

# **CONTRIBUȚII LA MODELAREA PROPAGĂRII UNDELOR RADIO**

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea "Politehnica" din Timișoara  
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI  
TELECOMUNICAȚII  
de către

**Ing. Adrian MIHĂIUȚI**

Conducător științific:	prof.univ.dr.ing. Alimpie Ignea
Referenți științifici:	prof.univ.dr.ing. Teodor Petrescu
	prof.univ.dr.ing. Tudor Palade
	prof.univ.dr.ing. Traian Jurca

Ziua susținerii tezei: 23.11.2012

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |                        |   |
|------------------------|---|
| 1. Automatică          | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie              | 8. Inginerie Industrială                    |
| 3. Energetică          | 9. Inginerie Mecanică                       |
| 4. Ingineria Chimică   | 10. Știința Calculatoarelor                 |
| 5. Inginerie Civilă    | 11. Știința și Ingineria Materialelor       |
| 6. Inginerie Electrică |   |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2012

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,  
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221  
e-mail: editura@edipol.upt.ro

## Cuvânt înainte

Prezenta lucrare a fost elaborată pe parcursul programului de doctorat fără frecvență, susținut în Departamentul de Măsurări și Electronică Optică al Facultății de Electronică și Telecomunicații din cadrul Universității „Politehnica” din Timișoara. Perioada desfășurării programului doctoral a fost noiembrie 2003 – octombrie 2012.

Teza dezvoltă o cercetare în domeniul propagării undelor radio. Motivația studierii propagării a fost dezvoltarea unor corecții prin care să se poată îmbunătăți performanțele unor modele de propagare existente, și găsirea de metode noi de predicție a propagării undelor radio, care să țină pasul cu tendințele actuale de evoluție în domeniu.

Programul de doctorat s-a desfășurat sub conducerea domnului Prof. Dr. Ing. Alimpie Ignea. Colaborarea cu dânsul a fost una deosebit de importantă și fructuoasă pentru mine, contribuind la dezvoltarea mea ca cercetător și în egală măsură, ca om. Pentru tot ajutorul acordat, și toate sugestiile primite de-a lungul acestui stagiului, îi aduc calde mulțumiri.

O contribuție importantă în elaborarea tezei a avut-o colaborarea cu companiile Kathrein România, Alcatel – Lucent România, respectiv Autoritatea Națională pentru Administrare și Reglementare în Comunicații. Aduc, cu această ocazie mulțumiri pentru sprijin și excelența colaborare domnilor D. Tomin, O. Stănescu, R. Spătaru, A. Oană, T. Petrița și S. Nemet.

Sunt recunoscător domnului Prof. Dr. Ing. Dan Stoiciu pentru ajutorul acordat în obținerea unei burse de studii Erasmus. De asemenea, aduc mulțumiri agenției ERASMUS pentru finanțarea stagiului de documentare la Universitatea de Științe Aplicate din Karlsruhe, Prof. Dr. Ing. Franz Quint și familiei Stricker pentru sprijinul acordat pe parcursul celor trei luni de ședere în Germania.

Mulțumesc conducerii Facultății de Electronică și Telecomunicații pentru facilitarea deplasării la conferințe, în vederea susținerii unor lucrări științifice.

Le sunt recunoscător colegilor din Departamentul Măsurări și Electronică Optică pentru mediul sănătos și profesionist în care am avut ocazia să-mi desfășor activitatea în toți acești ani.

Domnilor profesori referenți le aduc mulțumiri pentru timpul acordat parcurgerii tezei și efortului de a participa la susținerea publică a acesteia.

Nu în ultimul rând, recunoștința mea se îndreaptă spre familie, care a dat dovadă de multă înțelegere și a fost un punct de sprijin moral constant și necondiționat în timpul desfășurării programului doctoral.

Timișoara, noiembrie 2012

Ing. Adrian MIHĂIUȚI

Mihăiuți, Adrian

**Contribuții la modelarea propagării undelor radio**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 53, Editura Politehnica, 2012, 166 pagini, 92 figuri, 35 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-606-554-562-5

Cuvinte cheie:

propagarea undelor radio, modele de propagare, simulare în Matlab, măsurări, difracție, reflexie, mediu urban, semnal de radiofrecvență.

Rezumat,

Lucrarea abordează problematica propagării undelor radio. Modelarea propagării semnalului de radiofrecvență este un subiect care trezește în continuare interes, datorită dinamicii cu care evoluează tehnologiile și piața de servicii care folosesc ca suport de transmisiune undele radio. Teza de față prezintă studiile autorului, desfășurate în direcția optimizării și extinderii domeniului de aplicabilitate a unor modelele de propagare deja existente, respectiv în găsirea unor metode noi de predicție a propagării. Rezultatele cercetării s-au concretizat în dezvoltarea unui model de simulare a propagării în mediul urban, prezentarea comportamentului propagării undelor în interiorul și în jurul clădirilor, găsirea unor coeficienți de corecție care extind aria de aplicabilitate a unor modele existente, și care îmbunătățesc calitatea predicției. De asemenea a fost dezvoltat un algoritm de filtrare a datelor care rezultă într-un proces de analiză a proiectării acoperirii cu semnal a unei celule de comunicații, în sensul de a avea o statistică cât mai relevantă a calității proiectării.

## Cuprins

Lista de figuri.....	7
Lista de tabele.....	11
1. Introducere.....	13
2. Mecanisme de propagare ale undelor radio.....	16
2.1 Introducere.....	16
2.2 Propagarea în spațiul liber.....	17
2.3 Influența suprafeței Pământului asupra propagării.....	18
2.4 Reflexia undelor.....	21
2.5 Difrakția undelor.....	30
2.6 Concluzii.....	37
3. Modele de propagare ale undelor radio.....	38
3.1 Introducere.....	38
3.2 Modelul Okumura – Hata.....	41
3.2.1 Modelarea Hata.....	41
3.2.2 Corecția Akeyama.....	42
3.2.3 Modelul COST 231 – Hata.....	43
3.3 Modelul Ibrahim & Parsons.....	43
3.4 Modelul Sakagami – Kuboi.....	45
3.5 Modelul Ikegami.....	45
3.6 Modelul Walfisch – Bertoni.....	47
3.7 Modelul COST 231 Walfisch – Ikegami.....	48
3.8 Modelul Xia.....	50
3.9 Modelul Erceg – Greenstein (Stamford University Interim).....	52
3.10 Modelul Lee.....	53
3.11 Modelul atenuării de propagare cu logaritmul distanței (Rappaport).....	54
3.11.1 Modelul logaritmului distanței în microcelule.....	54
3.11.2 Modelul logaritmului distanței în picocelule.....	56
3.12 Predicția în picocelule prin intermediul modelării atenuării pereților și pardoselii.....	57
3.13 Modelul IRT.....	57
3.14 Modelul UDP.....	58
4. Studiul propagării undelor radio în banda VHF.....	60
4.1 Introducere.....	60
4.2 Modelul Longley-Rice.....	61
4.3 Studiul propagării undelor radio emise de stațiile de radio-TV.....	67
4.3.1 Studiul propagării pentru stațiile Oradea FM și Măgura Boiu FM...	67
4.3.2 Studiul propagării pentru stația Urseni.....	75
4.3.3 Corecția aplicată modelului Longley-Rice.....	80
4.4 Analiza propagării în mediul urban cu ajutorul modelului Longley – Rice.	84
4.5 Concluzii.....	86
5. Studiul propagării undelor radio în mediul urban.....	88
5.1 Introducere.....	88
5.2 Dezvoltarea unui model de simulare în Matlab.....	89

5.3 Studiul propagării pe verticală a undelor.....	97
5.3.1 Reflectarea temei în literatura actuală.....	97
5.3.2 Măsurarea propagării pe vertical.....	99
5.3.3 Modelarea teoretică a propagării pe vertical.....	105
5.4 Studiul propagării pe verticală a undelor în interiorul clădirilor.....	112
5.5 Concluzii.....	125
6. Analiza statistică a propagării undelor radio.....	126
6.1 Modelarea statistică a propagării undelor radio.....	126
6.2 Modelul elipsei de concentrare.....	128
6.3 Prelucrarea datelor cu ajutorul metodei FSV.....	134
6.4 Concluzii.....	136
7. Concluzii generale și contribuții.....	138
7.1 Concluzii generale.....	138
7.2 Contribuții.....	139
7.3 Direcții de dezvoltare.....	141
Bibliografie.....	142
Anexe.....	149

## Lista de figuri

Fig. 2.1	Influența razei Pământului asupra propagării.....	18
Fig. 2.2	Refracția undelor la trecerea prin medii cu diferiți indici de refracție și curbarea traiectoriei de propagare.....	19
Fig. 2.3	Propagarea undelor radio în cele trei ipoteze de modelare a atmosferei.....	20
Fig. 2.4	Explicativă la calculul înălțimii efective a antenei.....	21
Fig. 2.5	Explicativă la principiul lui Fermat.....	22
Fig. 2.6	Explicativă pentru coeficienții de reflexie Fresnel.....	23
Fig. 2.7	Variația modulului coeficientului de reflexie pentru cazul polarizării paralele.....	25
Fig. 2.8	Variația modulului coeficientului de reflexie pentru cazul polarizării perpendiculare.....	25
Fig. 2.9	Reflexia la sol a undelor.....	26
Fig. 2.10	Evoluția câmpului electric pentru cazul undă directă + undă reflectată.....	27
Fig. 2.11	Explicativă la apariția punctului de răsfrângere.....	28
Fig. 2.12	Evoluția unghiului de incidență și a coeficienților de reflexie în funcție de distanța emițător – receptor.....	28
Fig. 2.13	Reflexia undelor radio în cazul unei suprafețe denivelate.....	29
Fig. 2.14	Explicativă la difracția undelor – principiul Huygens.....	30
Fig. 2.15	Apertura ca sursă de radiație.....	31
Fig. 2.16	Primul elipsoid Fresnel și deschiderea acestuia.....	31
Fig. 2.17	Explicativă la calculul coeficientului de difracție Fresnel.....	32
Fig. 2.18	Variația atenuării de difracție în funcție de înălțimea echivalentă a obstacolului.....	33
Fig. 2.19	Variația atenuării de difracție în cazul prezenței unei aperturi într-un ecran ideal.....	34
Fig. 2.20	Explicativă la principiul GTD.....	35
Fig. 2.21	Explicativă la modelarea difracției conform UTD.....	35
Fig. 3.1	Curbe de atenuare ale semnalului radio la 100 MHz, pentru propagare terestră la frecvența de 100 MHz, conform normei ITU-R P.1546.....	40
Fig. 3.2	Explicativă la modelul Ikegami a) vedere de sus; b) vedere în secțiune transversală.....	46
Fig. 3.3	Explicativă la modelul Walfisch – Bertoni.....	48
Fig. 3.4	Explicativă la definirea unghiului stăzii.....	49
Fig. 3.5	Explicativă la scenariul de propagare pentru modelul Xia.....	51
Fig. 3.6	Explicativă la determinarea înălțimii efective a antenei în modelul Lee.....	54
Fig. 3.7	Evaluarea căilor de propagare valide între emițător și receptor, pentru un scenariu de propagare urban.....	58
Fig. 3.8	Analiza traseului de propagare pentru un model empiric (a), modelul IRT (b) și modelul UDP (c).....	59
Fig. 4.1	Explicativă la definirea parametrilor de calcul ai modelului Longley-Rice.....	62

