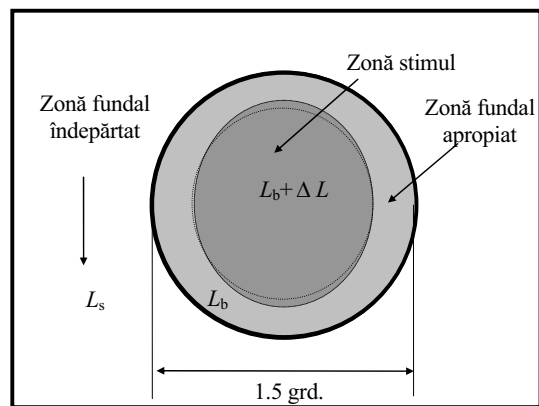


Fig. 1.1. Schema experimentului pentru studiul percepției luminanței.

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

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

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

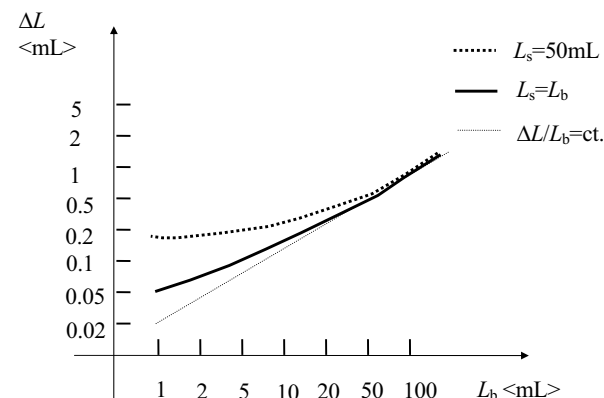


Fig. 1.2. Rezultatele experimentelor privind percepției luminanței.

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

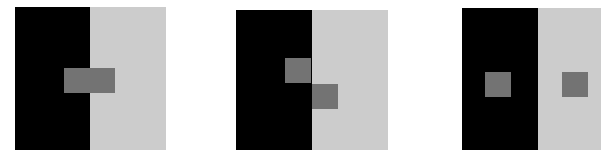


Fig. 1.3. Relativitatea percepției luminanței.

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

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

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

2/4

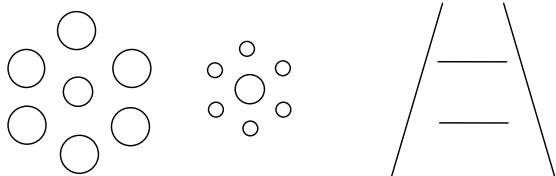


Fig. 1.4. Iluzii optice ce ilustrează relativitatea percepției dimensiunilor

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

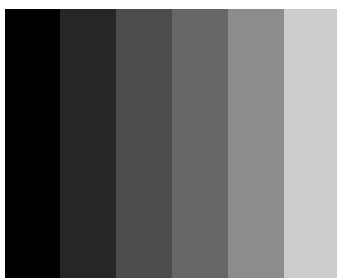


Fig. 1.5. Fenomenul benzilor Mach

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

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

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

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

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

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

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

Cuantizarea imaginilor

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

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

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

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



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

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

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

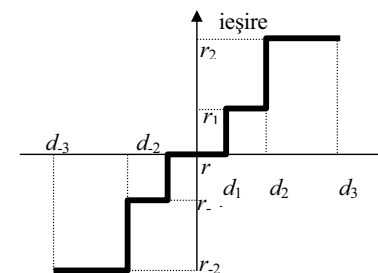


Fig. 2.5. Exemplu de lege de cuantizare

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

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

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

4/4

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

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

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

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

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

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

Cap. 2, paragraful « Caracteristici statistice »

Caracteristici statistice

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

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

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

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

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

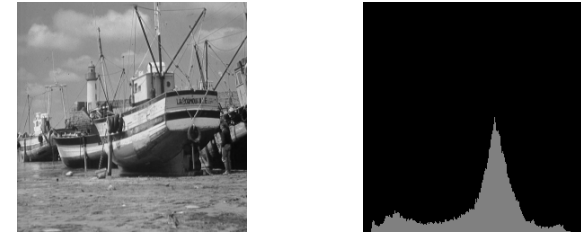


Fig. 2.8. Imaginea "boats" (stânga) și histograma ei (dreapta).

