

1 Probleme fundamentale privind propagarea VHF și UHF: propagarea în spațiul liber și reflexia

Studiul comportării canalului radio mobil reprezintă o etapă importantă în proiectarea sistemelor de radiocomunicații mobile. Caracteristicile tehnice ale emițătorului/receptorului și ale antenelor sunt ajustate/alese și în funcție de canalul radio prin care se desfășoară comunicația. În realitate, canalul radio mobil se modifică aleator în timp și frecvență, iar comportarea sa poate fi prezisă, în anumite limite, cu ajutorul modelelor de propagare statistice complicate, care se vor studia mai târziu.

În această lucrare se vor studia 2 modele de propagare deterministe: modelul propagării în spațiu liber și modelul propagării deasupra suprafețelor reflectante plane.

1.1 Propagarea în spațiul liber

Modelul propagării în spațiu liber presupune existența unui emițător și a unui receptor situați la distanță mult mai mare decât lungimea de undă a radiației electromagnetice unul față de celălalt, în vizibilitate directă și la mare depărtare de alte obiecte. Este un model ideal, dar pierderile de propagare corespunzătoare acestui model vor servi drept referință pentru alte modele mai complexe cu aplicabilitate practică în proiectarea sistemelor.

1.1.1 Breviar teoretic

Antenele pot fi proiectate pentru a avea caracteristici de radiație ce nu sunt omnidirecționale și, ca urmare, este utilă utilizarea directivității antenei pentru a cuantifica abilitatea antenei de a concentra energie într-o direcție particulară. Se definește directivitatea antenei D ca fiind raportul între densitatea de putere la distanța d (pe direcția de radiație maximă) și densitatea medie de putere:

$$D = \frac{W|_d}{W_m|_d} \quad (1.1)$$

Din punctul de vedere al proiectantului este mai convenabil să se lucreze în termenii puterii la terminal și a câștigului în putere G definit ca raportul între densitatea de putere la distanța d și densitatea de putere la distanța d , dacă antena de emisie ar fi izotropă:

$$G = \frac{W|_d}{\frac{P_T}{4\pi d^2}} \quad (1.2)$$

unde $W|_d$ este densitatea de putere la distanța d (în direcția radiației maxime), iar P_T - puterea furnizată la emisie în antenă. O antena izotropă radiază energie uniform în toate direcțiile, fiind un concept pur teoretic. Dacă o antenă izotropă radiază puterea P_T , atunci densitatea de putere indusă la distanța d este dată de formula:

$$W|_d = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad (1.3)$$

energia radiată de antena izotropă distribuindu-se uniform pe o sferă cu raza d . O antenă reală situată la distanța d , va capta o anumită parte din această energie, corespunzător ariei sale efective, astfel încât puterea semnalului recepționat este:

$$P_R = A \cdot W|_d \quad (1.4)$$

Se poate arăta că între aria efectivă și câștigul în putere al antenei există relația:

$$A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (1.5)$$

Dacă antena de transmisie este localizată în spațiul liber (departe de pământ sau obstacole) atunci, considerând G_T câștigul pe direcția antenei de emisie, densitatea de putere la distanța d în direcția aleasă este:

$$W|_d = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (1.6)$$

Puterea disponibilă la antena receptoare caracterizată de aria efectivă A este:

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (1.7)$$

unde G_R este câștigul antenei receptoare. Ca urmare se obține:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (1.8)$$

care este cunoscută ca **relația fundamentală de propagare în spațiul liber** sau **ecuația Friis**. Pierderile cauzate de propagare pot fi deduse din ecuația (1.8) și exprima în dB sub forma:

$$L_F = 10 \lg \frac{P_R}{P_T} = 10 \lg G_T + 10 \lg G_R - 20 \lg f - 20 \lg d + k \quad (1.9)$$

unde

$$k = 20 \lg \frac{c}{4\pi} = 147,6 \quad (1.10)$$

Este deseori utilă particularizarea expresiei pierderilor L în cazul antenelor izotrope (ce radiază uniform în toate direcțiile, deci caracterizate prin $G = 1$), rezultând expresia pierderilor de bază L_B :

$$L_B [\text{dB}] = -32,44 \text{ dB} - 20 \lg f [\text{MHz}] - 20 \lg d [\text{km}] \quad (1.11)$$

Din ecuația (1.11) se mai remarcă faptul că puterea recepționată scade cu 6 dB cu dublarea distanței.