---

Fig. 4.2a	Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Oradea FM, pentru frecvența de 96,1 MHz.....	70
Fig. 4.2b	Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Oradea FM, pentru frecvența de 104,1 MHz.....	71
Fig. 4.3a	Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Măgura Boiu FM, pentru frecvența de 103,4 MHz.....	71
Fig. 4.3b	Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Măgura Boiu FM, pentru frecvența de 105 MHz.....	72
Fig. 4.4	Comparație între atenuarea măsurată și cea prezisă, după ce a fost eliminată atenuarea spațiului liber.....	73
Fig. 4.5a	Gradul de denivelare al reliefului pentru traseele de propagare măsurate, pentru stația Oradea FM.....	74
Fig. 4.5b	Înălțimea efectivă la recepție, pentru traseele de propagare măsurate, pentru stația Oradea FM.....	74
Fig. 4.6	Modelul 3D al reliefului în zona în care s-a realizat studiul.....	75
Fig. 4.7a	Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Urseni, pentru frecvența de 199,25 MHz. Reprezentare în funcție de distanță.....	77
Fig. 4.7b	Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Urseni, pentru frecvența de 199,25 MHz. Reprezentare în ordinea prezenței punctelor în tabelul 4.5.....	77
Fig. 4.8	Comparație între atenuarea măsurată și cea prezisă, după ce a fost eliminată atenuarea spațiului liber.....	78
Fig. 4.9	Comparație între atenuarea calculată cu modelul Longley-Rice și cea calculată cu modelul Hata.....	80
Fig. 4.10	Amplasarea punctelor de măsurare care compun traseul de propagare analizat.....	81
Fig. 4.11	Evoluția atenuării de propagare măsurată și prezisă pentru traseul analizat.....	82
Fig. 4.12	Explicativă la calculul coeficientului de corecție.....	83
Fig. 4.13	Efectul aplicării corecției la modelul Longley-Rice, pentru traseul de propagare analizat.....	83
Fig. 4.14a	Valorile de putere măsurate respectiv prezise de modelul Longley – Rice cu ajutorul celor două corecții, setul 1 de date.....	85
Fig. 4.14b	Valorile de putere măsurate respectiv prezise de modelul Longley – Rice cu ajutorul celor două corecții – setul 2 de date.....	86
Fig. 5.1	Explicativă a scenariului de propagare implementat în programul Matlab.....	90
Fig. 5.2	Explicativă la stabilirea unghiului străzii.....	92
Fig. 5.3	Explicativă la stabilirea parametrilor care influențează calculul atenuării de propagare în programul de simulare.....	93
Fig. 5.4	Situl unde s-au realizat măsurările.....	95
Fig. 5.5	Puterea măsurată și simulată pe strada paralelă.....	95
Fig. 5.6	Puterea măsurată și simulată pe strada perpendiculară.....	96
Fig. 5.7	Variația coeficientului de corecție pentru variația înălțimii antenei de recepție, propus în ITU-R P.1546.....	98
Fig. 5.8a	Amplasarea emițătorului și a punctelor de măsurare din campania 1.....	101
Fig. 5.8a	Amplasarea emițătorului și a punctelor de măsurare din campania 2.....	101



Fig. 5.9a	Puterea înregistrată la înălțimea de 2 m, pe o durată de 1 minut, în punctul P6 din campania 2.....	102
Fig. 5.9b	Puterea înregistrată la înălțimea de 10 m, pe o durată de 1 minut, în punctul P6 din campania 2.....	102
Fig. 5.10	Evoluția puterii pe verticală, în puncte în care s-a înregistrat un câștig de putere.....	103
Fig. 5.11	Evoluția puterii pe verticală, în puncte în care nu s-a înregistrat un câștig de putere.....	104
Fig. 5.12a	Variația atenuării de propagare în cazul dublării $hr$ de la 9m la 18 m, $D = 5$ km.....	106
Fig. 5.12b	Variația atenuării de propagare în cazul dublării $hr$ de la 9m la 18 m, $D = 900$ m.....	106
Fig. 5.13	Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție atunci când se modifică lățimea străzii.....	107
Fig. 5.14	Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție atunci când se modifică distanța între receptor și clădirea obstacol.....	108
Fig. 5.15	Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție atunci când se modifică înălțimea clădirii de obstrucție.....	109
Fig. 5.16	Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție în punctul P3 din campania 1 – valorile măsurate, simulate respectiv corecțiile C1 și C2.....	111
Fig. 5.17	Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție în punctul P4 din campania 2 – valorile măsurate, simulate respectiv corecțiile C1 și C2.....	111
Fig. 5.18	Amplasamentul emițătorului și al clădirii monitorizate.....	112
Fig. 5.19	Schițele clădirii și amplasarea punctelor de măsurare.....	113
Fig. 5.20	Explicativă la mecanismul de propagare în clădire.....	114
Fig. 5.21a	Măsurările pentru punctele LoS la cele două etaje.....	115
Fig. 5.21b	Câștigul pe înălțime între cele două etaje.....	115
Fig. 5.22	Puterea măsurată la parter.....	117
Fig. 5.23	Puterea măsurată la etajul 3.....	117
Fig. 5.24	Evoluția atenuării de la exterior (fața LoS) spre interior.....	118
Fig. 5.25	Diferența dintre puterea măsurată la etajul 3 și cea măsurată la parter.....	119
Fig. 5.26	Valorile măsurate în birou, în dBm.....	119
Fig. 5.27	Harta punctelor de măsurare din mijlocul biroului.....	120
Fig. 5.28	Explicativă la modelarea propagării câmpului în incinta măsurată....	121
Fig. 5.29a	Puterea măsurată și simulată pe direcția perpendiculară pe suprafața ferestrei.....	122
Fig. 5.29b	Puterea măsurată și simulată pe direcția paralelă la suprafața ferestrei.....	123
Fig. 5.30	Puterea măsurată – reprezentată ca suprafață prin interpolarea datelor.....	123
Fig. 5.31	Puterea simulată, reprezentată ca suprafață.....	124
Fig. 5.32	Suprapunerea suprafețelor de putere măsurată și simulată.....	124
Fig. 6.1a	Puterea măsurată într-o celulă de comunicații mobile –reprezentare în funcție de distanță.....	127
Fig. 6.1b	Distribuția de probabilitate a datelor prezentate în Fig. 6.1a.....	127
Fig. 6.2	Reprezentarea perechii de date măsurat – prezis.....	129
Fig. 6.3	Explicativă la elipsa de eroare.....	130

Fig. 6.4	Reprezentarea grafică în funcție de distanță a puterii măsurate și prezise.....	133
Fig. 6.5	Perechea de date măsurat – prezis și aplicarea elipselor de filtrare..	134
Fig. 6.6	Rezultatele analizei FSV pentru direcția perpendiculară pe geamul biroului.....	135
Fig. 6.7	Rezultatele analizei FSV pentru direcția paralelă față de geamul biroului.....	136

## Lista de tabele

Tabelul 2.1	Constantele electrice ale câtorva tipuri de soluri și suprafețe de apă.....	24
Tabelul 2.2	Proprietățile electrice ale câtorva tipuri de materiale care se folosesc la construcția clădirilor.....	24
Tabelul 3.1	Tipurile de celulă pentru acoperirea cu semnal radio și dimensiunile uzuale.....	39
Tabelul 3.2	Categoriile de zone de propagare, așa cum au fost ele definite de către British Telecom, conform [10] .....	44
Tabelul 3.3	Parametrii modelului SUI pentru cele trei tipuri de teren.....	52
Tabelul 3.4	Parametri de referință ai modelului Lee.....	53
Tabelul 3.5	Exponentul atenuării de propagare pentru mediile de propagare specifice comunicațiilor mobile.....	55
Tabelul 3.6	Exponentul atenuării de propagare și deviația standard pentru diferite scenarii de propagare la frecvența de 914 MHz.....	56
Tabelul 3.7	Valoarea medie a factorului de atenuare în cazul propagării între etajele unei clădiri la frecvența de 914 MHz.....	57
Tabelul 4.3a	Valorile de atenuare pentru stația Oradea FM, la frecvența $f_1$ .....	68
Tabelul 4.3b	Valorile de atenuare pentru stația Oradea FM, la frecvența $f_2$ .....	69
Tabelul 4.4a	Valorile de atenuare pentru stația Măgura Boiu FM, la frecvența $f_1$	69
Tabelul 4.4b	Valorile de atenuare pentru stația Măgura Boiu FM, la frecvența $f_2$	70
Tabelul 4.5	Valorile de atenuare pentru stația Urseni, la frecvența $f = 199.25$ MHz.....	76
Tabelul 4.6	Valorile coeficienților de corelație dintre atenuări și parametri de relief.....	78
Tabelul 4.7	Punctele în care diferența de atenuare este mai mare de 10 dB, și profilul reliefului pe traseul de propagare.....	79
Tabelul 4.8	Datele privind punctele de măsurare de pe traseul considerat.....	81
Tabelul 4.9	Valorile coeficienților corecției, pentru traseul analizat.....	83
Tabelul 4.10	Coeficienții de ponderare ai formulei de corecție, pentru cazul considerat.....	85
Tabelul 4.11	Statistica erorilor de predicție pentru cele două formule de corecție, pentru setul 1.....	85
Tabelul 4.12	Statistica erorilor de predicție pentru cele două formule de corecție, pentru setul 2 de date.....	86
Tabelul 5.1	Datele statistice pentru cele două străzi.....	96
Tabelul 5.2	Valori ale coeficientului $c$ în dB în funcție de mediul de propagare și de banda de frecvențe.....	97
Tabelul 5.3	Puterea măsurată în campania 1.....	100
Tabelul 5.4	Puterea măsurată în campania 2.....	100
Tabelul 5.5	Variația puterii între înălțimea antenei la 10 m și la 2 m.....	104
Tabelul 5.6	Puterea măsurată în punctele LoS.....	115
Tabelul 5.7	Puterea măsurată la parter.....	116
Tabelul 5.8	Puterea măsurată la etajul 3.....	116

