

2. CANALE RADIO MOBILE

2.1 Aspecte generale privind propagarea radio VHF și UHF

2.1.1 Propagarea în spațiul liber

➤ Definirea unor parametri caracteristici antenelor:

- **directivitatea antenei sau câștigul în putere pe direcția de radiație maximă, G :**

$$G = \frac{W_{\max}|_d}{\frac{P_T}{4\pi d^2}} = \frac{W_{\max}|_d}{P_T} \cdot 4\pi d^2 \quad (2.1.2)$$

- **aria efectivă a antenei:**

$$A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (2.1.3)$$

- În aceste expresii unde $W|_d$ = densitatea de putere la distanța d iar P_T - puterea furnizată de emițător la baza antenei;
- Pe direcția de radiație maximă se obține

$$W_{\max}|_d = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (2.1.4)$$

- Puterea disponibilă la ieșirea unei antene de recepție caracterizată de aria efectivă A este:

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (2.1.5)$$

unde G_R este câștigul antenei de recepție.

- **De aici rezultă relația fundamentală de propagare în spațiul liber cunoscută sub denumirea de ecuația Friis:**

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (2.1.6)$$

➤ Exprimând în dB:

$$L = 10 \lg \frac{P_R}{P_T} = 10 \lg G_T + 10 \lg G_R - 20 \lg f - 20 \lg d + k \quad (2.1.7)$$

unde $k = 20 \lg \frac{c}{4\pi} = 147,6$.

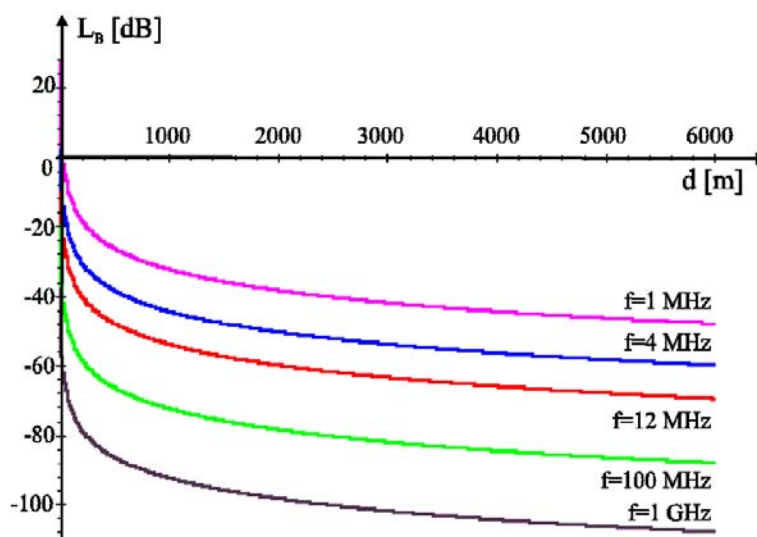


Figura 2.1.1. Variația pierderilor de propagare funcție de distanță având frecvența ca parametru.

➤ Ecuația Friis poate fi rescrisă utilizându-se relația dintre intensitatea câmpului și densitatea de putere:

$$W = \frac{E^2}{Z_0} \quad (2.1.8)$$

sub forma:

$$P_R = \frac{E^2 A}{Z_0} = \frac{E^2}{Z_0} \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} = \left(\frac{E\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{\pi G_R}{Z_0} = \left(\frac{E\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{G_R}{120} \quad (2.1.9)$$

2.1.2. Propagarea deasupra suprafețelor reflectante curbe

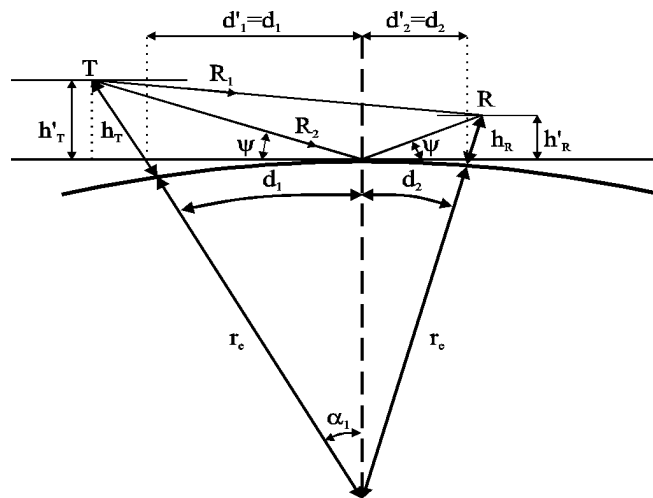


Fig. 2.1.2. Două antene ‘în vizibilitate’.

- Înălțimile antenelor situate deasupra suprafeței Pământului sunt h_T și h_R , iar deasupra planului tangent în punctul de reflexie h'_T și h'_R .
- Considerând un unghi α la centru foarte mic și scriind relațiile geometrice corespunzătoare se determină expresia diferenței de fază.
- Notând cu E_d intensitatea câmpului la antena receptoare datorată unei directe, puterea totală la recepție este:

$$E = E_d (1 + \rho \exp(-j\Delta\phi)) \quad \text{Error! No text of specified style in document..1}$$

(2.1.10)

unde ρ este coeficientul de reflexie al pământului.

- Coeficientul de reflexie al pământului $\rho = \rho(\sigma, \epsilon, \psi)$ depinde de asemenea, de polarizarea undei, (orizontală sau verticală).
- Se ajunge la expresia pierderilor de propagare scrise în funcție de coeficientul complex de reflexie:

$$L = \frac{P_T}{P_R} = \frac{G_R G_T}{4d^2} \left(\frac{c}{2\pi f} \right)^2 (1 + |\rho| \exp(-j\Delta\varphi - \theta))^2 \quad (2.1.11)$$

Error! No text of specified style in document..2

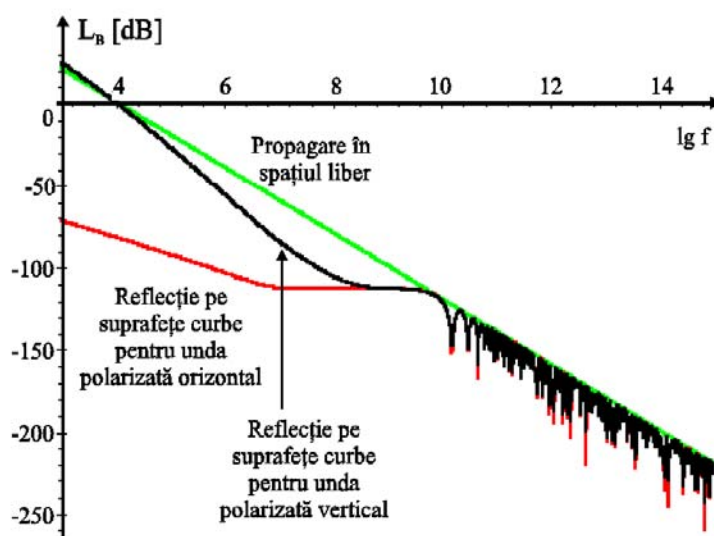


Figura 2.1.3. Comparație între pierderile de propagare în spațiul liber și în apropierea suprafețelor reflectante curbă.

2.1.3. Propagarea deasupra suprafețelor reflectante plane

- particularizare și o simplificare a situației propagării deasupra suprafețelor reflectante curbă.

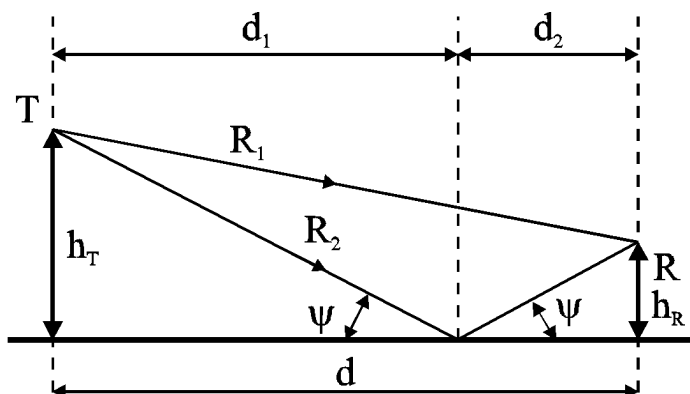


Figura 2.1.4. Propagarea deasupra unei suprafețe plane.

- Ipoteze:

- pentru distanțe mai mici de câteva zeci de km este adeseori permis să se neglijeze curbura Pământului și se poate presupune că

suprafața este netedă;

- se poate admite că unghiul ψ este foarte mic deci se

va considera $\rho = -1$.

➤ În aceste condiții ecuația (2.1.10) devine

$$E = E_d (1 - \exp[-j\Delta\varphi]) = E_d (1 - \cos\Delta\varphi + j\sin\Delta\varphi) \quad \text{.Error! No text of specified style in document..1} \quad (2.1.12)$$

➤ De aici rezultă:

$$|E| = 2|E_d| \sin\frac{\Delta\varphi}{2} = 2|E_d| \sin\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \quad \text{.Error! No text of specified style in document..2} \quad (2.1.13)$$

➤ Deoarece puterea recepționată este proporțională cu pătratul intensității câmpului, după înlocuiri succesive se obține:

$$P_R = 4P_T G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d}\right)^2 \sin^2\left(\frac{2\pi h_T h_R f}{c d}\right) \quad \text{.Error! No text of specified style in document..3} \quad (2.1.14)$$

➤ Dacă $d \gg h_T$ și $d \gg h_R$, ecuația (2.1.14) devine:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2}\right)^2 \quad \text{.Error! No text of specified style in document..4} \quad (2.1.15)$$

➤ Ecuația este cunoscută sub numele de **ecuația de propagare deasupra suprafețelor netede**. Aceasta diferă de ecuația de propagare în spațiul liber sub două aspecte esențiale:

- deoarece $d \gg h_T$ și $d \gg h_R$, unghiul $\Delta\varphi$ este mic și ecuația (2.1.15) devine independentă de λ și, implicit, de frecvență;
- dependența cu d^{-4} față de dependența cu d^{-2} .

➤ Ecuația (2.1.15) poate fi scrisă sub formă logaritmică

$$L_p = 10\lg G_T + 10\lg G_R + 20\lg h_T + 20\lg h_R - 40\lg d \quad (2.1.16)$$

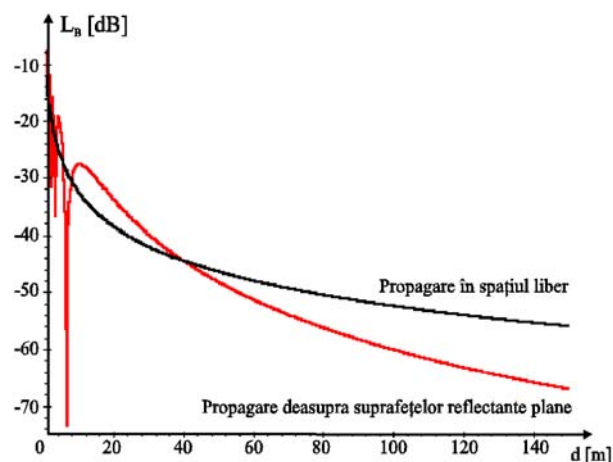
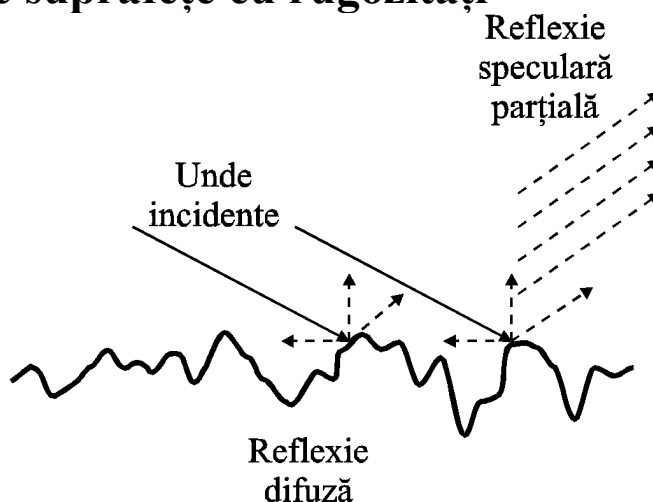
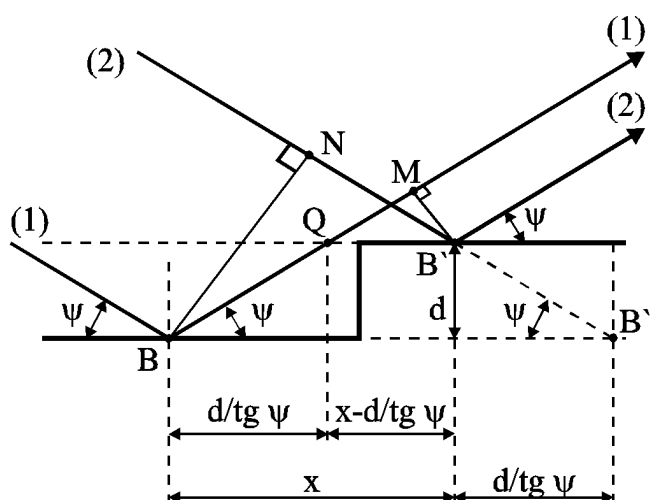


Figura 2.1.4. Variația pierderilor de propagare pentru $f = 100$ MHz.