Observație

În unele situații este convenabilă scrierea unei expresii care să pună în evidență intensitatea câmpului electric la o anumită distanță de antena de emisie. Pentru acest lucru se utilizează relația dintre intensitatea câmpului și densitatea de putere:

$$W = \frac{E^2}{Z_0} \quad (1.12)$$

unde Z_0 este **impedanța caracteristică de undă a mediului**, având valoarea $120\pi \cong 377 \Omega$. Ca urmare ecuația poate fi scrisă ca:

$$\frac{E^2}{Z_0} = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (1.13)$$

de unde

$$E = \frac{\sqrt{\frac{Z_0 P_T G_T}{4\pi}}}{d} = \frac{\sqrt{30 P_T G_T}}{d} \quad (1.14)$$

În final se remarcă faptul că puterea maximă utilizabilă la recepție poate fi scrisă și sub forma

$$P_R = \frac{E^2 A}{Z_0} = \frac{E^2 \lambda^2 G_R}{Z_0 4\pi} = \left(\frac{E\lambda}{2\pi}\right)^2 \frac{\pi G_R}{Z_0} = \left(\frac{E\lambda}{2\pi}\right)^2 \frac{G_R}{120} \quad (1.15)$$

1.1.2 Desfășurarea lucrării

Se lansează programul **demo1rpr.m** ce trasează graficul pierderilor de propagare funcție de distanță luând frecvența f ca parametru. Date de intrare:

- distanța între emițător și receptor $d = 10 \text{ m} \dots 10 \text{ km}$;
- valorile frecvențelor $f = 1 \text{ MHz}, 4 \text{ MHz}, 12 \text{ MHz}, 100 \text{ MHz}$ și 1 GHz ;
- câștigurile antenelor $G_T = G_R = 1$.

Se urmăresc:

- reprezentarea liniară a pierderilor de propagare în spațiul liber funcție de distanță cu frecvența parametru;

- reprezentarea logaritmică a pierderilor de propagare în spațiul liber funcție de distanță cu frecvența parametru;
- reprezentarea logaritmică a pierderilor de propagare în spațiul liber funcție de frecvență cu distanța parametru.

Observație:

Se remarcă faptul că pentru frecvențele înalte (utilizate în comunicațiile mobile) pierderile de propagare sunt foarte accentuate, făcând necesară utilizarea antenelor cu câștig mare. Acest tip de antene se proiectează foarte ușor pentru benzile VHF și UHF, constituind o soluție pentru legăturile punct la punct, dar nu pentru legăturile mobile unde este necesară o acoperire omnidirecțională.

1.1.3 Întrebări

1. Care este panta variației pierderilor de propagare în spațiul liber în funcție de frecvență?
2. Care este panta variației pierderilor de propagare în spațiul liber în funcție de distanță?
3. Ce se constată în apropierea emițătorului (distanțe comparabile cu lungimea de undă)?
4. Să se determine pierderile de propagare în situația în care distanța dintre emițător și receptor este $d = 1 \text{ km}$, frecvența semnalului este $f = 900 \text{ MHz}$, iar antenele au câștigul 2 dB.
5. Fie un emițător radio cu o putere de ieșire de 50W. Dacă antena emițătorului este izotropă, iar frecvența semnalului emis este 900 MHz, să se calculeze puterea recepționată în spațiu liber la distanța $d = 100 \text{ m}$ față de emițător. Se presupune că receptorul are de asemenea o antenă izotropă.
6. Dacă puterea recepționată de o antenă cu câștigul $G_R = 2$ este $P_R = 7 \cdot 10^{-10} \text{ W}$, iar frecvența semnalului este $f = 900 \text{ MHz}$, determinați intensitatea câmpului electric la nivelul receptorului.

1.2 Coeficientul de reflexie al pământului

În cazul propagării deasupra suprafețelor reflectante semnalul recepționat este o combinație a undelor directă și reflectată. Pentru a se determina rezultanta este necesară cunoașterea coeficientului de reflexie al pământului, care va afecta unda reflectată.

1.2.1 Breviar teoretic

Amplitudinea și faza unei reflectate depind de coeficientul de reflexie al pământului în punctul de reflexie și diferă pentru unda polarizată orizontal de cea polarizată vertical. În practică, pământul nu este nici un conductor perfect, nici un dielectric perfect, deci coeficientul de reflexie depinde de **constanta dielectrică ϵ și conductivitatea σ** .

Pentru unda polarizată vertical incidentă pe suprafața Pământului (presupus perfect neted), coeficientul de reflexie este dat de

$$\rho_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}} \quad (1.16)$$

unde ϵ_r este constanta dielectrică relativă a Pământului, iar

$$\chi = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (1.17)$$

unde ϵ_0 este constanta dielectrică a spațiului liber și ω frecvența unghiulară.