Tabelul 5.9	Valorile medii ale puterii și câștigul pe verticală pentru interiorul clădirii.....	117
Tabelul 5.10	Valorile măsurate pe cele două direcții în mijlocul biroului. Valorile minime, maxime și media înregistrată pe durata unui minut.....	120
Tabelul 5.11	Statistica rezultatelor experimentale și simulate pe cele două direcții ortogonale.....	122
Tabelul 6.1	Valori ale coeficientului distribuției $\chi^2$ care permite alegerea intervalului de încredere.....	132
Tabelul 6.2	Statistica datelor inițiale pentru valorile măsurate și prezise.....	133
Tabelul 6.3	Compararea statisticii datelor prezentate – înainte și după ce a fost aplicat algoritmul de filtrare al datelor conform modelului elipsei de concentrare.....	133

# 1. INTRODUCERE

*"You see, wire telegraph is a kind of very, very long cat. You pull his tail in New York and his head is meowing in Los Angeles. Do you understand this? And radio operates exactly the same way: you send signals here, they receive them there. The only difference is that there is no cat"*

- Einstein -

Analiza propagării undelor radio are o istorie îndelungată care pornește din a doua jumătate a secolului 19, de la preocupările lui Michael Faraday privind magnetismul, de la abordarea teoretică propagării undelor a lui James Clerk Maxwell și experimentele lui Heinrich Hertz. În anii care au urmat, Tesla, Marconi, Lodge și alte personalități ale științei mondiale au început să aibă preocupări în studierea câmpurilor electromagnetice și să înțeleagă capacitățile extraordinare ale aplicațiilor care pot fi dezvoltate cu ajutorul undelor radio. S-au dezvoltat pe rând telegraful fără fir, radiodifuziunea, televiziunea, radarul, telefonul mobilă. Ceea ce a făcut ca de-a lungul anilor această tehnică să evolueze și să primească noi valențe este asocierea: unda radio – mișcare. Orice comunicație care nu depinde de un cablu înseamnă o comunicație care se poate face în mișcare, iar aceasta se traduce prin a spune că tehnica undelor radio și aplicațiile ei își vor încheia ciclul în istorie atunci când istoria însăși își va atinge finalul.

Evoluția transmisiunilor radio a fost rapidă și până în anii '30, s-au înființat numeroase posturi radio, în special în S.U.A și Europa. Până în 1940 existența posturilor de radio publice a ajuns să fie reglementată și s-au introdus licențele de emisie. S-au descoperit transmisia AM cu bandă laterală unică, modulația de frecvență, amplificatoarele cu tuburi. Apoi a apărut radiodifuziunea FM, televiziunea color, și primul satelit de comunicații - Telstar.

Telefonia nu a stat nici ea în loc, pe lângă telefonia fixă, apărând timid și telefonia mobilă. În 1930, un abonat al rețelelor din Statele Unite avea posibilitatea să aplezeze o călătorie aflat pe un vapor transoceanic, însă costurile unei asemenea convorbiri erau exorbitante. În 1946 a fost realizat primul apel telefonic mobil, de pe un telefon instalat într-un autovehicul, pe baza cercetărilor din laboratoarele Bell. În 1973, Motorola a realizat primul apel telefonic de pe un aparat de telefonie mobilă dezvoltat de companie, într-o competiție acerbă cu cei de la Bell Laboratories.

De la prima rețea de telefonie care folosea interfața radio – „Improved Mobile Telephone Service” a companiei AT&T, în 1965, până la generația 4G care se impune treptat pe piață în zilele noastre, saltul tehnologic a fost imens, atrăgând după sine noi studii de propagare în conformitate cu cerințele serviciilor care se implementează.

Nevoia de predicție a propagării a dus la apariția modelelor de propagare prin intermediul cărora să poată fi calculată o legătură radio pentru o anumită aplicație. Dezvoltarea modelării propagării undelor radio a ținut pasul evoluției tehnologice. La început, modelele de propagare au fost bazate pe ecuații simple, de

cele mai multe ori determinate empiric. Evoluția tehnicii de calcul, apariția hărților de relief ale Pământului coroborată cu numeroase studii de propagare a condus la apariția unor modele de propagare complexe, care fac apel la rutine software pentru evaluarea acoperirii cu semnal radio a teritoriului.

Cu toate acestea, studiul propagării rămâne de actualitate. Motivele sunt legate de dinamica cu care se dezvoltă piața mondială de comunicații radio. Operatorii rețelelor de comunicații mobile încearcă să pună la dispoziția clienților noi servicii, care la ora actuală implică comunicații de date de bandă largă, o mobilitate și o portabilitate cât mai mare. Consecința este ocuparea spectrului la frecvențe tot mai mari, iar creșterea numărului de utilizatori impune creșterea capacității rețelei. De aici rezultă o sectorizare tot mai mare a celulelor și o scădere a dimensiunii lor pentru a crește gradul de reutilizare teritorială a spectrului. Din punctul de vedere a propagării, aceasta se traduce prin două probleme de actualitate: modelarea propagării la frecvențe mari (peste 2500 MHz) și o putere cât mai mică în antena de emisie. Pe măsură ce lungimea de undă scade, orice obstacol care prin dimensiunea lui ar fi „invizibil” pentru undele radio la 900 MHz, se transformă într-o sursă de atenuare suplimentară la 3000 MHz. Puterea mică în antena de emisie la care se adaugă utilizarea unor lungimi de undă care suferă atenuări puternice pe traseul de propagare fac ca proiectarea pe interfața radio să fie critică și să fie nevoie de o evaluare tridimensională a mediului de propagare și a interacțiunii acestuia cu semnalul radio.

Lucrarea de față prezintă studiile pe care autorul le-a întreprins pe parcursul stagiului doctoral în domeniul propagării undelor radio. Motivația studierii propagării a fost găsirea de metode prin care să se poată îmbunătăți performanțele unor modele de propagare existente și găsirea de metode noi de predicție a propagării undelor radio, care să țină pasul cu tendințele actuale de dezvoltare în domeniu.

În stadiul actual al tehnicii predicției propagării metodele cele mai utilizate de proiectare a acoperirii cu semnal fac apel la două categorii de modele de propagare: cele empirice, respectiv cele deterministe. Modelele empirice au fost cele care au ajutat la dezvoltarea primelor rețele de comunicații, fiind folosite și la ora actuală. Aceste modele prezintă avantajul costurilor reduse de utilizare, în condițiile unor performanțe bune. Însă nevoia de proiectare la frecvențe tot mai mari a condus la o depășire a limitelor de aplicabilitate a lor. Aceste limite au fost atinse și prin diversitatea geometriei teritoriului în care se dorește acoperirea cu semnal radio. De exemplu, majoritatea acestor modele permit calculul câmpului electromagnetic pentru înălțimi ale receptorului de  $1,5 \div 2$  metri. Modelele deterministe trec peste aceste limitări, însă prezintă dezavantajul costurilor mari de utilizare.

Actualitatea studiilor prezentate în această teză este fundamentată de contextul economic actual, care impune găsirea de metode de reducere a costurilor. Companiile Alcatel-Lucent România și Kathrein România au sprijinit cercetarea autorului în optimizarea performanțelor unor soluții ieftine de predicție, cum este cazul modelelor de propagare empirice și găsirea de noi metode de predicție. În acest sens au fost realizate studii experimentale de propagare prin campanii de măsurare a semnalului radio. În paralel, autorul a întreprins studii teoretice privind metodele de modelare și simulare a propagării.

Din coroborarea celor două direcții de studiu, teoretic și experimental, a rezultat finalitatea acestei cercetări, materializată prin găsirea de corecții care să îmbunătățească performanțele de predicție ale modelului Longley – Rice, dezvoltarea unui program de simulare în Matlab pentru propagarea în mediul urban,

caracterizarea propagării pe verticală a undelor în mediul urban atât la nivelul străzii cât și în interiorul clădirilor. O componentă a studiului a fost concentrată pe dezvoltarea de metode statistice de prelucrare și filtrare a datelor care rezultă în procesul de proiectare a acoperirii cu semnal radio.

Teza este structurată pe 7 capitole. Primul capitol este unul cu caracter introductiv.

În capitolul 2, *Mecanisme de propagare ale undelor radio* se face o trecere în revistă a celor mai semnificative fenomene care apar în urma interacțiunii dintre unde și mediul de propagare precum și modalitățile de modelare matematică a acestora.

În capitolul 3, *Modele de propagare a undelor radio* se prezintă cele mai importante și utilizate modele de propagare care se găsesc în literatura de specialitate.