2.1.4. Reflexia pe suprafețe cu rugozități



a) situația reală



b) modelul idealizat

Figura 2.1.8. Reflexie pe o suprafață cu rugozități.

- Un criteriu practic pentru delimitarea suprafețelor cu rugozitate accentuată de cele netede este de a le defini în funcție de valoarea diferenței de fază, $\Delta\theta$.

- Astfel, pentru

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = \frac{4\pi d \sin\psi}{\lambda} > \frac{\pi}{2} \quad \text{Error! No text of specified style in document..1} \quad (2.1.17)$$

se consideră că suprafața are o rugozitate accentuată, notațiile fiind cele din figura 2.1.8.b.

Din (2.1.17) rezultă **criteriul Rayleigh**:

$$d_R \geq \frac{\lambda}{8 \sin\psi} \cong \frac{\lambda}{8\psi} \quad \text{Error! No text of specified style in document..2} \quad (2.1.18)$$

deoarece în situația comunicațiilor radio mobile unghiul ψ este foarte mic și se admite aproximarea $\sin\psi \approx \psi$.

- În practică, valoarea utilizată ca măsură a ondulațiilor terenului este σ , deviația standard a iregularităților terenului relativ la înălțimea medie.
- Prin rescrierea ecuației (2.1.18) criteriul Rayleigh devine:

$$C = \frac{4\sigma \sin\psi}{\lambda} \approx \frac{4\sigma\psi}{\lambda} \quad \text{Error! No text of specified style in document..3} \quad (2.1.19)$$

- Pentru $C < 0,1$ se consideră că fenomenul este de reflexie speculară și suprafața poate fi considerată netedă.
- Pentru $C > 10$, fenomenul de reflexie difuză este accentuat și intensitatea unde reflectate este suficient de mică pentru a fi neglijată.
- Spre exemplu, la 900 MHz valoarea σ necesară pentru ca o suprafață să fie considerată cu rugozități pentru $\sigma \approx 15$ cm.

2.1.5. Pierderile de difracție

- Pentru a evidenția aspectele specifice difracției deasupra terenurilor cu obstacole, se consideră situația din figura 2.1.9.

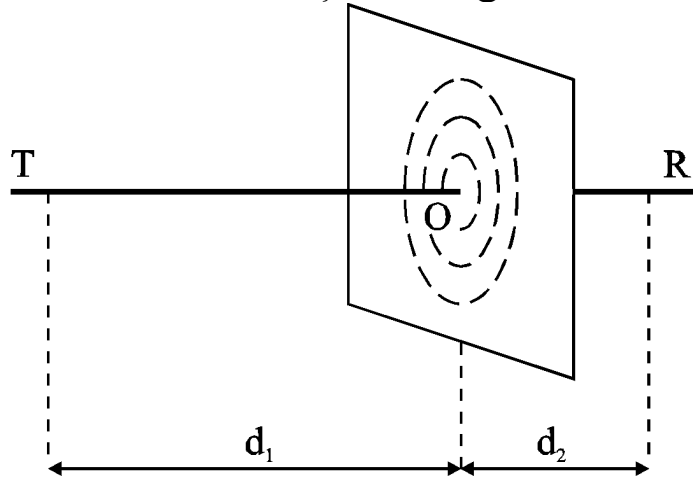


Figura 2.1.9. Familia cercurilor care definesc zonele Fresnel .

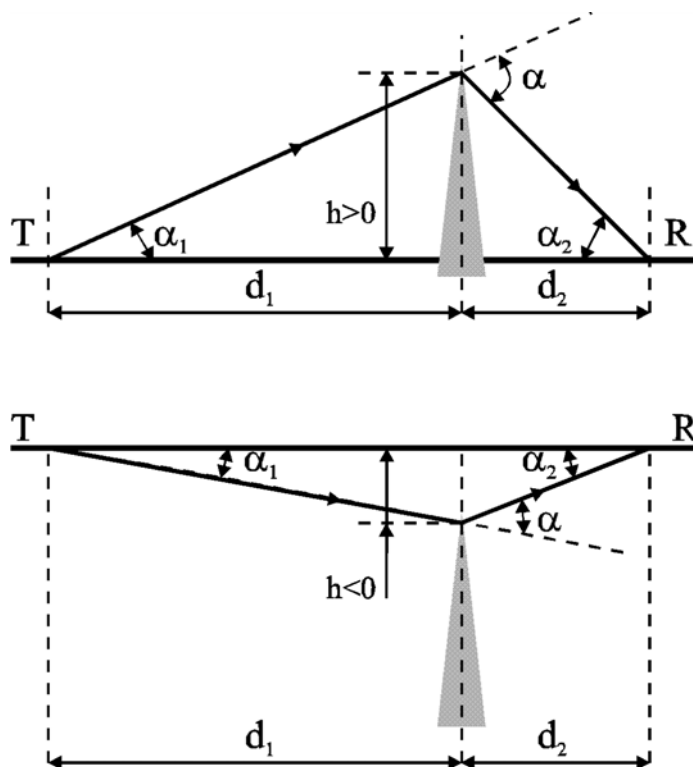


Figura 2.1.10. Geometria difracției în vârf ascuțit ("muchie de cuțit").

- În condițiile în care $h \ll d_1$ și $h \ll d_2$, rezultă:

$$\Delta = \sqrt{h^2 + d_1^2} + \sqrt{h^2 + d_2^2} - d_1 - d_2 \approx \frac{h^2(d_1 + d_2)}{2d_1d_2}. \quad (2.1.20)$$

➤ Diferența de fază corespunzătoare se scrie

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1d_2} = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (2.1.21)$$

unde v este **parametrul de difracție Fresnel-Kirchoff**

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}. \quad (2.1.22)$$

➤ Raza oricărui cerc Fresnel funcție de n , d_1 și d_2 poate fi scrisă:

$$h=r_n = \sqrt{n\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}, \quad (2.1.23)$$

➤ rezultă parametrul de difracție Fresnel-Kirchoff $v_n = \sqrt{2n}$.

➤ Expresiile au fost deduse în ipoteza $d_1, d_2 \gg r_n$, deci acestea sunt, într-o măsură mai mică, valabile în apropierea terminalelor.

➤ Spațiul cuprins în prima elipsă definită prin $n = 1$ este cunoscut ca prima zonă Fresnel;

➤ Volumul cuprins între aceasta și elipsoidul definit prin $n = 2$ este cea de-a doua zonă Fresnel.

➤ Ecuația de definire a acestor elipsoide se scrie plecând de la (2.1.23)

$$\frac{n\lambda}{df} \left(\frac{d}{2} - x \right)^2 + y^2 + z^2 = \frac{n\lambda d}{4}. \quad (2.1.24)$$

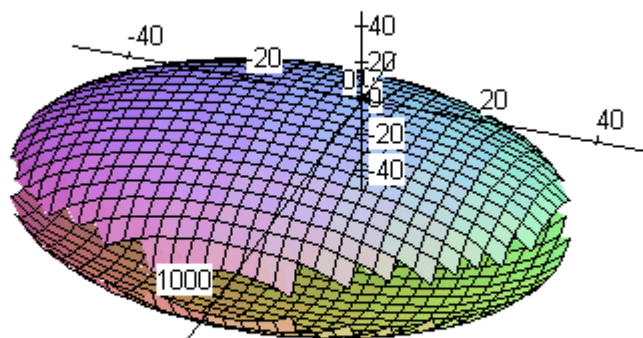


Figura 2.1.11. Elipsoidul ce definește zona Fresnel pentru: $n = 3$, $f = 100$ MHz.

- Pentru a se considera propagare în undă directă, se impune ca prima zonă Fresnel să nu fie obturată.
- Practic, pentru a se îndeplini acest criteriu, se mărește înălțimea antenei până la obținerea vizibilității necesare.
- Dacă terminalele nu sunt în vizibilitate directă cu antenna sau chiar dacă, în vizibilitate directă fiind, există obstacole foarte apropiate de calea directă de propagare, atunci pierderile de propagare vor fi considerabil mai mari față de situația propagării directe.