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

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

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

Media pătratică a nivelului de gri are o definiție asemănătoare:

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

Dispersia nivelului de gri este:

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

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

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

2.5. Transformari geometrice

2.5 Transformări geometrice

Definiii

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

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

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

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

Transformările afine

Ecuațiile de transformare sunt:

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

Transformările afine includ:

- **Tranlația**

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

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

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

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

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

- **înclinare** cu unghiul φ

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

Transformările de perspectivă

Ecuațiile transformărilor de perspectivă sunt:

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

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

Interpolarea luminanței

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

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

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

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

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

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

2.5. Transformari geometrice

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

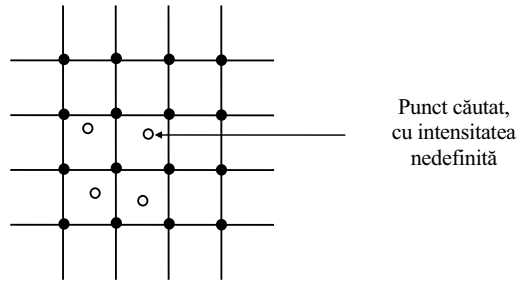


Fig. 2.18. Problema interpolării imaginii

Observații:

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

Interpolarea de ordinul zero

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

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

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

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

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

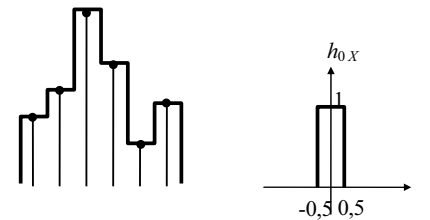


Fig. 2.19. Interpolare de ordinul zero a unui semnal 1D.

Interpolarea de ordinul unu sau liniară

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

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

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

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

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

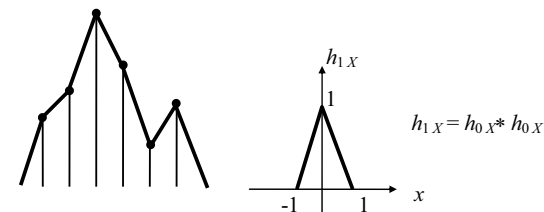


Fig.2.20. Interpolare liniară 1D.

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

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

2.5. Transformari geometrice

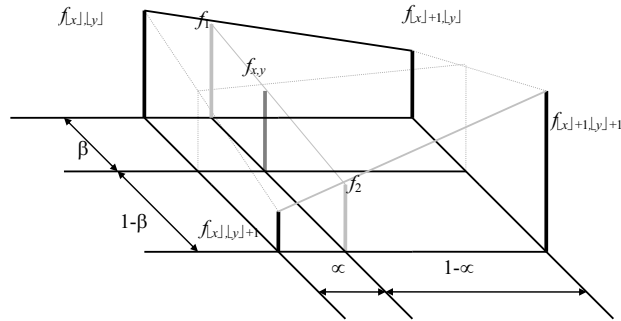


Fig. 2.21. Interpretare grafică a interpolării liniare 2D

de coordonate. De exemplu, putem proceda în ordinea:

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

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



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

Exemplu

1 6 8
Se dă imaginea: 2 3 9 .
5 4 7

Se mărește imaginea pentru a fi redată în formatul 5x5. Se utilizează interpolare de ordinul unu. Se cere intensitatea la coordonatele (2,3).

Rezolvare:

Transformarea geometrică este:

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

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

Prin inversarea ecuațiilor transformării, obținem:

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

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

Pentru $(x', y') = (2, 3)$, obținem:

$$x = 1.2$$

$$y = 1.8.$$

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

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

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

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

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

Interpolare bicubică

Nuclee de interpolare de ordin superior se pot obține prin convoluția repetată a nucleului de ordinul zero (fereastra rectangulară). Pe măsură ce ordinul de interpolare crește, forma lui $h_{x,y}$ tinde spre o funcție gaussiană. Totodată dimensiunile ferestrei de interpolare cresc și efectul de netezire mai accentuat. Pentru a se obține imagini interpolate cu contururi mai puțin estomplate, se pot folosi operatori ce combină netezirea cu derivarea. Un asemenea operator de interpolare, ce folosește o regiune de 16x16 pixeli este operatorul bicubic,

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

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

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

2.6. Filtre. « Filtrul median »

1/3

Filtre de netezire neliniare

Filtrul median

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



a)



b)



c)



d)

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

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