Pentru unda polarizată vertical expresia corespunzătoare este:

$$\rho_v = \frac{(\epsilon_r - j\chi) \sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}}{(\epsilon_r - j\chi) \sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - j\chi) - \cos^2 \psi}} \quad (1.18)$$

Se remarcă imediat faptul că ρ_h și ρ_v sunt mărimi complexe, iar unda reflectată va diferi atât în amplitudine, cât și în fază față de unda incidentă.

Pentru polarizarea verticală amplitudinea și faza relativă a undei reflectate descresc rapid pe măsură ce ψ crește și, la un unghi cunoscut sub numele de **unghiul pseudo-Brewster**, amplitudinea atinge un minim, iar defazajul are valoarea de -90° . La valori ale lui ψ mai mari decât unghiul pseudo-Brewster, ρ_v crește din nou și faza tinde la zero.

1.2.2 Desfășurarea lucrării

Se lansează programul **demo2rpr.m** ce trasează graficele variațiilor modulelor și fazelor coeficienților de reflexie în cazul undei plane polarizate vertical, respectiv orizontal, funcție de unghiul de incidență, luând frecvența f ca parametru. Date de intrare:

- coeficienții $\epsilon_r = 15$, $\sigma = 12 \cdot 10^{-3}$;
- valorile frecvențelor $f = 1 \text{ MHz}$, 4 MHz , 12 MHz , 100 MHz și 1 GHz .

Se urmăresc:

- variația modulului coeficientului de reflexie al pământului atât pentru cazul polarizării orizontale, cât și pentru cazul polarizării verticale;
- variația fazei coeficientului de reflexie al pământului atât pentru cazul polarizării orizontale, cât și pentru cazul polarizării verticale.

1.2.3 Întrebări

1. În cazul polarizării orizontale, cum se poate caracteriza variația fazei coeficientului de reflexie în funcție de frecvență? În acest caz, care este valoarea aproximativă a fazei relative a undelor incidente și reflectate?
2. Demonstrați că la unghiuri de incidență foarte mici ($\psi \rightarrow 0$) valoarea coeficienților de reflexie nu mai depinde de frecvență și conductivitate σ a Pământului.
3. Care este valoarea aproximativă a coeficienților de reflexie pentru ambele tipuri de polarizare a undei în cazul unui unghi de incidență mic ($\psi \rightarrow 0$)?
4. Care este valoarea unghiului pseudo-Brewster în domeniul comunicațiilor mobile (frecvența peste 800MHz)?
5. Care este valoarea fazei coeficientului de reflexie în cazul în care unghiul de incidență este egal cu unghiul pseudo-Brewster?
6. Să se determine din grafice valorile unghiului pseudo-Brewster.
7. Să se determine din grafice valorile modulului coeficientului de reflexie pentru unghiul de incidență egal cu unghiul pseudo-Brewster pentru frecvențele $f = 1 \text{ MHz}$, 4 MHz , 12 MHz , 100 MHz și 1 GHz .

8. Să se prezinte o modalitate de calcul general a unghiului pseudo-Brewster în funcție de frecvență, conductivitatea σ și constanta dielectrică relativă a Pământului ϵ_r . Să se verifice cu formula dedusă valorile determinate din grafice.

1.3 Propagarea deasupra suprafețelor reflectante plane

În cazul propagării deasupra suprafețelor reflectante plane semnalul recepționat este o combinație a undelor directă și reflectată (Fig. 1.1). Modelul propagării deasupra suprafețelor reflectante plane va sta la baza majorității modelelor empirice și semi-empirice care se vor studia mai târziu.

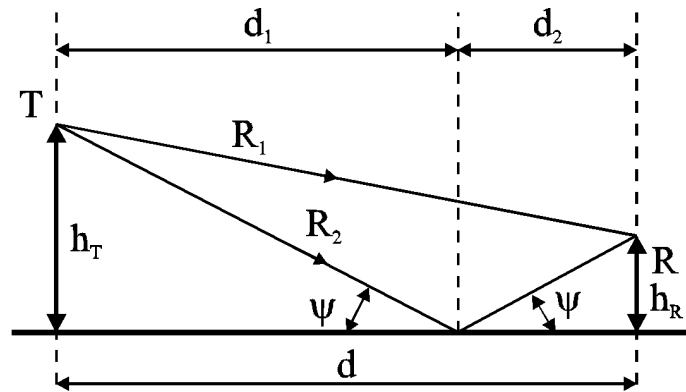


Fig. 1.1. Propagarea deasupra unei suprafețe plane

1.3.1 Breviar teoretic

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. În plus se poate presupune că suntem în situația unei incidente sub unghi ψ foarte mic și deci $\rho = -1$, și, în aceste condiții ecuația ce pune în evidență intensitatea câmpului la recepție este

$$E = E_d (1 - \exp[-j\Delta\varphi]) = E_d (1 - \cos\Delta\varphi + j\sin\Delta\varphi) \quad (1.19)$$