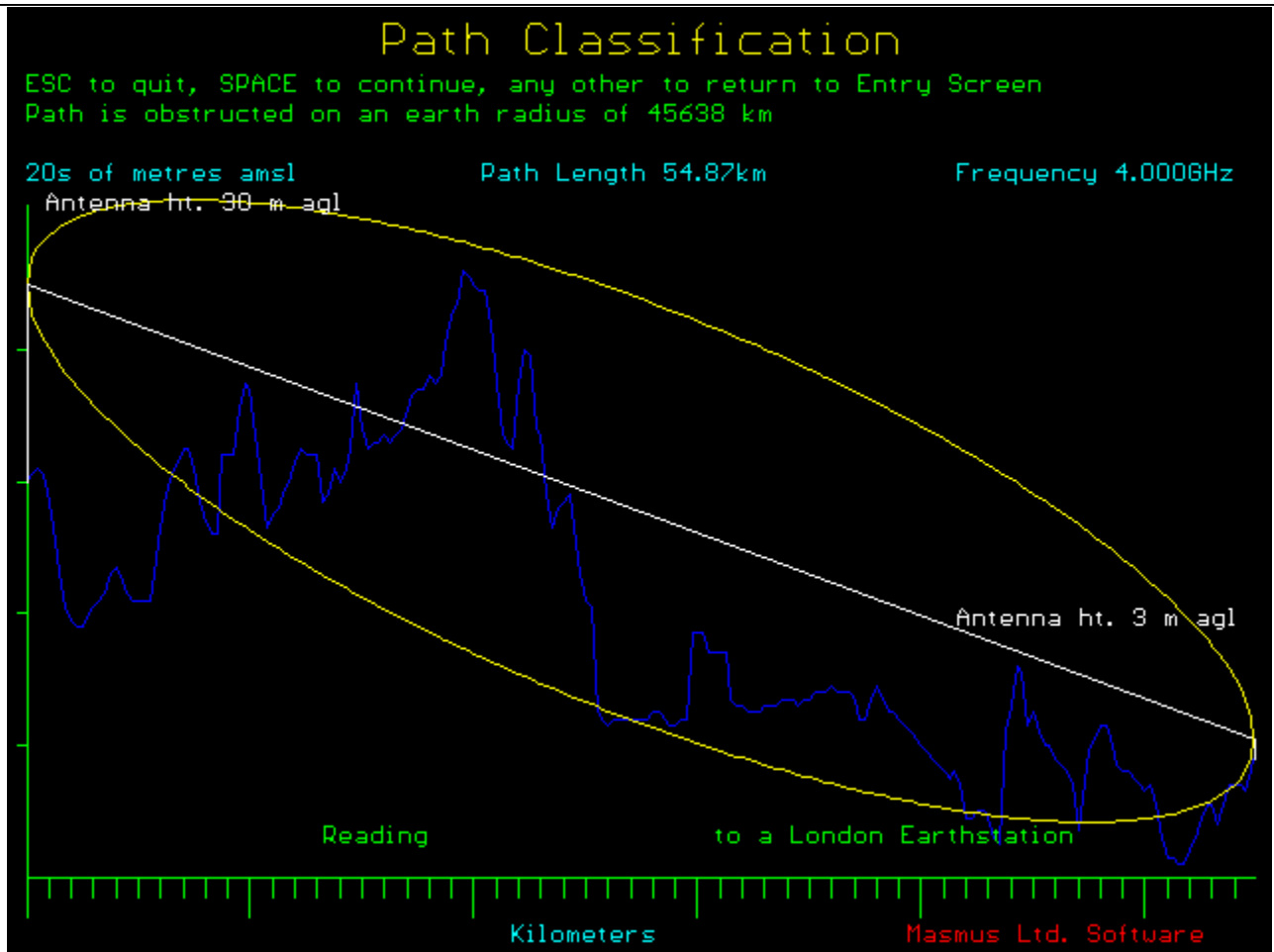


Figura 2.1.10. Impunerea condiției de neobturare a primei zone Fresnel.

- Expresia intensității câmpului la receptor se determină ca suma tuturor surselor Huygens secundare în planul de deasupra construcției:

$$\frac{E}{E_0} = \frac{1+j}{2} \int_v^{\infty} \exp\left(-j\frac{\pi t^2}{2}\right) dt . \quad (2.1.25)$$

- Considerând funcțiile cosinus și sinus integral definite prin

$$C(v) - jS(v) = \int_0^v \exp\left(-j\frac{\pi t^2}{2}\right) dt \quad (2.1.26)$$

- pierderile de propagare relativ la propagarea în spațiul liber sunt:

$$L_{\text{KnifeEdge Rel}}(v) = \frac{\frac{1}{2} - C(v) - S(v) + C^2(v) + S^2(v)}{2} . \quad (2.1.27)$$

- Expresia (2.1.27) fiind relativ complicată se pot utiliza relațiile

aproximative:

$$L_{\text{KnifeEdge Rel}}(v) \approx \begin{cases} 20 \lg(0,5 - 0,62v), & \text{pentru } -0,8 < v \leq 0 \\ 20 \lg(0,5 \exp(-0,95v)), & \text{pentru } 0 < v \leq 1 \\ 20 \lg\left(0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,38 - 0,1v)^2}\right), & \text{pentru } 1 < v \leq 2,4 \\ 20 \lg\left(\frac{0,225}{v}\right), & \text{pentru } 2,4 < v \end{cases} \quad (2.1.28)$$

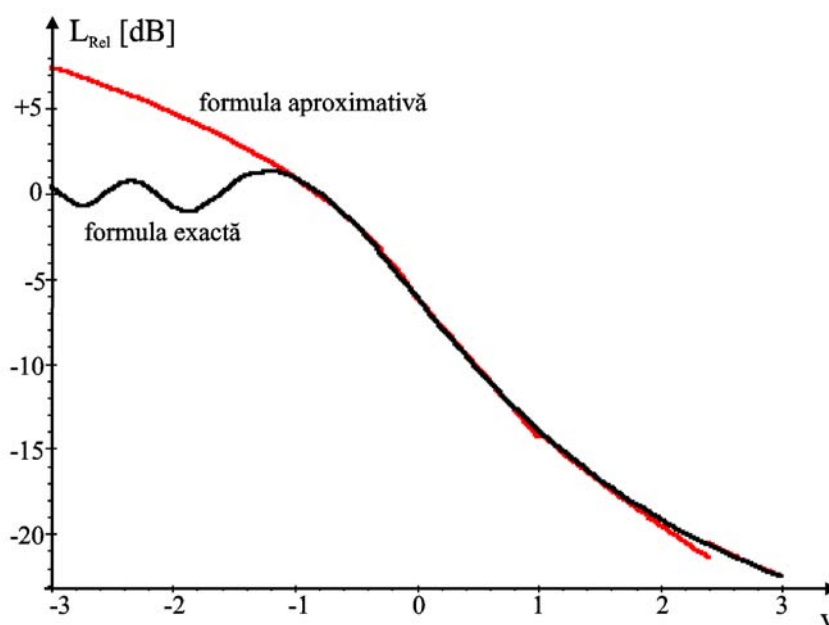
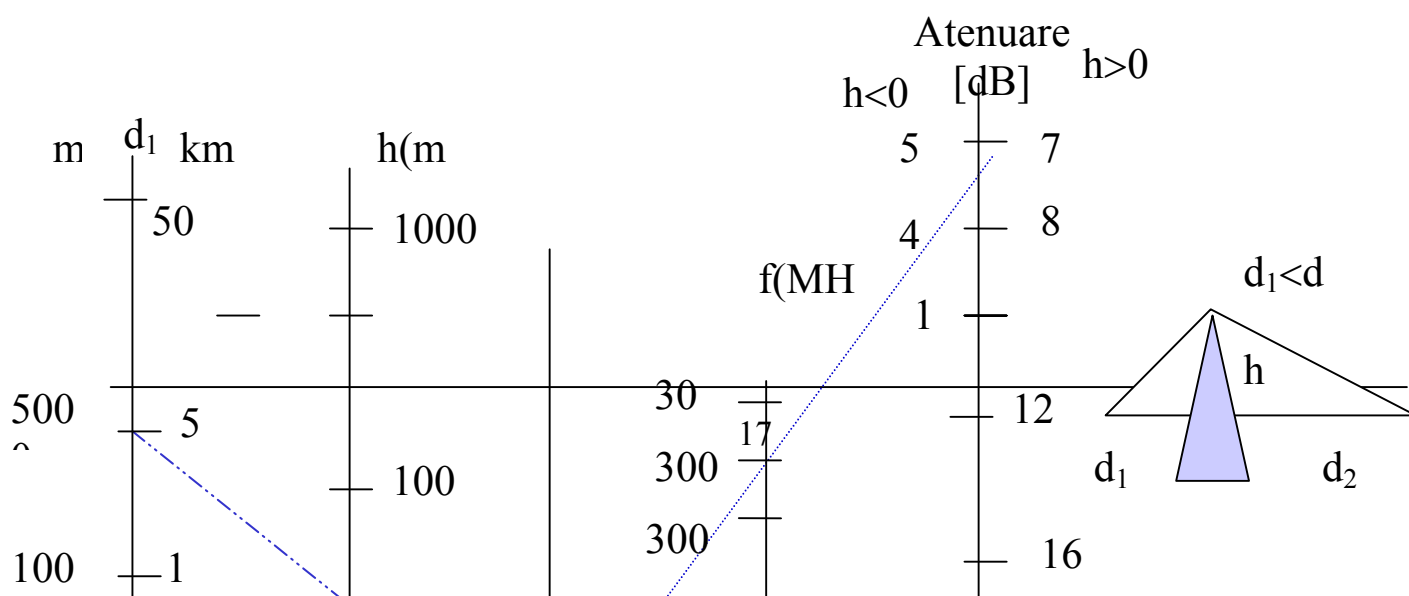
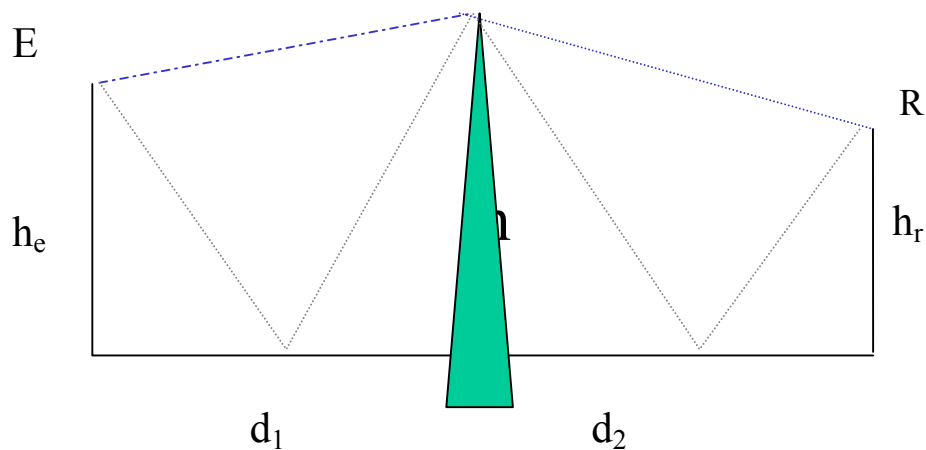


Figura 2.1.13. Comparație între evaluarea exactă și cea aproximativă.

- Calculul integralei Fresnel, fie și cu relațiile aproximative, poate fi realizat mai expeditiv grafic cu ajutorul unor nomograme;
- O astfel de nomogramă - Bullington.



- Relațiile prezentate nu țin cont de reflecțiile suplimentare la sol;
- luarea lor în considerație ameliorează aproximația;



2.1.6. Extinderea metodei 'muchie de cuțit' în cazul mai multor obstacole

A. Bullington

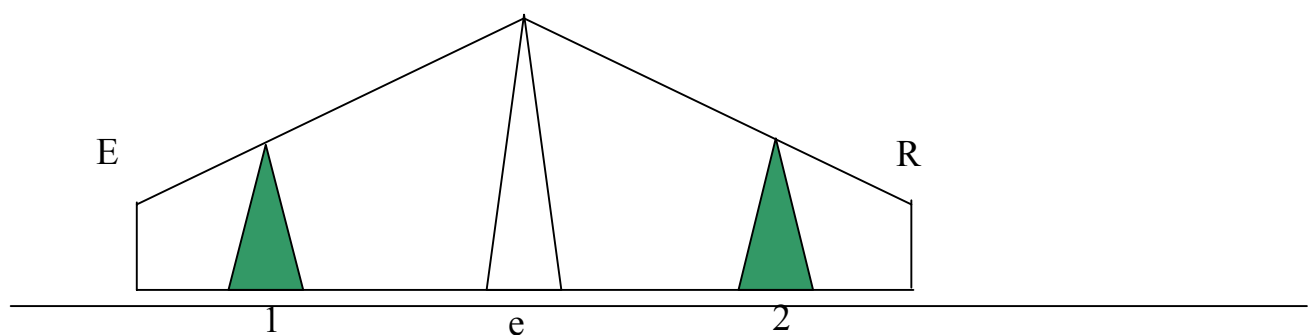


Fig. 2.1.15 18

B. Epstein-Peterson

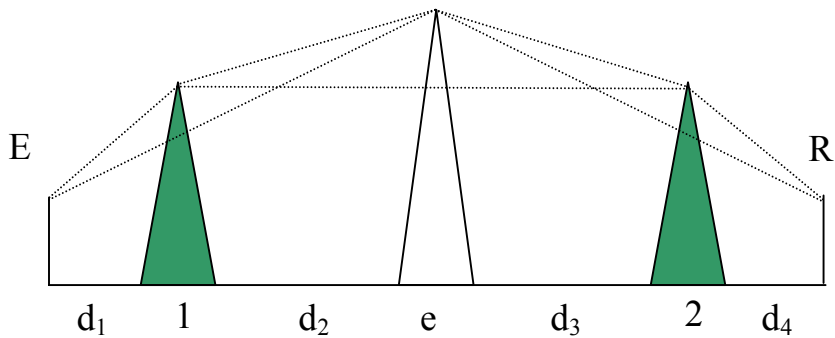


Fig. 2.1.16

- Se pot pierde obstacole importante;

$$L = \sum L_{ok}$$

- apar erori mari dacă două obstacole sunt prea apropiate; se introduce o corecție dependentă de distanță.