În capitolul 4, *Studiul propagării undelor radio în banda VHF* se găsește o analiză a propagării în jurul frecvenței de 200 MHz. Datele experimentale despre propagare, obținute prin intermediul câtorva campanii de măsurări, au fost comparate cu predicția furnizată de modelul Longley – Rice. Din analizele realizate, au rezultat câteva concluzii legate de comportamentul propagării în această gamă de frecvență și totodată s-au adus corecții la modelul Longley – Rice, pentru a se îmbunătăți rezultatele predicției.

În capitolul 5, *Studiul propagării undelor radio în mediul urban* se prezintă un model de simulare a propagării undelor în mediul urban, dezvoltat în Matlab. De asemenea s-a studiat propagarea semnalului radio pe verticală. Acest studiu a fost făcut atât experimental, prin două campanii de măsurări, cât și prin simulări respectiv analiză teoretică. Pe baza datelor obținute s-a propus o formulă matematică de calcul a câștigului de propagare care apare atunci când antena de recepție își modifică înălțimea de la 2 m până la 10 m. O a treia direcție a studiului a avut ca scop analiza comportării pe verticală a propagării, în interiorul și în preajma clădirilor.

Capitolul 6, *Analiza statistică a propagării undelor radio* propune o metodă de filtrare a datelor care se folosesc în proiectarea acoperirii cu semnal radio a unei celule de comunicații. Termenul de „filtrare” se referă la eliminarea acelor valori de câmp electromagnetic care nu se încadrează în tendința generală de evoluție a semnalului radio, prezis sau măsurat, și care pot avea o contribuție negativă în sensul deformării statisticii care caracterizează rezultatele proiectării.

În capitolul 7, *Concluzii generale și contribuții* se găsesc concluziile studiilor prezentate pe parcursul tezei, și contribuțiile originale aduse de către autor în acest domeniu, prin intermediul acestei lucrări.

## 2. MECANISME DE PROPAGARE ALE UNDELOR RADIO

### 2.1 Introducere

Undele radio reprezintă de mai bine de un secol un suport fiabil de transmitere a informației, alături de ghidurile de undă, fibra optică etc. Fiecare dintre soluțiile de transmisie ale semnalelor amintite are avantaje și dezavantaje specifice, evaluate cu ajutorul modelelor matematice dezvoltate de-a lungul timpului pentru a descrie comportarea acestora.

Modelarea propagării undelor radio pornește de la ideea unei unde monocromatice (de frecvență  $f$ , și lungime de undă  $\lambda$ ), transmisă de o sursă, care se deplasează pe o anumită direcție  $r$ , având o variație în timp și spațiu descrisă de o funcție armonică:

$$E = E_0 \cdot \cos(\omega t - kr), \text{ unde } \omega = 2\pi f, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.1)$$

Într-un punct din spațiu, acolo unde se dorește evaluarea unei propagate, trebuie evaluată nu numai amplitudinea undei, ci și defazajul care apare, motiv pentru care este mai convenabilă o modelare vectorială a unei monocromatice, de tipul [1]:

$$\vec{E} = (E_0 \cdot e^{-jkr}) \cdot e^{j\omega t} \quad (2.2)$$

De cele mai multe ori este convenabil să se lucreze cu fazorul  $\vec{E}$ , iar la final să se extragă partea reală a vectorului  $\vec{E}$ .

Motivul pentru care sunt încă de actualitate problemele legate de propagarea undelor radio este legat de faptul că este foarte dificil de făcut o legătură modelabilă matematic și bine determinată între interacțiunea undei cu mediul în care se propagă și efectele propagării asupra undei respective, într-un punct oarecare din spațiul în care are loc propagarea.

Dacă pentru un ghid de undă, spre exemplu, se pot aplica ecuațiile lui Maxwell ținând cont de particularitățile care apar datorită geometriei ghidului și a proprietăților de material ale acestuia, pentru caracterizarea canalului radio nu există o asemenea posibilitate, datorită variantelor complexe și aleatorii de interacțiuni între unde și mediul de propagare.

Pentru modelarea propagării există diverse moduri de abordare: caracterizarea statistică a canalului radio, asimilarea undelor ca și raze de lumină și aplicarea metodelor folosite în optica geometrică sau, de dată mai recentă, calculul câmpului cu ajutorul unor programe software, care calculează interacțiunile câmpului electromagnetic în situații particulare având date referitoare la mediul de propagare introduse a priori.

În continuare se vor prezenta metodele de caracterizare a interacțiunilor undelor cu mediul de propagare, din punctul de vedere al abordării propagării cu metodele opticii geometrice, precum și caracterizarea statistică a canalului radio, noțiuni care vor fi prezentate mai târziu în lucrare.



## 2.2 Propagarea în spațiul liber

Dacă se presupune că o antenă cu câștigul  $G_E$  emite în spațiu o putere  $P_E$ , densitatea de putere într-un punct aflat la distanța  $d$  de emițător se poate calcula cu relația [2]:

$$p = G_E \cdot \frac{P_E}{4\pi d^2} \quad (2.3)$$

Ținând cont de legătura dintre densitatea de putere în spațiul liber și valoarea efectivă a componentei electrice a câmpului electromagnetic:

$$p = \frac{E_{ef}^2}{Z_0} = \frac{E_{ef}^2}{120\pi} \quad (2.4)$$

Rezultă că la distanța  $d$  de emițător, câmpul electric are valoarea:

$$E_{ef} = \frac{\sqrt{30 \cdot G_E \cdot P_E}}{d} \quad (2.5)$$

O antenă care recepționează acest câmp după o distanță  $d$ , având câștigul  $G_R$ , va recepționa puterea:

$$P_R = A_{ech} \cdot p, \quad A_{ech} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_R \quad (2.6)$$

unde  $A_{ech}$  reprezintă suprafața echivalentă a antenei.

Legătura dintre puterea de emisie și cea de recepție, în acest caz, se materializează prin relația [3]:

$$P_R = G_E \cdot G_R \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot P_E \quad (2.7)$$

Pornind de la relația (2.7), se poate exprima atenuarea de propagare în spațiul liber, ca raport între puterea de emisie și cea de recepție. Această atenuare, dacă se exprimă în decibeli, rezultă ca fiind:

$$L_{fs} [dB] = 20 \cdot \lg(f_{MHz}) + 20 \cdot \lg(d_{km}) + 32,44 \quad (2.8)$$

Dacă se exprimă în termeni de putere efectiv radiată relativ la cazul ideal al unei antene izotrope (în engleză: Effective Isotropic Radiated Power – EIRP pentru antena de emisie și Effective Isotropic Received Power, pentru antena de recepție), atenuarea spațiului liber este [4]:

$$L_{fs} = \frac{(EIRP)_E}{(EIRP)_R} \quad (2.9)$$

unde:

$$(EIRP)_E = \frac{P_E \cdot G_E}{l_E}, \quad (EIRP)_R = \frac{P_R \cdot l_R}{G_R} \quad (2.10)$$

$l_{E,R}$  – pierderile pe fider.

În foarte multe rapoarte de specialitate și standarde [5], se exprimă câmpul electric măsurat sau calculat, în (dB $\mu$ V/m). Legătura dintre puterea recepționată și câmpul exprimat în dB $\mu$ V/m este dată de relația:

$$E_{efR} [dB\mu V / m] = P_R [dBm] - G_R [dBi] - 20 \cdot \lg(\lambda) + 126,755 \quad (2.11)$$

### 2.3 Influența suprafeței Pământului asupra propagării

Din punct de vedere al propagării, propagarea în spațiul liber reprezintă cazul ideal. În realitate, unda care ajunge la receptor este afectată de prezența suprafeței terestre și a atmosferei, a formelor de relief și vegetației, a obstacolelor datorate prezenței activității umane (clădiri, autovehicule) care apar pe traseul de propagare. Aceste obstacole conduc la apariția reflexiilor, difracțiilor și împrăștierei undelor, ceea ce face ca atenuarea de propagare să nu poată fi calculată ținând seama doar de mărimile care intervin în relația (2.8).

Curbura suprafeței terestre și refracția troposferică cauzează apariția primelor diferențe față de propagarea în spațiul liber. Prima problemă care apare este legată de suprafața terestră, care este sferică. Pe distanțe foarte mari, aproximarea suprafeței Pământului cu un plan nu mai este valabilă și trebuie să se țină seama de curbura Pământului, care poate fi asimilată cu un arc de cerc a cărui rază depinde de situarea pe o anumită zonă de pe glob. Valoarea medie a acestei raze se consideră ca fiind 6370 km.

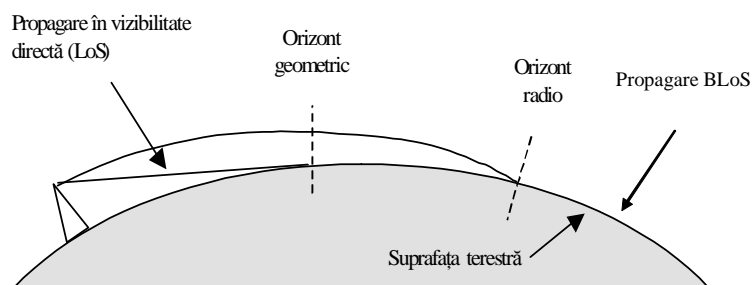


Fig 2.1 Influența razei Pământului asupra propagării

Datorită curburii Pământului, există două moduri de propagarea a undelor radio [6] (Fig. 2.1): propagare în vizibilitate directă (LoS – în engleză) în care antena de recepție se află la o distanță mai mică decât distanța până la orizont, respectiv propagare dincolo de linia orizontului (BLoS- engleză), în care antena de recepție se găsește dincolo de linia orizontului.

Propagarea prin atmosferă are următorul efect asupra propagării: pe straturile de aer din troposferă, care au indici de refracție diferiți se produce refracția undelor, astfel că traiectele de propagare sunt curbate. Ca și consecință, apare o diferență între orizontul geometric și orizontul radio.