De aici rezultă:

$$|E| = |E_d| \sqrt{1 + \cos^2\Delta\varphi - 2\cos\Delta\varphi + \sin^2\Delta\varphi} = 2|E_d| \sin\frac{\Delta\varphi}{2} \quad (1.20)$$

și, mai mult utilizând geometria reflexiei din figura de mai sus:

$$|E| = 2|E_d| \sin\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \quad (1.21)$$

Deoarece puterea recepționată este proporțională cu pătratul intensității câmpului conform

$$P_R = E^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{\pi G_R}{Z_0} = E^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{G_R}{120} \quad (1.22)$$

și, întrucât

$$\frac{E_d^2}{Z_0} = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (1.23)$$

deci

$$E_d^2 = \frac{Z_0 P_T G_T}{4\pi d^2} = \frac{30 P_T G_T}{d^2} \quad (1.24)$$

rezultă

$$P_R = \frac{P_T G_T}{d^2} \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{G_R}{4} \cdot 4 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) = 4 P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot \sin^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) = 4 P_T G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R f}{c d} \right). \quad (1.25)$$

Dacă $d \gg h_T$ și $d \gg h_R$, ecuația (03.07) devine:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \quad (1.26)$$

Ecuația (1.26) este cunoscută sub numele de **ecuația de propagare deasupra suprafețelor netede**. Aceasta diferă de ecuația de propagare în spațiul liber sub două aspecte esențiale.

1.3.2 Desfășurarea lucrării

Se lansează programul **demo3rpr.m** ce trasează graficele pierderilor de propagare în cazul reflexiei pe suprafețe plane, funcție de distanță, luând frecvența f ca parametru. Date de intrare:

- distanța între emițător și receptor $d = 10 \text{ m} \dots 10 \text{ km}$;
- valorile frecvențelor $f = 1 \text{ MHz}, 4 \text{ MHz}, 12 \text{ MHz}, 100 \text{ MHz}$ și 1 GHz ;
- înălțimile antenelor $h_T = 10 \text{ m}$, $h_R = 1 \text{ m}$;
- câștigurile antenelor $G_T = G_R = 1$.

Se urmăresc:

- reprezentarea liniară a pierderilor de propagare în cazul reflexiei pe suprafețe plane comparativ cu propagarea în spațiu liber funcție de distanță la frecvența de 100 MHz;
- reprezentarea logaritmică a pierderilor de propagare în cazul reflexiei pe suprafețe plane comparativ cu propagarea în spațiu liber funcție de distanță la frecvența de 100 MHz;
- reprezentarea liniară a pierderilor de propagare în proximitatea emițătorului funcție de distanță în cazul reflexiei pe suprafețe plane cu frecvența parametru;

- reprezentarea logaritmică a pierderilor de propagare în proximitatea emițătorului funcție de distanță în cazul reflexiei pe suprafețe plane cu frecvența parametru;
- reprezentarea liniară a pierderilor de propagare funcție de distanță în cazul reflexiei pe suprafețe plane cu frecvența parametru;
- reprezentarea logaritmică a pierderilor de propagare funcție de distanță în cazul reflexiei pe suprafețe plane cu frecvența parametru.

Observație

Ecuția (1.26) este aplicabilă doar în condițiile în care se respectă condițiile $d \gg h_T$ și $d \gg h_R$. În proximitatea emițătorului trebuie utilizată formula exactă, ecuație ce permite evaluarea maximelor și minimelor puterii semnalului.

1.3.3 Întrebări

1. Care sunt diferențele esențiale între ecuația propagării în spațiu liber și ecuația propagării deasupra suprafețelor reflectante plane?
2. Care este panta variației pierderilor de propagare deasupra suprafețelor reflectante plane în funcție de distanță?
3. Ce se poate afirma despre dependența de frecvență pierderile de propagare la mare distanță de emițător?
4. Care este explicația prezenței minimelor locale în proximitatea emițătorului?
5. Să se determine funcție de frecvență și înălțimile antenelor expresia distanței pe care se manifestă minimele locale în proximitatea emițătorului.
6. Să se determine pierderile de propagare în situația în care distanța între emițător și receptor este $d=1\text{km}$, frecvența semnalului $f=900\text{MHz}$, înălțimile antenelor $h_T=100\text{m}$, $h_R=1\text{m}$ iar câștigurile antenelor $G_T=G_R=1$. Să se compare aceste pierderi cu situația propagării în spațiu liber.