C. Metoda Japoneză

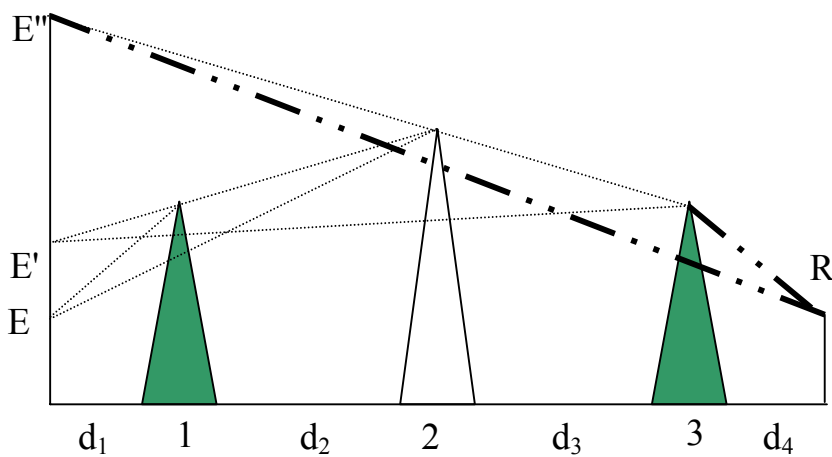


Fig. 2.1.17

1.T12

2.T'23

3.T"3R

- este o variantă relativ optimistă.

D. Metoda Deygout

- metoda 'muchiei principale'
- se evaluează parametrul v pentru fiecare muchie ca și cum ar fi singura;
- muchia cu v_{\max} - muchie principală.

$$L = L_p + L_{e-p} + L_{p-k}$$

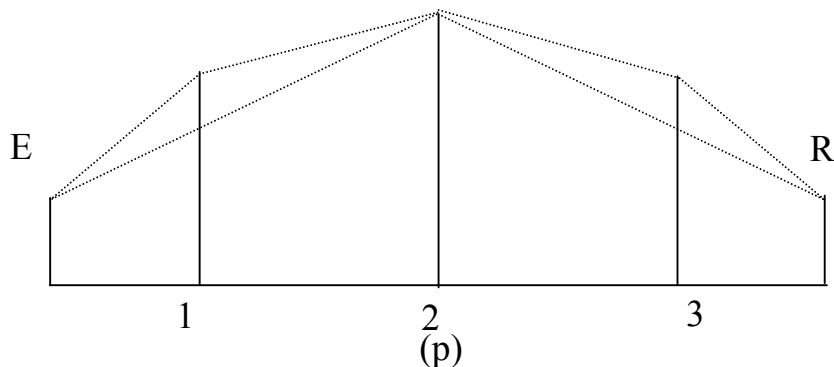


Fig. 2.1.18

- practic se aleg trei obstacole.
- rezultatele sunt cam pesimiste.

2.1.7. Difrakția pe un cilindru

- În practică multe obiecte au dimensiuni mult mai mari comparativ cu lungimea de undă.
- Se constată că pierderile de propagare sunt mult mai mari decât în cazul difracției pe “muchie de cuțit”.

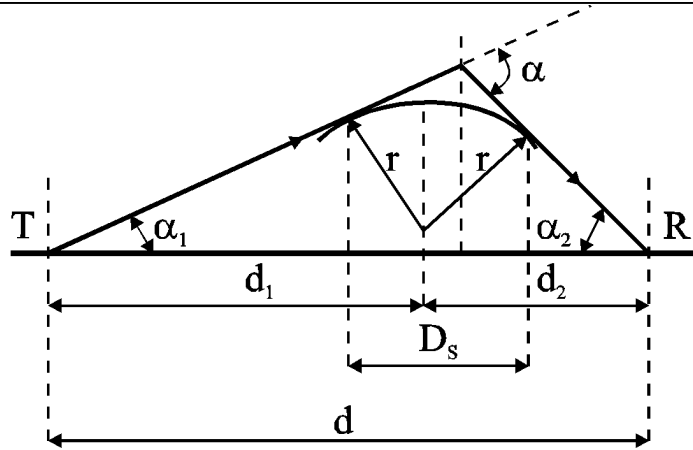


Figura 2.1.19. Geometria difracției pe un cilindru.

➤ Există două metode de predicție a pierderilor de propagare prin difracție pe un cilindru:

- **modelul Hacking:**

$$L_{\text{Hacking}}(\lambda) [\text{dB}] = L_{\text{KnifeEdge}}(\lambda) [\text{dB}] + 11,7 \sqrt{\frac{\pi r}{\lambda}} \alpha [\text{dB}]; \quad (2.1.29)$$

- **modelul Dougherty:**

$$L_{\text{Dougherty}}(\lambda) [\text{dB}] = L_{\text{KnifeEdge}}(\lambda) [\text{dB}] + A(0, \rho(\lambda)) [\text{dB}] + U(v(\lambda)\rho(\lambda)) [\text{dB}]; \quad (2.1.30)$$

➤ Aici ρ este un parametru adimensional

$$\rho = \sqrt[6]{\frac{\lambda}{\pi}} r^{\frac{1}{3}} \sqrt{\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}},$$

iar funcțiile $A(v, \rho)$ și $U(v\rho)$ sunt determinate empiric;

$$A(0, \rho) = 6 + 7,19\rho - 2,02\rho^2 + 3,63\rho^3 - 0,75\rho^4 \quad \rho < 1,4$$

$$U(v\rho) = \begin{cases} (43,6 + 23,5v\rho) \log_{10}(1 + v\rho) - 6 - 6,7v\rho & v\rho < 2 \\ 22v\rho - 20 \log_{10}(v\rho) - 14,13 & v\rho \geq 2 \end{cases}$$

➤ polarizare orizontală.

➤ pentru unde cu polarizare verticală - rezultate aproximative;

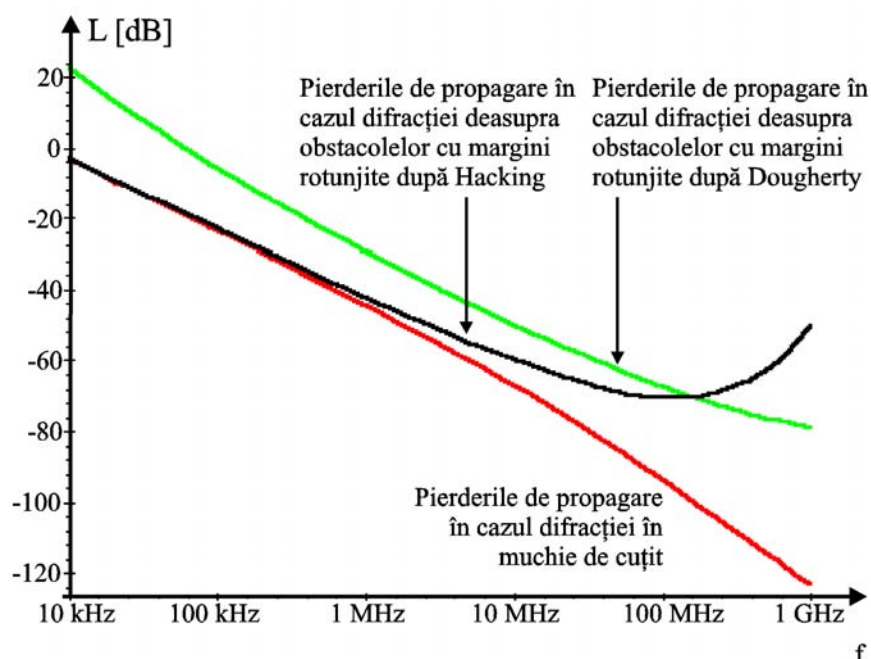


Figura 2.1.20. Pierderile de propagare după Dougherty și Hacking .

2.2. Modele de predicție a propagării

- Rolul predicției pierderilor datorate propagării în proiectarea unui sistem radio mobil,
- Permit determinarea parametrilor optimi ai sistemului de comunicație radio în vederea asigurării unei legături eficiente în zona de interes;
- Propagarea semnalului este influențată de o serie de factori:
 - în zonele urbane, efectul clădirilor și al altor obstacole,
 - în zonele rurale: umbrirea, absorbția și dispersia produse de copaci și vegetație
- De exemplu vegetația poate cauza pierderi substanțiale, în special la

frecvențe înalte.

2.2.1. Modele de predicție a pierderilor în zone cu iregularități

2.2.1.1. Modelul Egli

- Modelul își propune predicția pierderilor medii, adică pierderile care nu depășesc pe mai mult de 50% din locații și / sau pentru mai mult de 50% din timp.
- Modelul Egli are la bază ecuația de propagare prin reflecție pe suprafețele plane;
- S-au introdus coeficienți de corecție.
- Expresia pierderilor de propagare medii după Egli este:

$$L_{50} = G_R G_T \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \beta, \quad (2.1.31)$$

β este un factor care ține cont de pierderile suplimentare și de dependența de frecvență

$$\beta = \left(\frac{40}{f[\text{MHz}]} \right)^2. \quad (2.1.32)$$

- S-a constatat faptul că valoarea lui β depinde de neregularitățile terenului, relația (2.1.32) reprezintă o valoare medie.
- Curbele din figura 2.2.1 reprezintă abaterea lui β de la valoarea medie la 40 MHz, în funcție de teren în ipoteza că înălțimea acestuia este distribuită lognormal în jurul valorii medii, și de frecvență.