Pentru a se simplifica calcularea traiectoriei de propagare, se determină o rază echivalentă a Pământului, pentru care aceste traiectorii sunt linii drepte. Considerând Pământul ca fiind „neted”, se poate determina prin metode geometrice, care este distanța până la orizontul radio, în funcție de înălțimea antenei și de raza echivalentă.

Considerentele pe baza cărora se determină raza echivalentă a Pământului neted sunt legate de proprietățile pe care le are *troposfera*. Aceasta este caracterizată de discontinuități ale păturilor de aer [7], datorate variațiilor de presiune și temperatură în funcție de altitudine. Este important de menționat că proprietățile troposferei diferă la zonele climatice de pe glob. Există modele de propagare care țin cont de proprietățile climatice zonale, atunci când se face un calcul de propagare, de exemplu norma ITU-R P.834 [8].

Explicarea apariției refracției se poate face cu ajutorul legilor opticii geometrice date de legile lui Snell [9].

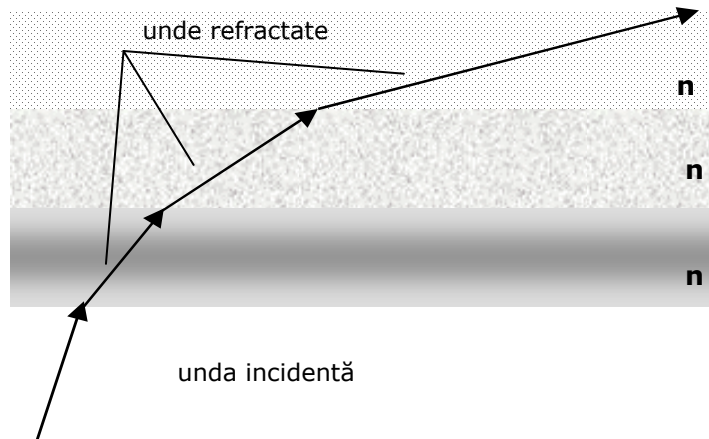


Fig. 2.2 Refracția undelor la trecerea prin medii cu diferiți indici de refracție și curbarea traiectoriei de propagare

În acest caz, indicii de refracție sunt funcții de gradientii verticali de temperatură și presiune, fiecare pătură de aer având un indice de refracție diferit (Fig. 2.2).

Coeficientul care exprimă global refracția este de forma [2]:

$$\alpha = \frac{1}{R_0} \left( -0,2 + 30 \cdot \frac{dp}{dh} - 6 \cdot \frac{dT}{dh} \right) = \frac{10}{N \cdot R_0} \quad (2.12)$$

iar dependența razei Pământului de raza echivalentă este:

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_0} + \alpha \quad \Rightarrow \quad R_e = K \cdot R_0 \quad (2.13)$$

unde:  $R_0 = 6370$  km – raza Pământului;  
 $R_e$  – raza echivalentă a Pământului;  
 $dp/dh$  – gradient vertical de presiune;  
 $dT/dh$  – gradient vertical de temperatură.  
 $N$  – unități atmosferice / km.

Prin studiul gradientilor din relația (2.12) s-a constatat că coeficientul  $K$  poate lua valori cuprinse în intervalul  $(2/3, \infty)$ . Pentru straturile joase ale troposferei,  $K$  ia o valoare remarcabilă, iar atmosfera se numește atmosferă standard. În acest caz raza echivalentă a Pământului are valoarea:

$$K = \frac{4}{3} \Leftrightarrow N = -40 \text{ [unități atmosferice/km]} \Rightarrow R_e = 8493 \text{ km} \quad (2.14)$$

- pentru propagarea se consideră că are loc în atmosfera substandard;  
 - pentru propagarea se consideră că are loc în atmosfera suprastandard (vezi Fig. 2.3) [6].

Influențele proprietăților refractive ale ionosferei se manifestă în special asupra undelor lungi și medii, însă influențe pot să apară și la frecvențe înalte, prin modificarea înălțimii echivalente a pilonului antenei de emisie.

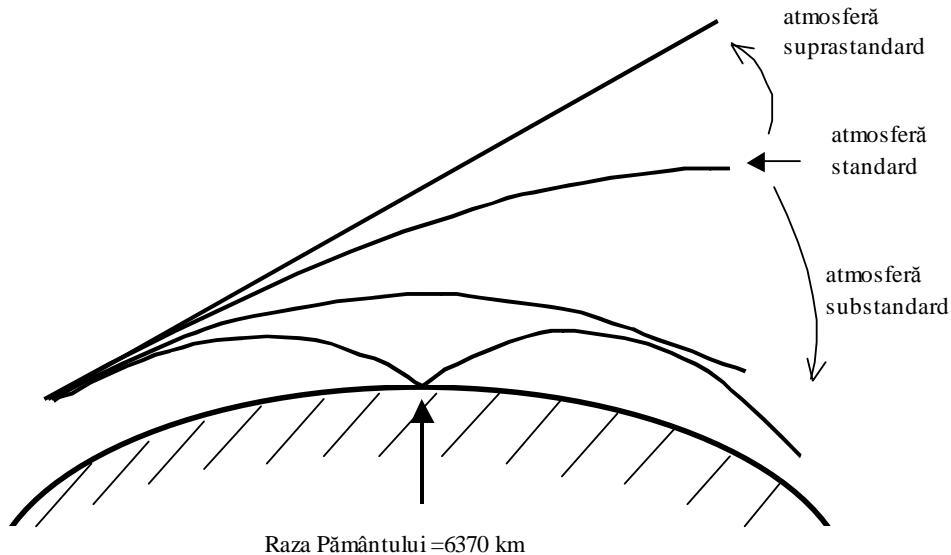


Fig. 2.3 Propagarea undelor radio în cele trei ipoteze de modelare a atmosferei

Pământul neted este o idealizare, în realitate relieful poate avea influențe determinante în modelarea propagării undelor radio.

S-a constatat că performanțele unei legături radio sunt influențate de amplasarea antenelor pe un deal sau într-o vale în zona de propagare a undelor. Aceasta se datorează faptului că înălțimea antenei conduce la un câștig suplimentar, câștig care este proporțional cu înălțimea antenei. Într-o zonă cu denivelări, există o diferență între înălțimea geometrică a antenei (înălțimea pilonului) și înălțimea aparentă față de denivelările din respectiva zonă. Această înălțime aparentă a antenei se numește înălțime efectivă a antenei. Prin urmare amplasarea antenei pe o cotă dominantă poate duce la o creștere importantă a înălțimii echivalente și de aici la îmbunătățirea performanțelor de propagare.

O modalitate de calcul pentru acest parametru este dată în relația (2.15), iar în Fig. 2.4 se prezintă o explicație la relația de calcul.

$$h_e = \max\{h_g, h_g + h_s\} \quad (2.15)$$

unde:  $h_e$  – înălțimea echivalentă a antenei;

$h_g$  – înălțimea geometrică a antenei.

$h_s$  – înălțimea denivelării pe care este amplasată antena, față de o înălțime de referință.

Înălțimea de referință  $h_{ref}$  față de care se calculează  $h_s$  se determină în funcție de denivelările care apar pe traseul de propagare, pe o distanță  $D$ , care poate fi, de exemplu, egală cu 15 km spre punctul de recepție. Pe această distanță se determină altitudinile maxime și minime, iar  $h_{ref}$  se calculează ca o medie a acestora. O astfel de abordare se regăsește în modelul de propagare Okumura [10]. Se observă în figură că mai apare un parametru al terenului notat cu  $\Delta h$ . Acesta se determină ca fiind diferența între 90 % și 10 % din variația terenului pe distanța  $D$ ,

unde  $D$  poate ajunge până la 50 km pentru calculul acoperirii cu semnal, pentru serviciile de radiodifuziune – conform normei ITU-R-P.370-7 [11]. Cu alte cuvinte, acest parametru caracterizează gradul de ondulare al terenului pe traseul de propagare.

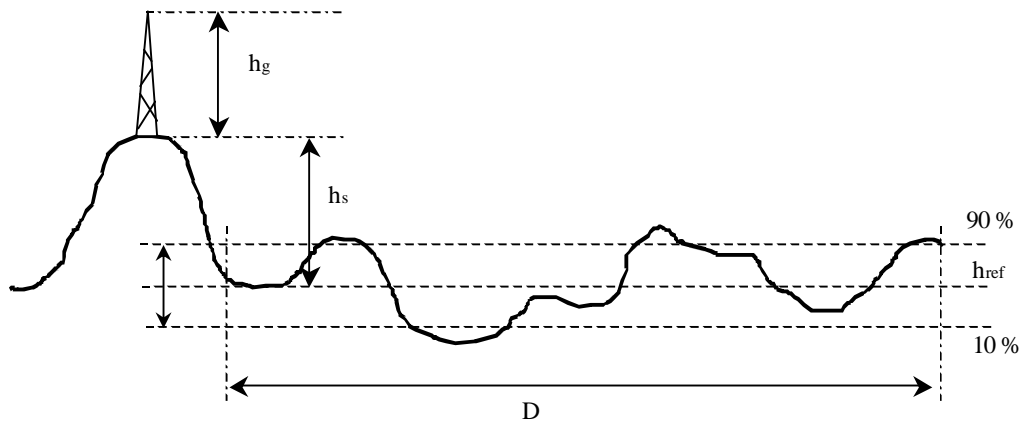


Fig. 2.4 Explicativă la calculul înălțimii efective a antenei

În multe modele de propagare apare acest parametru ca și mărime caracteristică reliefului. Dacă se cunoaște profilul terenului, înălțimea efectivă se poate determina din calcul, în caz contrar există valori tabelate care corespund diferitelor forme de relief: câmpii netede, câmpii cu denivelări ușoare, dealuri, munți, etc. În practică, acest parametru este destul de dificil și laborios de determinat însă are o importanță mare în calculele de propagare. Modelul Lee, spre exemplu [12], ia în calcul o corecție pentru înălțimea echivalentă a antenei de emisie.

## 2.4 Reflexia undelor

Reflexia undelor este cel mai întâlnit fenomen care are loc în propagarea undelor radio, indiferent de gama de frecvențe a câmpurilor emise. Reflexia undelor are loc pe toate suprafețele de separare între două medii cu constante electrice de material diferite. Reflexii pot să apară de la suprafața Pământului, suprafețe de apă, forme de relief, clădiri sau orice alt obiect aflat pe traseul de propagare.

Modelarea reflexiei are la baza studiile făcute în domeniul opticii de către Augustin-Jean Fresnel, care a descris comportarea luminii dintre două medii având indici de refracție diferiți. Teoria poate fi extinsă și la undele radio, considerându-se în locul indicilor de refracție, impedanțele celor două medii diferite.

Relațiile lui Fresnel, care dau coeficienții de reflexie, pornesc de la principiul lui Fermat [13], conform căruia, lumina reflectată parcurge distanța cea mai scurtă până la punctul de observație, ceea ce conduce la faptul că unghiurile de incidență ( $\theta_i$ ) și cel de reflexie ( $\theta_r$ ) sunt egale (Fig. 2.5). De aici rezultă legea lui Snell [9]:

$$n_1 \cdot \sin \theta_i = n_2 \cdot \sin \theta_t \quad (2.16)$$

unde  $n_1$  și  $n_2$  sunt indicii de refracție pentru cele două medii de propagare.

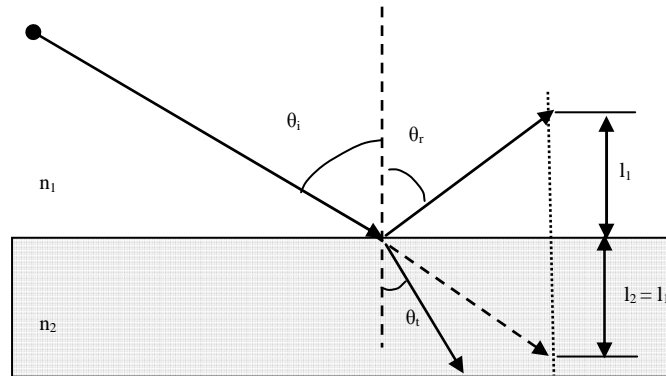


Fig. 2.5 Explicativă la principiul lui Fermat

Tot de la principiul lui Fermat rezultă o proprietate foarte importantă utilizată în modelarea propagării undelor radio, și anume că distanțele  $l_1$  și  $l_2$  sunt egale, ceea ce face ca, față de o suprafață reflectoare, antena de emisie sau de recepție să poată fi plasată în spatele planului de reflexie, deci traseul de propagare să poată fi considerat o dreaptă. Această metodă de analiză poartă numele de *metoda imaginilor*.

Din punct de vedere electric, orice material poate fi caracterizat prin intermediul parametrilor de conductivitate electrică ( $\sigma$ ), permeabilitate magnetică ( $\mu$ ) și permitivitate dielectrică ( $\epsilon$ ), ceea ce conduce la ideea că orice mediu de propagare are o anumită impedanță proprie (relația (2.17)), și interacționează cu undele radio prin intermediul unei constante de propagare (relația (2.18)).

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (2.17)$$

$$\gamma = \sqrt{-\omega \cdot \epsilon \cdot \mu \cdot \left(1 - \frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)} = \sqrt{-\omega \cdot \epsilon \cdot \mu \cdot (1 - k)} \quad , \quad k = \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \quad (2.18)$$

Dacă se consideră două medii cu proprietăți de propagare diferite, în funcție de polarizarea câmpului (componentei electrice a câmpului electromagnetic) față de planul de incidență, rezultă două cazuri remarcabile legate de reflexia la suprafața de separare dintre cele două medii, și anume reflexia pentru *polarizare paralelă*, respectiv *polarizare perpendiculară*.

Coeficienții Fresnel de reflexie, respectiv transmisie în cele două cazuri sunt prezentați în relațiile de mai jos [4]:

$$R_{\parallel} = \frac{Z_1 \cdot \cos \theta_i - Z_2 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i}}{Z_1 \cdot \cos \theta_i + Z_2 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i}} \quad (2.19)$$

$$R_{\perp} = \frac{Z_2 \cdot \cos \theta_i - Z_1 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i}}{Z_2 \cdot \cos \theta_i + Z_1 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i}} \quad (2.20)$$

$$T_{\parallel} = \frac{2Z_2 \cdot \cos \theta_i}{Z_1 \cdot \cos \theta_i + Z_2 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i}} \quad (2.21)$$

$$T_{\perp} = \frac{2Z_2 \cdot \cos \theta_i}{Z_2 \cdot \cos \theta_i + Z_1 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 \sin^2 \theta_i}} \quad (2.22)$$

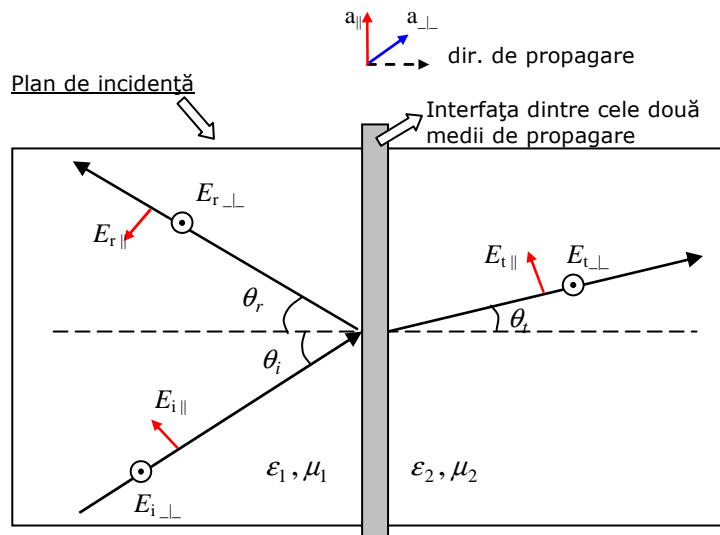


Fig. 2.6 Explicativă pentru coeficienții de reflexie Fresnel

Deoarece unda incidentă poate avea o polarizare aleatoare relativ la planul de incidență, componentele de câmp se pot descompune după cele două direcții ortogonale, perpendiculară și paralelă la planul de incidență, rezultând un câmp reflectat compus din cele două componente, fiecare ponderate cu coeficientul de reflexie corespunzător. În mod similar se poate calcula și unda transmisă.

$$E_i = E_{i\parallel} \cdot a_{\parallel} + E_{i\perp} \cdot a_{\perp}$$

$$E_r = E_{r\parallel} \cdot a_{\parallel} + E_{r\perp} \cdot a_{\perp} \Rightarrow E_r = E_{i\parallel} \cdot R_{\parallel} \cdot a_{\parallel} + E_{i\perp} \cdot R_{\perp} \cdot a_{\perp} \quad (2.23)$$

unde  $a_{\parallel}, a_{\perp}$  reprezintă versorii celor două direcții.

Coeficienții de reflexie sunt modelați ca numere complexe, cu modul și fază, deoarece în urma reflexiei nu se modifică doar amplitudinea câmpului, ci apare și un defazaj. Aceștia sunt influențați de frecvența câmpului și de constantele de material ale celor două medii în care se propagă. De obicei, în modelarea propagării, mediul de impedanță  $Z_1$  este aerul, și are valoarea  $Z_0 = 120\pi \approx 377 \Omega$ , iar impedanța  $Z_2$  se modifică în funcție de tipul mediului și de constantele de material ale acestuia.

Pentru reflexia la sol, în [14] sunt date constantele de material pentru câteva tipuri de soluri, respectiv suprafețe de apă (tabelul 2.1). Există însă și alte studii legate de determinarea constantelor electrice care caracterizează solul [15], [16].

Tabelul 2.1 Constantele electrice ale câtorva tipuri de soluri și suprafețe de apă

Tip suprafață	Conductivitate $\sigma$ [S/m]	Permeabilitate dielectrică $\epsilon_r$
sol uscat	0.001	4 – 7
sol mediu	0.005	15
sol umed	0.02	25 – 30
apă de mare	5	81
apă dulce	0.01	81

De asemenea au fost efectuate studii pentru stabilirea constantelor de material care caracterizează materialele clădirilor, în zonele de propagare urbane acestea având o influență majoră în apariția reflexiilor. În [17] se prezintă constantele de material pentru câteva tipuri de materiale care intră în construcția clădirilor (tabelul 2.2). Întrucât este dificil de determinat analitic pierderile care apar pentru un câmp care se propagă dintr-o parte în cealaltă a unui perete, de obicei se exprimă atenuarea de transmisie în dB pentru tipul respectiv de perete.

Tabelul 2.2 Proprietățile electrice ale câtorva tipuri de materiale care se folosesc la construcția clădirilor

Tip material	Conductivitate $\sigma$ [mS/m]	Permeabilitate dielectrică $\epsilon_r$	Atenuare de penetrare [dB]
Beton perete exterior	7	15	15
Perete interior	0.01	4.5	-
Obstacol metalic	$10^{10}$	1	100
Ușă lemn	0.01	2	-
Sticlă securizată	2.5	5	15
Sticlă nesecurizată	$10^{-12}$	5	3.5

În Fig. 2.7 și 2.8 sunt prezentate variațiile coeficienților de reflexie pentru cazul polarizării perpendiculare și paralele, la diferite frecvențe, pentru cazul unui sol umed.