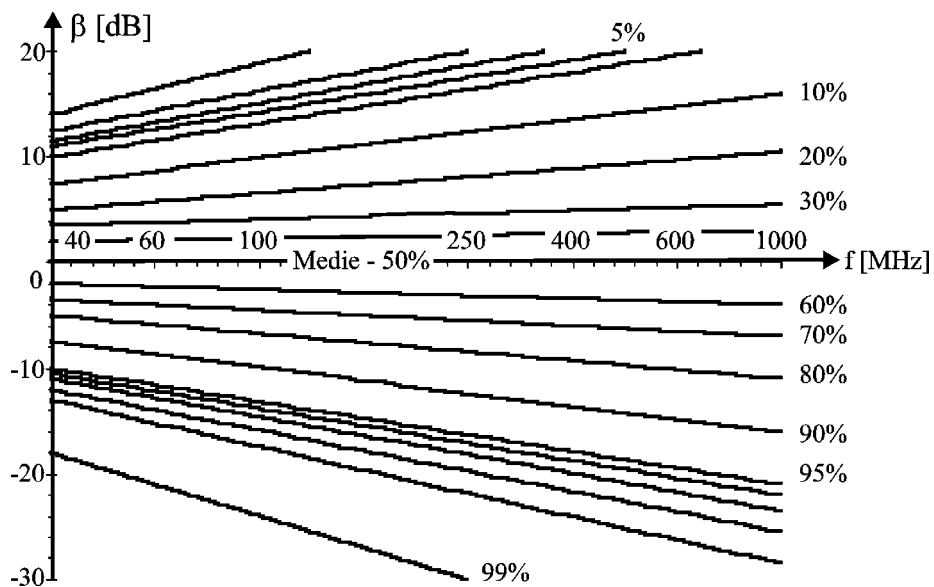
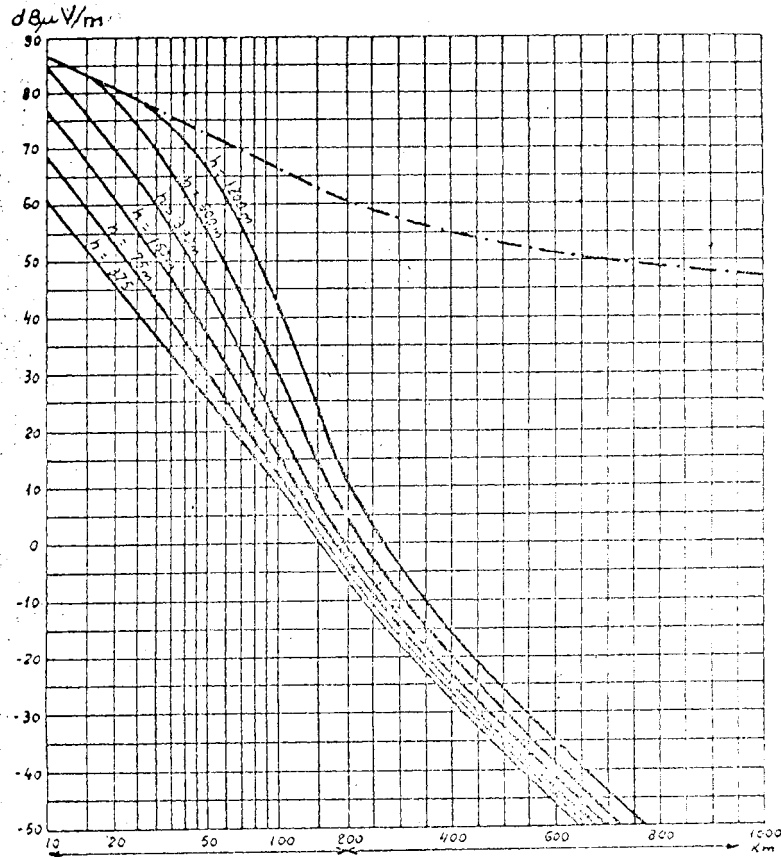


Figura 2.2.1. Factorul de teren pentru propagarea bază-mobil.

2.2.1.2. Modelul CCIR. Metoda Carey

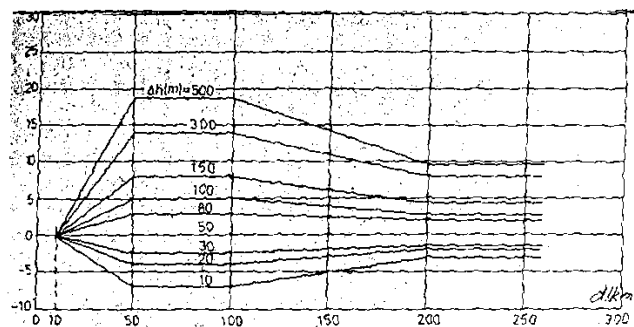
- CCIR a publicat o serie de curbe pentru valorile intensității câmpului electric bazate pe analize statistice a unei mari cantități de date strânse din multe țări,
- Curbele sunt aplicabile pe multe zone deluroase din Europa și America de Nord:
 - Tipic, iregularitatea terenului, Δh , este de 50 m,
 - frecvența semnalului este cuprinsă între 450..1000 MHz.
- Pentru a determina valoarea câmpului pentru o situație specifică, se utilizează un coeficient de corecție a atenuării care depinde de distanța d și iregularitatea terenului Δh .
- Curbele de referință CCIR prezintă variația intensității câmpului care nu este depășită la recepție pentru mai mult de 50 % din locații și 50 %, din timp, pentru
 - teren uscat și pentru mare,
 - antena mobilă de înălțime 1,5 m, 3 m sau 10 m ;
 - antena stației de bază de înălțime cuprinsă între 30..1200 m.

- Ipoteză: valorile câmpului sunt distribuite lognormal în jurul valorii medii prezise (intensitatea câmpului în dB urmărește o distribuție gaussiană).
- Valorile deviației standard, exprimate ca funcție de distanță și



iregularitățile terenului, permit estimarea intensității câmpului în termenii de interes, procente din spațiu și timp.

- Iregularitatea (neuniformitatea) Δh a reliefului este definită ca fiind diferența (exprimată în m) între planele deasupra cărora se află 10 %, respectiv 90 %, din traseul cuprins între 10 km și 50 km pornind de la punctul de plecare către punctul de recepție.

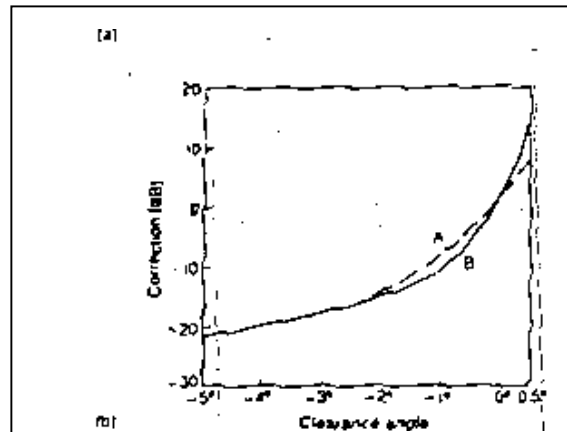
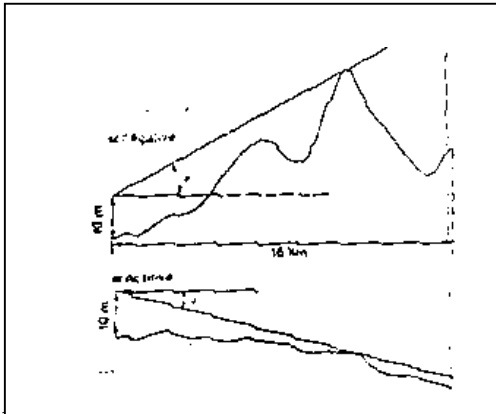


- În cazul comunicațiilor celulare mobile, dat fiind faptul că utilizarea definiției de mai sus poate deveni improprie pentru cazul în care punctul de recepție este situat la distanțe mai mici de 50 km față de punctul de emisie, **nu se mai fac corecțiile impuse de iregularitatea terenului.**
- Se remarcă faptul că

$$L[\text{dB}] = 20 \lg E + 10 \lg \frac{c^2 G_m}{4 \pi f^2 Z_0 P_b}, \quad (2.2.3)$$

deci

$$L[\text{dB}] = E[\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})] - 120 \text{ dB} + 10 \lg \frac{c^2 G_m}{4 \pi f^2 Z_0 P_b}. \quad (2.2.4)$$



- În banda de 450 MHz, pentru servicii analogice de comunicații mobile și bazat pe recomandările CCIR s-a dezvoltat modelul Carey;
- Acesta constituie aproximarea analitică a curbelor de propagare 50 % din locuri, 50 % din timp, cu relații de forma:

$$L_{\text{Carey}}[\text{dB}] = \begin{cases} 110,7 - 19,1 \lg h_b[\text{m}] + 55 \lg d[\text{km}], & \text{pentru } 8 \leq d[\text{km}] < 48 \\ 91,8 - 18 \lg h_b[\text{m}] + 66 \lg d[\text{km}] & , \text{ pentru } 48 \leq d[\text{km}] < 96 \end{cases} \quad (2.2.5)$$

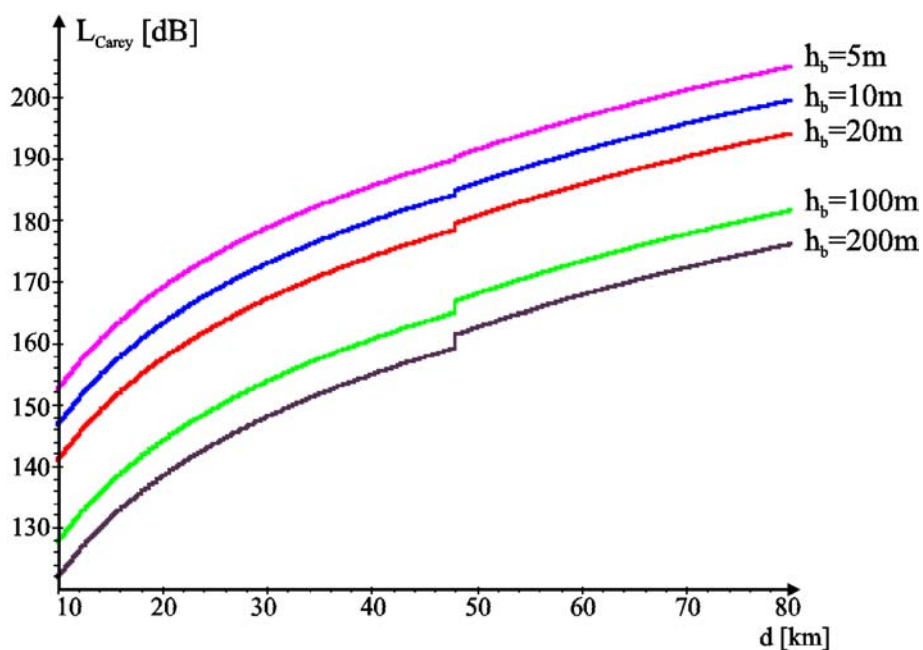


Figura 2.2.2. Pierderile de propagare după modelul Carey.

2.2.2. Modele de predicție a pierderilor în zone populate

2.2.2.1. Modelul Okumura

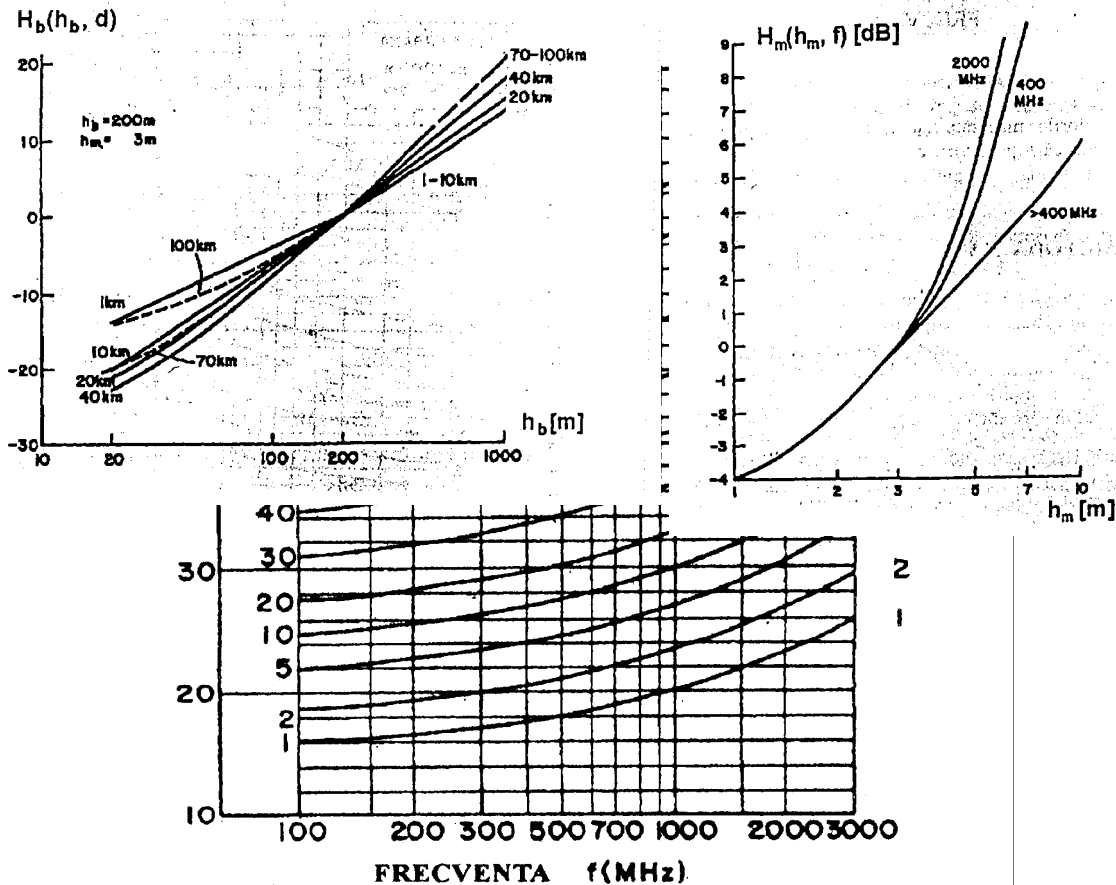
➤ Metoda Okumura are la bază relația:

$$L_{50\%} = L_{\text{Free Space}} + A_{\text{mu}}(f, d) + H_{\text{tu}} + H_{\text{ru}} \quad (2.1.36)$$

unde:

- $A_{\text{mu}}(f, d)$ atenuarea medie în mediul urban relativ la propagarea în spațiul liber pentru medii cvasi-netede (caracterizate de iregularități sub 20 m) fig.2.16:

- H_{tu} - factorul de câștig dependent de înălțimea efectivă a antenei stației de bază și de distanță (relativ la $h_{bo}=200m$);
- H_{ru} - factorul de câștig dependent de înălțimea antenei mobilului h_m și de frecvența (relativ la $h_{mo}=3m$).