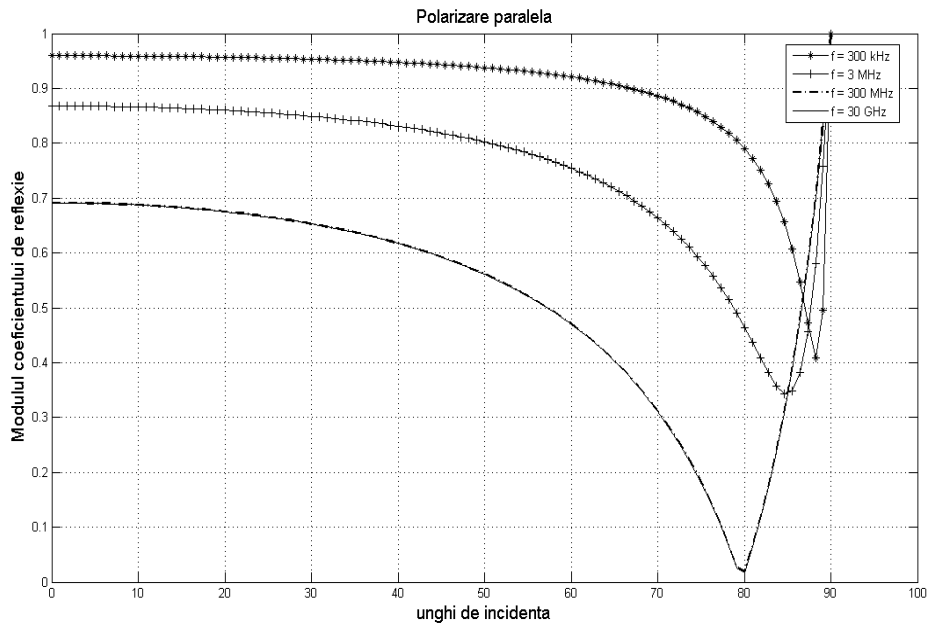


Fig. 2.7 Variația modului coeficientului de reflexie pentru cazul polarizării paralele

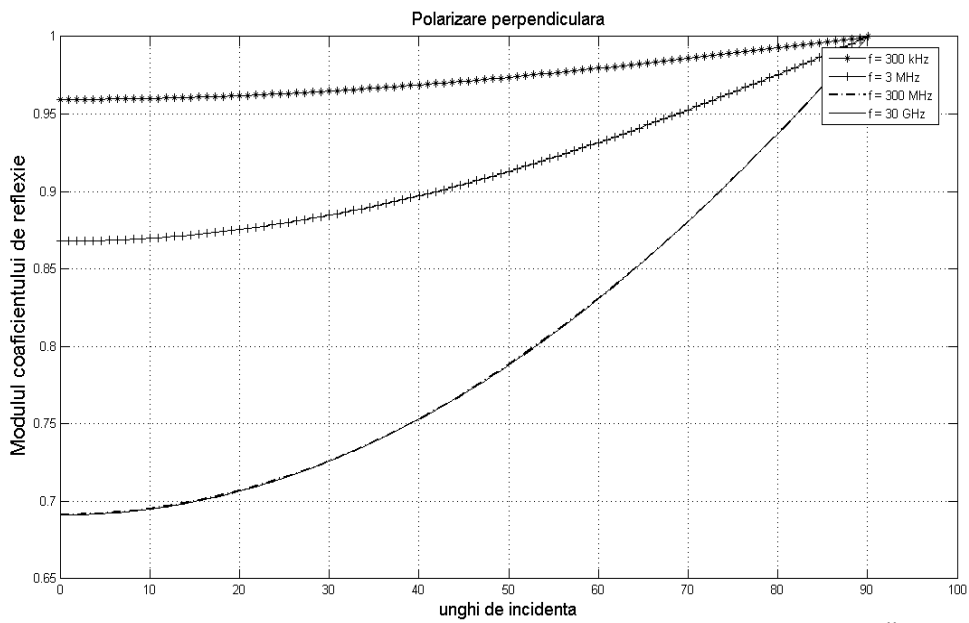


Fig. 2.8 Variația modului coeficientului de reflexie pentru cazul polarizării perpendiculare

Ceea ce se poate observa este că la frecvențe până la 1 MHz, reflexia este puternică, reflectându-se peste 90 % din energie. Modulul coeficientului de reflexie scade odată cu creșterea frecvenței, până la 100 MHz. Peste această frecvență modificarea modului coeficienților de reflexie devine nesemnificativă odată cu creșterea frecvenței (în figurile de mai sus, linia punctată – corespunzătoare modului coeficientului de reflexie pentru  $f = 300\text{MHz}$  se confundă cu linia continuă, corespunzătoare pentru  $f = 30\text{ GHz}$ ). Pentru polarizarea paralelă este specifică prezența unui minim pe caracteristică, la un anumit unghi care se modifică în funcție de frecvență, și care poartă numele de unghi Brewster, în care reflexia, de la frecvențe de ordinul sutelor de MHz tinde spre zero. Pentru unghiuri de reflexie apropiate de  $90^\circ$ , reflexia este totală, și se înregistrează în cazul în care antenele dintr-o legătură radio sunt mult mai mici comparativ cu distanța între ele.

În ceea ce privește faza coeficientului de reflexie ( $\Delta\phi$ ), pentru gama de frecvențe de peste 100 MHz, în cazul polarizării perpendiculare,  $\Delta\phi = 180^\circ$ , iar în cazul polarizării paralele,  $\Delta\phi = 0^\circ$ , pentru unghiuri de incidență de la  $0^\circ$  până la unghiul Brewster, și  $\Delta\phi = 180^\circ$ , peste unghiul Brewster. Practic apare o inversare a fazei undei reflectate când se ajunge la acest unghi. Sub 100 MHz, comportarea este similară doar că  $\Delta\phi$  are valori undeva în gama  $170^\circ - 180^\circ$ .

Dacă se consideră o situație des întâlnită în analiza propagării undelor, cu o antenă de recepție care se deplasează radial îndepărtându-se de emițător, se poate analiza efectul reflexiei undei la sol, considerându-se Pământul neted. Pentru exemplificare s-au considerat ca ipoteze: antena de emisie are înălțimea  $h_t = 25\text{ m}$ , înălțimea antenei de recepție este  $h_r = 2\text{ m}$ , putere de emisie de  $1\text{ W}$ , și câștig la emisie de  $6\text{ dBm}$ , pentru o antenă presupusă omnidirecțională (Fig. 2.9). Pentru calculul coeficienților de reflexie se consideră cazul unui sol mediu (vezi tabelul 2.1).

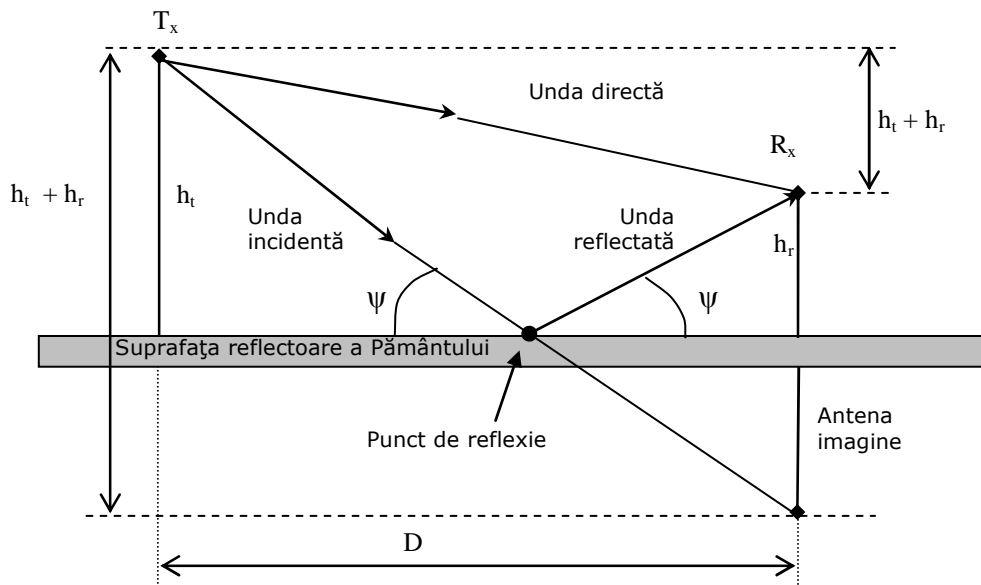


Fig. 2.9 Reflexia la sol a undelor

Diagramele obținute pentru câmpul la recepție pentru cazul unei propagate în spațiul liber, respectiv undă directă și undă reflectată, sunt prezentate în Fig. 2.10. Această figură a rezultat din simularea în Matlab a ipotezei considerate mai sus, câmpul electric fiind exprimat în dB $\mu$ V/m. Se poate observa că în cazul polarizării paralele apare schimbarea de fază acolo unde se atinge unghiul Brewster. Până la unghiul Brewster, unda pentru polarizarea paralelă este în antifază cu cea de la polarizarea perpendiculară.