- Hata a dat o formulare empirică pentru relațiile ce descriu curbele folosite de Okumura;
- Această formulare este limitată la terenuri cvasi-netede și pentru domenii de valori foarte precise pentru parametrii de intrare:

$$1m \leq h_m \leq 10m, 30m \leq h_b \leq 300m, \\ 1km \leq d \leq 20km, 150MHz \leq f \leq 1500MHz$$

$$L_p = \begin{cases} A + B \log_{10}(d) & \text{zone urbane} \\ A + B \log_{10}(d) - C & \text{zone suburbane} \\ A + B \log_{10}(d) - D & \text{zone deschise} \end{cases}$$

- d este exprimată în km iar constantele A , B , C , D sunt date de expresiile:

$$A = A(f, h_b, h_m) = 69.55 + 26.15 \log_{10}(f) - 13.82 \log_{10}(h_b) - a(h_m)$$

$$B = B(h_b) = 44.9 - 6.55 \log_{10}(h_b)$$

$$C = C(f) = 2 \left[\log_{10} \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 + 5.4$$

$$D = D(f) = 4.78 [\log_{10}(f)]^2 - 18.33 \log_{10}(f) - 40.49$$

- Parametrul a depinde și de categoria orașului:

- Pentru orașe de mărime medie și mică

$$a = a(h_m) = [1.1 \log_{10}(f) - 0.7] h_m - [1.56 \log_{10}(f) - 0.8]$$

- Pentru orașe de mărime mare

$$a = a(h_m) = \begin{cases} 8.29 [\log_{10}(1.54 f)]^2 - 1.1 \text{ dB} & f \leq 200 \text{ MHz} \\ 3.2 [\log_{10}(11.75 f)]^2 - 4.97 \text{ dB} & f \geq 400 \text{ MHz} \end{cases}$$

Tabelul 2.1.16. Comparație între diferite metode de predicție.

	Spațiu liber	CCIR 370	CCIR 370 +	Okumura-Hata	Longley-Rice
Frecvența [MHz]	-	450-1000	450-1500	150-1500	
h_T [m]	-	37.5-1200	10-1200	30-200	
h_R [m]	-	10	1.5 sau 10	1 sau 10	
Aplicabilitate	-	Fixe	mobile sau fixe	mobile sau fixe	
Distanță [km]	-	10-1000	2-1000	0-20	
Utilizarea iregularităților terenului	NU	Δh	Δh	NU	Este necesar profilul complet al terenului

2.2.2.2. Metoda COST

- Comitetul European de cercetări COST-231 a stabilit un model de calcul a atenuării de traseu având la bază o serie de relații stabilite de Walfish-Bertoni și Ikegami.
- Model utilizabil pentru:
 - Celule de dimensiuni mici (de ordinul a 200-5000m), și
 - Înălțimi ale antenelor stațiilor de bază de ordinul a 4-50m și stațiilor mobile de ordinul a 1-3 m.
- Atenuarea de traseu este formată din trei componente și este dată de relația

$$L_{\text{COST}} = \min\{L_{\text{FreeSpace}}; L_{\text{FreeSpace}} - L_1 - L_2\} \quad (2.1.37)$$

- S-au utilizat următoarele notații:
 - L_1 - atenuarea rezultată ca efect al difracției câmpului electromagnetic pe acoperișurile clădirilor către stradă, cumulat cu efectul de dispersie a undelor electromagnetice;
 - L_2 - reprezintă atenuarea datorată ecranărilor multiple care se produc pe traseul de propagare.

2.2.2.3. Metoda McGeehan-Griffits

- Această metodă se bazează pe ecuația reflexiei pe suprafețe plane la care a fost adăugat un factor dependent de mediu

$$L_{\text{McGeehan}}[\text{dB}] = L_{\text{ReflectPlan}}[\text{dB}] + A[\text{dB}] \quad (2.1.38)$$

$$A[\text{dB}] = A^*[\text{dB}] - 30 \lg f[\text{MHz}] \quad (2.1.39)$$

- Unde pentru diferite medii $A^*[\text{dB}]$ este:
 - 45 ± 5 dB pentru orașe vechi cu străzi înguste, întortocheate;
 - 55 ± 5 dB pentru orașe moderne cu străzi lungi, late, drepte;
 - 65 ± 5 dB pentru zone tipic suburbane și unele zone rurale;
 - 75 ± 5 dB pentru zone deschise neobstrucționate.

2.2.2.4. Modelul Walfish-Ikegami

- Acest model ia în considerare în mod explicit pierderile de difracție, fiind deci un model potrivit pentru zone urbane cu construcții dense.
- Modelul presupune că antena de emisie a stației de bază este înălțată peste nivelul acoperișurilor și că propagarea câmpului electromagnetic are loc peste nivelul acoperișurilor, peste un număr de șiruri de clădiri paralele și echidistante, de înălțimi identice, șiruri considerate cu lungime infinită,
- În aceste condiții atenuarea poate fi exprimată de relația lui Bertoni:

$$L_{\text{Walfish-Ikegami}}[\text{dB}] = L_{\text{Free Space}}[\text{dB}] + 20 \lg Q + 20 \lg P_1, \quad (2.2.14)$$

unde:

- Q reprezintă pierderile prin difracție datorate tuturor acoperișurilor dintre stația de bază și clădirea imediat vecină stației mobile;
- P_1 reprezintă pierderile de propagare corespunzătoare traseului dintre ultimul acoperiș și stația mobilă.

2.2.2.5. Modelul Ibrahim-Parsons

- În modelul propagării Ibrahim-Parsons zonele de test au fost caracterizate introducându-se doi parametri:
 - **factorul de utilizare a terenului L (Land Usage Factor)** - procentajul din zona de test care este acoperită cu clădiri, indiferent de înălțimea lor;
 - **gradul de urbanizare U (Degree of Urbanization)** - procentul din clădirile zonei de test ce au o înălțime de 4 sau mai multe etaje; valoarea de 4 etaje a fost aleasă ca referință în urma măsurărilor experimentale.
- Gradul de urbanizare poate varia între 0 % și 100 % ,
- o valoare apropiată de 0 % indică o zonă suburbană, în timp ce o valoare apropiată de 100 % indică o zonă urbană intens dezvoltată.
- Au existat două abordări ale modelării:
 - prima expresie a fost derivată din rezultatele practice prin analiză regresivă multiplă, fiind în esență empirică;

- a doua expresie a plecat de la ecuația pierderilor de propagare în cazul reflexiei pe suprafețe plane.
- Diferența fundamentală între cele două modalități de abordare constă în faptul că în cea de-a doua expresie s-a considerat că pierderile de propagare depind de distanța sub forma $1/d^4$.
- Una dintre cele mai bune expresii folosită acolo unde există hărți pe carouri de 500 m este:

$$L_{IP} = 20 \log(0.7 H_b) + 8 \log(H_m) - \frac{f}{40} - 26 \log \frac{f}{40} + 86 \log \frac{f + 100}{156} - \\ - [40 + 14.15 \log \frac{f + 100}{156}] \log(d * 1000) - 0.265 L + 0.37 H - 0.087 U + 5.5$$

- Unde alături de U și L definiți ca mai sus apare și H care reprezintă diferența de înălțime între careul care conține mobilul și cel care conține stația de bază;
- Expresia a fost verificată pentru frecvențe cuprinse între 150 MHz și 1000 MHz, $H_m < 3m$, $H_b = 30..300m$, $L = 3..30\%$, $d < 10km$;
- Erorile depind de frecvență variind de la 2.1 dB la frecvențe mici la 4.2 dB la frecvențe mari;

2.2.2.6 Modelul Lee

- Recomandat pentru gama de 900 MHz;
- Prezintă două moduri de operare:
 - Arie la arie
 - Punct la punct
- Pentru comunicația pe o arie parametrii implicați sunt:
 - atenuarea mediană la $d=1km$, L_0 ;

- panta de creștere atenuării, γ ;
 - un factor de corecție F_0 ;
- Valorile pentru variabilele γ și L_0 au fost deduse pe bază experimentală;

Mediu	$L_0[\text{dB}]$	γ
Spațiu liber	91,3	20
Rural	91,3	43,5
Suburban	104	38,3
Urban	112,8...128	30...43,1

- Acestea au fost evaluate pentru: $f_0=900$; $h_b=30,48\text{m}$; $P_0=10\text{W}$; $h_m=3\text{m}$; $G_{b0}=6\text{dB}$
- Atenuarea pentru alte condiții este dată de expresia:

$$L = L_0 + \gamma \log d + F_0$$

$$F_0 = F_1 F_2 F_3 F_4$$

$$F_1 = \left(\frac{h_b}{h_r} \right)^2 = \left(\frac{h_b}{30,5} \right)^2$$

$$F_2 = \left(\frac{P_e}{P_{e0}} \right) = \frac{P_e(\text{W})}{10}$$

$$F_3 = \frac{G_b}{G_{b0}} = \frac{G_b}{4}$$

- F_4 - corecție pentru înălțimea antenei mobilului.

$$F_4 = \left(\frac{h_m}{h_{m0}} \right)^2 = \left(\frac{h_m}{h_{m0}} \right) \quad h_m > 10\text{m}$$

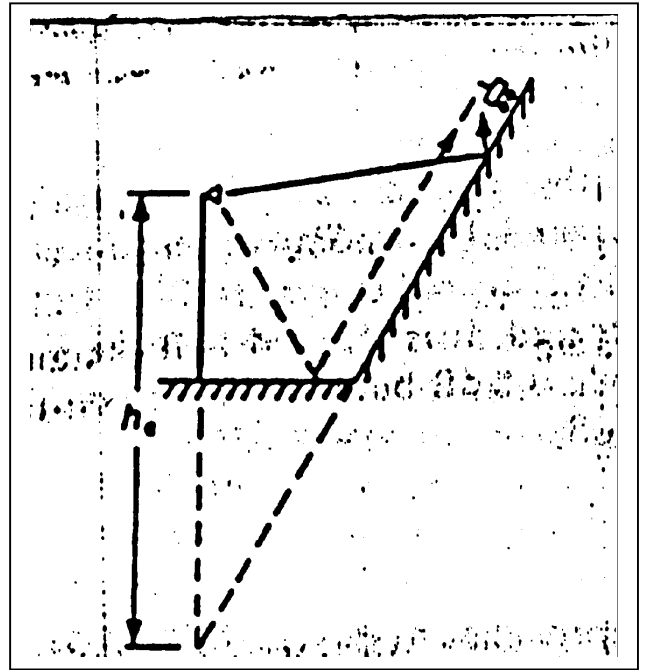
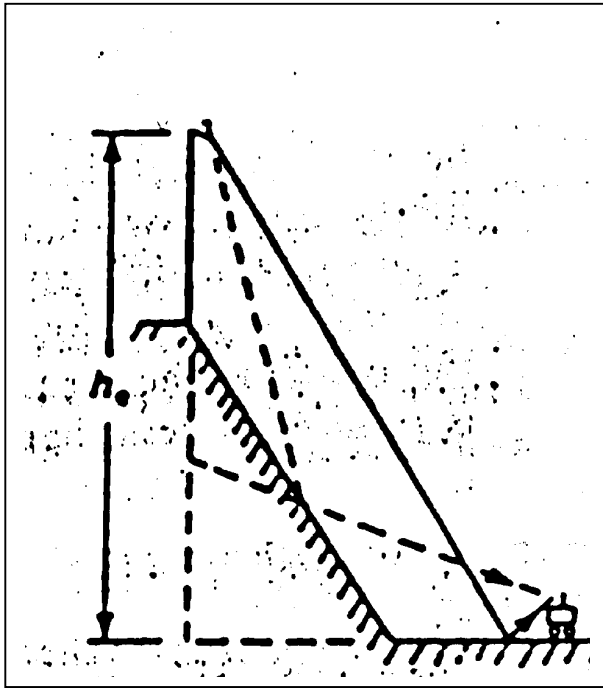
- S-a sugerat și un factor de corecție cu frecvența de forma $(f/f_0)^n$ $n=2...3$.

b)comunicație punct la punct

- Se ține cont mai exact de teren
- Dacă există căi neobturate se folosește expresia

$$L' = L + 20 \log \left(\frac{h_e}{h_{b0}} \right)$$

- trebuie stabilită înălțimea efectivă a antenei stației de bază.
- Dacă mobilul se mișcă h_e se modifică (a se vedea desenele următoare);



Erori: a) 8 dB, a) 3 dB.

2.4. Caracterizarea fenomenului de propagare pe căi multiple

2.4.1. Fenomenul propagării pe căi multiple. Fadingul

- Fluctuațiile semnalului sunt cunoscute sub numele de **fading**;
 - fluctuațiile rapide ale semnalului cauzate de propagarea multiplă sunt cunoscute sub numele de **fading rapid**. Fadingul rapid este observat la distanțe de aproximativ $\lambda/2$, fiind frecvente scăderi de -20 dB, și chiar -30 dB în unele situații.
 - variațiile lente ale mediei amplitudinii semnalului recepționat sunt cunoscute sub numele de **fading lent**, **umbrire** sau **fading**

lognormal datorită distribuției lognormală a mediei pierderilor de propagare.

- În practică, există câteva unde sosite pe căi de propagare diferite ce se combină în diferite moduri, în funcție de amplasament, ducând la o anvelopă a semnalului mult mai complicată.
- Variațiile temporare sau schimbările dinamice ale căilor de propagare sunt în strânsă legătură cu deplasarea receptorului și, indirect, cu efectul Doppler care apare.
- Rata schimbării fazei (ce apare datorită deplasării) este aparent o deplasare Doppler în frecvență pentru fiecare cale de propagare.
- Pentru a ilustra acest fenomen se consideră un mobil ce se deplasează cu viteza v de-a lungul traseului AA' , primind semnal din punctul de dispersie S . Distanța incrementală d este dată de $d = v\Delta t$ și, din geometria figurii, este evident faptul că modificarea relativă a căii de propagare este $\Delta l = d \cos \alpha$.
- Valoarea defazajului se determină ca fiind

$$\Delta\varphi = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = -\frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \alpha, \quad (2.4.1)$$

- iar schimbarea aparentă a frecvenței (deplasarea Doppler) este

$$\delta f = -\frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha. \quad (2.4.2)$$

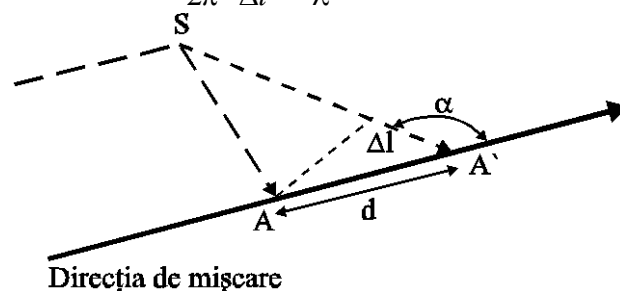


Figura 2.4.1. Efectul Doppler.

2.4.2. Metode de modelare matematică a fadingului

- Pentru a explica caracteristicile statistice observate ale câmpului electromagnetic, precum și variațiile anvelopei și fazei semnalului asociat, au fost propuse succesiv câteva modele de propagare pe căi multiple.
- Primul dintre aceste modele se datorează lui **Ossana** care a încercat explicarea fenomenului prin interferența undelor incidentă și reflectate de clădirile amplasate aleator.
- Se impunea ca urmare adoptarea unui model pentru care fenomenul de bază ar fi fost difuzia.
- Pe baza sugestiilor lui Gilbert, **Clarke** a dezvoltat un model în care se presupunea că la antena mobilului câmpul incident este compus dintr-un număr de unde plane de faze aleatoare.
- Dezavantajul principal al modelului Clarke constă în restricția impusă de presupunerea că undele sosesc orizontal, modelul fiind deci în esență unidimensional.
- Un model mai recent, datorat lui **Aulin**, încearcă să coreleze aceste neconcordanțe generalizând modelul Clarke prin considerarea unor traiectorii tridimensionale pentru undele polarizate vertical.
- Un model mai recent, modelul Parsons este mult mai laborios din punct de vedere matematic și conduce la rezultate aproximativ similare.

2.4.2.1. Modelul de difuzie

- În fiecare punct de recepție se presupune că semnalul este rezultatul compunerii a N unde plane.
- Unda de indice n este caracterizată de următorii parametrii aleatori

și statistic independenți:

- amplitudinea C_n ;
- defazajul Φ_n față de o referință arbitrară;
- unghiurile spațiale α_n și β_n .

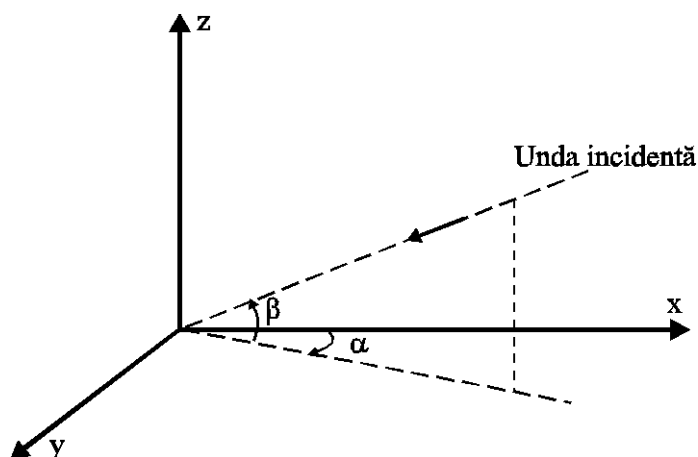


Figura 2.4.2. Cadrul spațial de referință. Unghiul α este în planul orizontal 0xy, iar β este în planul vertical.

2.4.2.2. Unghiul de dispersie al semnalului recepționat

- Dacă emițătorul sau receptorul sunt în mișcare, componentele semnalului recepționat vor fi deplasate Doppler,
- schimbarea frecvenței fiind funcție de unghiurile spațiale de sosire ale undei α_n și β_n , precum și de direcția de deplasare.
- În termenii cadrului de referință din figura 2.4.2 unda de indice n suferă o modificare a frecvenței dată de

$$\delta f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cos \beta_n \quad \text{Error! No text of specified style in document..1}$$

(2.4.3)

- toate componentele spectrale ale semnalului transmis vor fi afectate de efectul Doppler deci, pentru studiul fadingului, este suficientă studierea comportării purtătoarei nemodulate.
- receptorul trebuie să dispună de o bandă suficient de largă pentru a se permite recepția corectă în situațiile extreme.

Tabelul 2.4.1. Expresia PDF pentru unghiul de sosire al undelor în plan vertical β .

Model	Expresia PDF pentru unghiul de sosire al undelor în plan vertical β
Clarke	$p_{\beta}(\beta) _{\text{Clarke}} = \delta(\beta)$
Aulin	$p_{\beta}(\beta) _{\text{Aulin}} = \begin{cases} \frac{\cos \beta}{\sin \beta_m}, & \beta \leq \beta_m \leq \frac{\pi}{2} \\ 0, & \text{in rest} \end{cases}$
Parsons	$p_{\beta}(\beta) _{\text{Parsons}} = \begin{cases} \frac{\pi}{4 \beta_m } \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\beta}{\beta_m}\right), & \text{pentru } \beta \leq \beta_m \leq \frac{\pi}{2} \\ 0, & \text{in rest} \end{cases}$

- Funcția densitate de probabilitate a unghiului α este propusă de Clarke, perpetuându-se și în modelele Aulin și Parsons

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{1}{2\pi} \cdot \text{Error! No text of specified style in document..2} \quad (2.4.4)$$

2.4.3. Fadingul modelat Rayleigh

2.4.3.1. Amplitudinea semnalului recepționat

- Anvelopa $r(t)$ a semnalului complex recepționat are funcția densitate de probabilitate

$$p_r(r) = \frac{r}{r^2} \exp\left(\frac{-r^2}{2r^2}\right) \cdot \text{Error! No text of specified style in document..1} \quad (2.4.5)$$

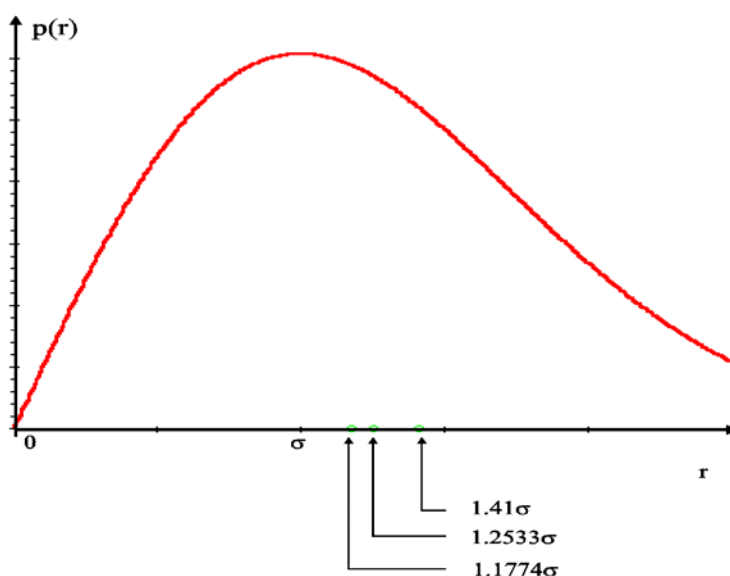
- probabilitatea ca anvelopa să nu depășească o valoare R dată este dată de funcția de distribuție cumulativă

$$P(r \leq R) = P_r(R) = \int_0^R p_r(r) dr = 1 - \exp\left(\frac{-R^2}{2r^2}\right) \cdot \text{Error! No text of specified style in document..2} \quad (2.4.6)$$

- serie de alți parametri statistici ai anvelopei pot fi exprimați în funcție de constanta σ (dispersia componentelor în fază și cuadratură ale semnalului), fiind prezentați în tabelul 2.4.2.

Tabelul 2.4.2. Expresiile parametrilor statistici ai anvelopei semnalului recepționat.

Valoarea medie a anvelopei	$\bar{r} = E\{r\} = \int_0^{\infty} r p_r(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma$
Valoarea medie pătratică	$E\{r^2\} = \int_0^{\infty} r^2 p_r(r) dr = 2\sigma^2$
Dispersia	$\sigma_r^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2} \right) = 0.4292\sigma^2$
Valoarea mediană	$r_M = \sqrt{2\sigma^2 \ln 2} = 1.1774\sigma$

**Figura 2.4.3.** Funcția densitate de probabilitate a distribuției Rayleigh; valorile mediană, medie și pătratică - medie.

- În multe situații este mult mai comodă exprimarea funcției densitate de probabilitate și a probabilității relativ la valorile \bar{r} , \bar{r}^2 și r_M (tabelul 2.4.3).

Tabelul 2.4.3. Expresiile funcției densitate de probabilitate și ale probabilității relativ la \bar{r} , \bar{r}^2 și r_M .

	Funcția densitate de probabilitate $p_r(r)$	Probabilitatea $P_r(r)$
Valoarea medie \bar{r}	$p_r(r) = \frac{\pi r}{\bar{r}^2} \exp\left[-\frac{\pi r^2}{4\bar{r}^2}\right]$	$P_r(r) = 1 - \exp\left[-\frac{\pi R^2}{4\bar{r}^2}\right]$
Valoarea pătratică	$p_r(r) = \frac{2r}{r^2} \exp\left[-\frac{r^2}{r^2}\right]$	$P_r(r) = 1 - \exp\left[-\frac{R^2}{r^2}\right]$

medie $\overline{r^2}$		
Valoarea mediană r_M	$p_r(r) = \frac{2r \ln 2}{r_M^2} \exp\left[-\frac{r^2 \ln 2}{2r_M^2}\right]$	$P_r(r) = 1 - 2^{-\left(\frac{r}{r_M}\right)^2}$

2.4.3.2. Faza semnalului recepționat

$$\theta(t) = \arctg\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \quad (2.4.7)$$

- Unde $I(t)$ și $Q(t)$ sunt componentele în fază și cuadratură.
- faza $\theta(t)$ este uniform distribuită în intervalul $[0, 2\pi)$:

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.4.8)$$

- Rezultatul (2.4.8) era previzibil intuitiv: într-un semnal compus dintr-un număr de componente de faze aleatoare ar fi surprinzătoare existența unei faze rezultante preferențiale. Faza rezultantă este aleatoare și va lua orice valori în domeniul $[0, 2\pi)$ cu probabilitate egală.

Tabelul 2.1.24. Expresiile parametrilor statistici ai fazei semnalului recepționat.

Valoarea medie a fazei	$E\{\theta\} = \int_0^{2\pi} \theta^2 p_\theta(\theta) d\theta = \pi$
Valoarea medie pătratică	$E\{\theta^2\} = \int_0^{2\pi} \theta^2 p_\theta(\theta) d\theta = \frac{4\pi^2}{3}$
Dispersia	$\sigma_\theta^2 = E\{\theta^2\} - (E\{\theta\})^2 = \frac{\pi^2}{3}$

2.4.3.3. Rata de depășire a pragului. Durata medie a fadingului

- Interesează:
 - descrierea cantitativă a ratei de apariție a minimelor de orice valoare, și
 - durata medie a unui minim sub un prag ales.
- Aceste rate constituie un instrument valoros în alegerea
 - ratei de transfer a biților,
 - lungimii cuvintelor
 - schemelor de codare în sistemele digitale radio
- ele permit o evaluare a performanțelor sistemelor.
- Informația necesară este prezentată în termenii **rata de depășire a pragului și durata medie a fadingului**, (fig. 2.4.4).

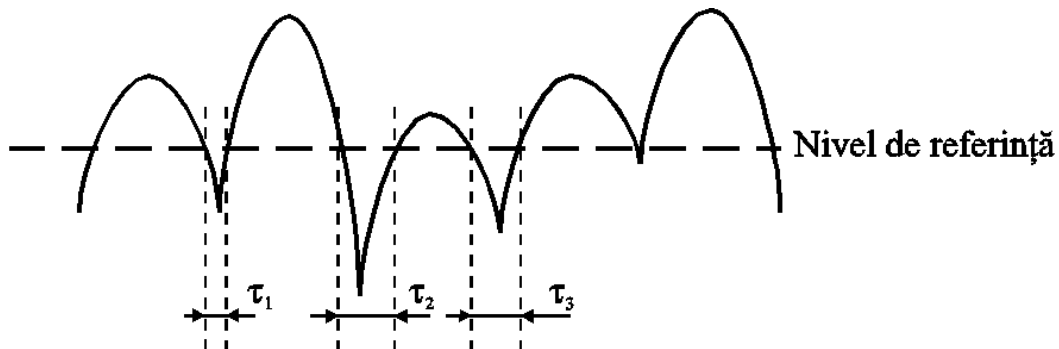


Figura 2.4.4. Rata de depășire a pragului. Durata medie a fadingului.

- **Rata de depășire a pragului (LCR - Level Crossing Rate)** pentru orice valoare specificată a pragului este definită ca fiind numărul de treceri ale anvelopei peste (sau sub) nivelul stabilit.
- Rata medie de depășire a nivelului R se calculează cu expresia:

$$N_R = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_D \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{Error! No text of specified style in document..1}$$

(2.1.48)

- Numărul mediu normat de depășiri ale nivelului (per lungimea de undă)

$$\frac{N_R}{f_D} = \sqrt{2\pi \ln 2} \left(\frac{R}{r_M} \right)^2 2^{-\left(\frac{R}{r_M} \right)^2} \quad \text{Error! No text of specified style in document..2}$$

(2.1.49)

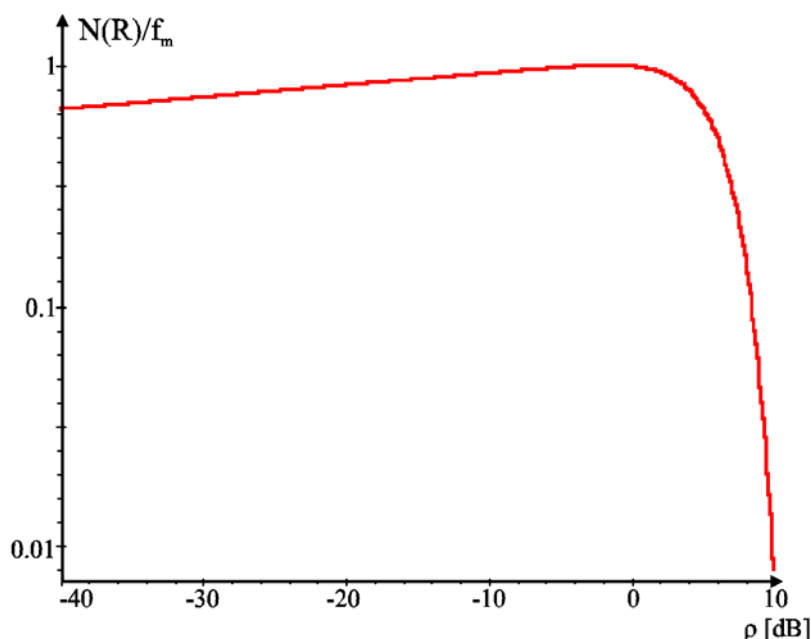


Figura 2.26. Rata normalată de depășire a nivelului pentru un monopol vertical în condițiile difuziei izotrope.

- **Durata medie a minimelor (AFD - Average Fade Duration)** este media perioadelor cât semnalul recepționat are un nivel sub un

$$L_R = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \frac{\exp\left[\frac{R^2}{2\sigma^2}\right] - 1}{R} \quad \text{Error! No text of specified style in document..3}$$

(2.1.50)

prag prestabilit R .

- expresie ce poate fi scrisă și sub forma

$$L_R = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho f_D \sqrt{2\pi}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi \ln 2}} \frac{2^{\left(\frac{R}{r_M} \right)^2} - 1}{\frac{R}{r_M}} \quad \text{Error! No text of specified style in document..4}$$

(2.1.51)

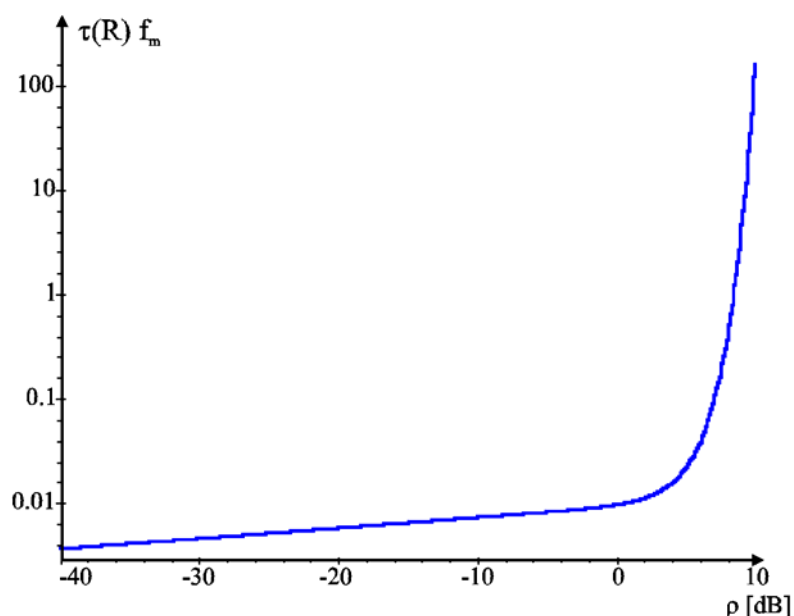


Figura 2.1.27. Durata medie normalată a minimelor fadingului pentru un monopol vertical în condițiile difuziei izotrope.

Tabelul 2.1.28. Lungimea medie a fadingului (AFD) și rata de depășire LCR pentru praguri măsurate față de valoarea mediană.

Adâncimea minimei fadingului [dB]	Lungimea medie a fadingului [λ]	Rata medie a depășirilor, LCR [λ^{-1}]
0	0.479	1.043
-10	0.108	0.615
-20	0.033	0.207
-30	0.010	0.066

- Este important de știut cât de des trebuie eșantionat un semnal afectat de fading Rayleigh pentru a se asigura detectarea minimelor de orice nivel;
- De exemplu, pentru a se detecta aproximativ 50% din minimele datorate fadingului sub pragul situat la 30 dB sub nivelul median, semnalul trebuie eșantionat la fiecare 0.01λ (900 MHz, 0.33 cm).

2.1.3.4. Fadingul modelat Rice

- unde componentele ale semnalului compozit recepționat la stația

mobilă sunt de amplitudine egală sau aproximativ egală.

- Această ipoteză este valabilă validă într-o varietate de scenarii deoarece în general stația mobilă nu dispune de o cale de propagare în vizibilitate directă și deci nu există o undă de amplitudine predominantă.
- Există însă situații (spre exemplu în celulele mici ale unui sistem de comunicație radio celular) unde pot apare căi de propagare în vizibilitate directă,
- Poate fi vorba și de o componentă dominantă rezultată din difuzie.
- Problema este similară cu cea a semnalului sinusoidal înecat în zgomot aleator. Intuitiv, se poate estima faptul că vor fi mai puține minime, iar componenta speculară va contribui substanțial în spectru.
- Funcția densitate de probabilitate comună a anvelopei și fazei semnalului cu o componentă dominantă r_s este dată de

$$p_r(r) = \frac{\sigma}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right] J_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right); \text{Error! No text of specified style in document..1}$$

(2.1.52)

se recunoaște distribuția Rice ce se reduce la cazul distribuției Rayleigh pentru $r_s = 0$.