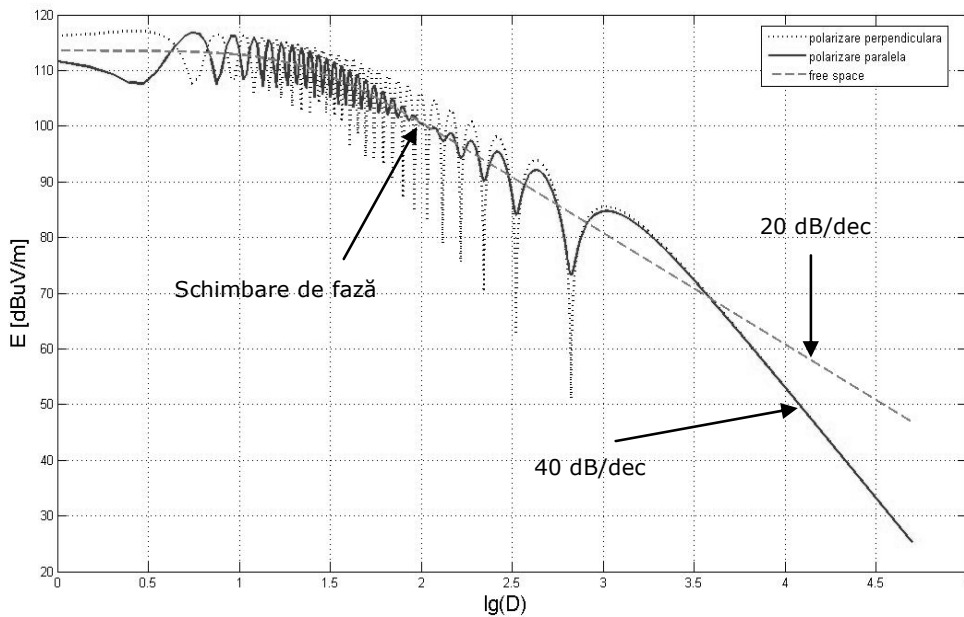


Fig. 2.10 Evoluția câmpului electric pentru cazul undă directă + undă reflectată

O altă observație importantă este că evoluția câmpului în funcție de distanță prezintă două zone în care panta de atenuare este diferită. Dacă distanța dintre terminale este mică, datorită defazajului introdus de reflexie, combinarea celor două unde prezintă maxime și minime, însă panta de atenuare este similară cazului propagării în spațiul liber (-20 dB/decadă, câmpul descrește cu distanța). Pe măsură ce coeficientul de reflexie tinde spre valoarea  $R_{\parallel, \perp} = -1$ , fluctuațiile câmpului dispar. Distanța la care panta de atenuare devine -40 dB/decadă (câmpul devenind proporțional cu  $1/d^2$ ), este distanța la care apare „punctul de răsfrângere” (în engleză „break point”), și este punctul în care primul elipsoid Fresnel, despre care se va discuta în paragraful următor, devine obturat de către suprafața reflectoare (Fig. 2.11). Această distanță se calculează după relația aproximativă [18]:

$$R_b = 4 \frac{h_t \cdot h_r}{\lambda} \quad (2.24)$$

În Fig. 2.12 sunt prezentate evoluția unghiului de incidență și valoarea coeficienților de reflexie ca funcție de distanța emițător – receptor.

Această abordare a mecanismului de propagare prin intermediul reflexiilor la sol sau la obstacolele care apar pe traseul de propagare este aplicabilă în practică

însă nu descrie complet fenomenul. Aceasta se datorează faptului că se consideră suprafața de reflexie ca fiind netedă.

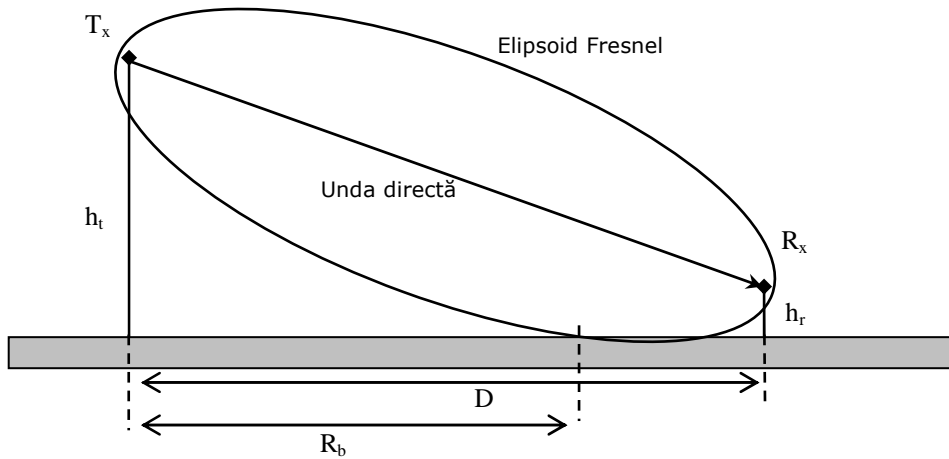


Fig. 2.11 Explicativă la apariția punctului de răsfrângere

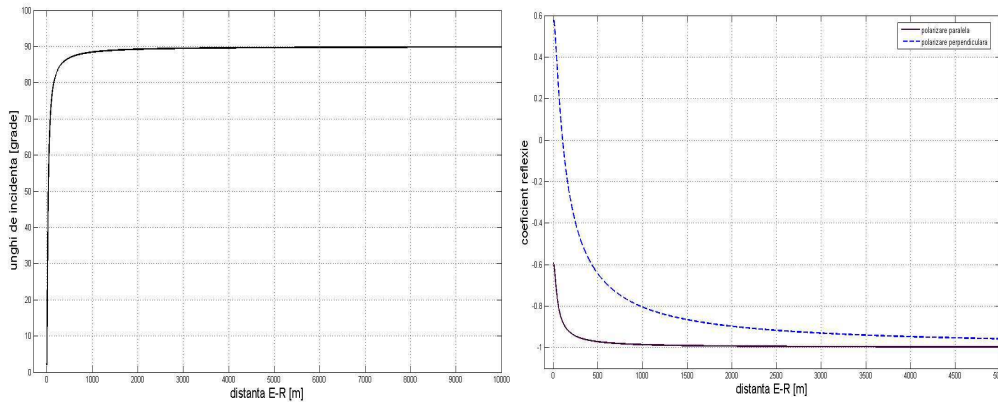


Fig. 2.12 Evoluția unghiului de incidență și a coeficienților de reflexie în funcție de distanța emițător - receptor

În realitate acest lucru nu este întotdeauna adevărat, multe suprafețe de reflexie prezentând rugozități sau denivelări, care duc nu doar la reflexia undelor ci și la o împrăștiere a lor.

Acesta este cazul unei *reflexii difuze*. Reflexia difuză se poate modela pornind de la ideea că este dependentă de unghiul de incidență și de dimensiunile denivelărilor raportate la lungimea de undă. Dacă unghiul de incidență, de exemplu, este apropiat ca valoare de  $90^\circ$ , atunci înălțimea denivelărilor contează mai puțin.

Considerând că înălțimea medie a denivelărilor de pe suprafața reflectoare este  $\Delta h$ , atunci diferența de fază dintre unda reflectată dintr-un punct din partea superioară și cea reflectată dintr-un punct din partea inferioară a denivelării este:

$$\Delta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta h \cdot \cos\theta_i \quad (2.25)$$

Aplicând criteriul lui Rayleigh cu privire la diferența de fază, rezultă că suprafața poate fi considerată din punct de vedere al reflexiei, ca fiind netedă, dacă (Fig. 2.13):

$$\Delta h < \frac{\lambda}{8 \cdot \cos\theta_i} \quad (2.26)$$

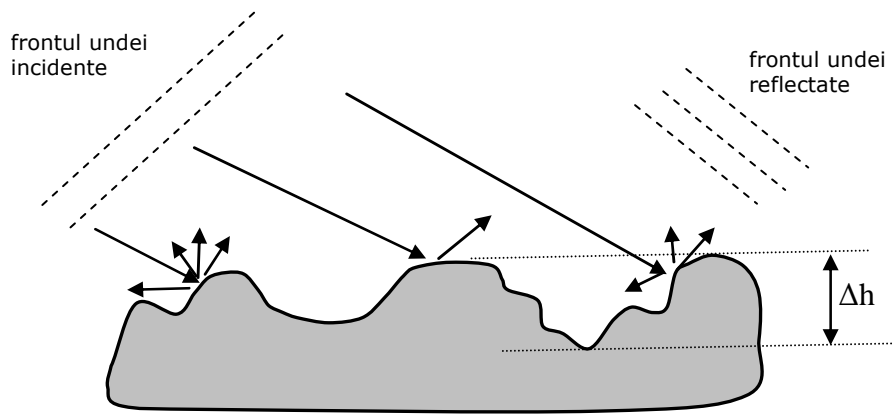


Fig. 2.13 Reflexia undelor radio în cazul unei suprafețe denivelate

Pentru o anumită suprafață caracterizată de o anumită deviație standard  $\sigma_s$  a rugozităților [19], pe care le prezintă, se poate calcula un factor de corecție pentru coeficientul de reflexie al respectivei suprafețe:

$$f(\sigma_s) = \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{4\pi \cdot \sigma_s \cdot \cos\theta_i}{\lambda}\right)^2\right) \quad (2.27)$$

În acest caz, coeficientul de reflexie al suprafeței denivelate devine:

$$R_{rug} = f(\sigma_s) \cdot R_{||,\perp} \quad (2.28)$$

În [20] se prezintă un studiu legat de reflexia undelor de către clădiri, în situațiile în care propagarea se realizează în mediul dens urban, iar clădirile sunt departe de a fi suprafețe netede.

Pentru cazul în care distanța dintre emițător și reflector este mare, iar Pământul nu mai poate fi considerat o suprafață plană, ci devine o suprafață curbă, trebuie de asemenea introdus un factor de corecție în cazul reflexiei la sol, determinat pe aceleași considerente ca și corecția pentru suprafețe denivelate, doar că aici este vorba despre o divergență (în sensul oglinzilor divergente din optică) a undelor. Factorul de corecție este [4]:

$$D = \left(1 + \frac{2d_1 d_2}{R_e(h_e + h_r)}\right)^{-1/2} \quad (2.29)$$

unde:  $d_1, d_2$  – distanțele de la emițător, respectiv receptor la punctul de reflexie;  
 $h_e, h_r$  – înălțimile antenelor implicate în legătura radio;  
 $R_e$  – raza echivalentă a Pământului.

## 2.5 Difrakția undelor

Difrakția reprezintă proprietatea câmpurilor electromagnetice de a se propaga în spatele corpurilor opace din punctul de vedere al radiației respective. Din punct de vedere istoric, difrakția a fost analizată în domeniul opticii, și are ca bază de modelare teoretică principiul lui Huygens publicat de către acesta în „Traité de la lumière” în 1678.

Conform acestui principiu [21], fiecare punct de pe un front de undă care se propagă, poate fi considerat sursă de radiație sferică, totalitatea fronturilor de undă sferice rezultate formând noul front de undă, ca și o înfășurătoare a tuturor fronturilor de undă sferice rezultate de la fiecare sursă de radiație individuală anterioară (Fig. 2.14).

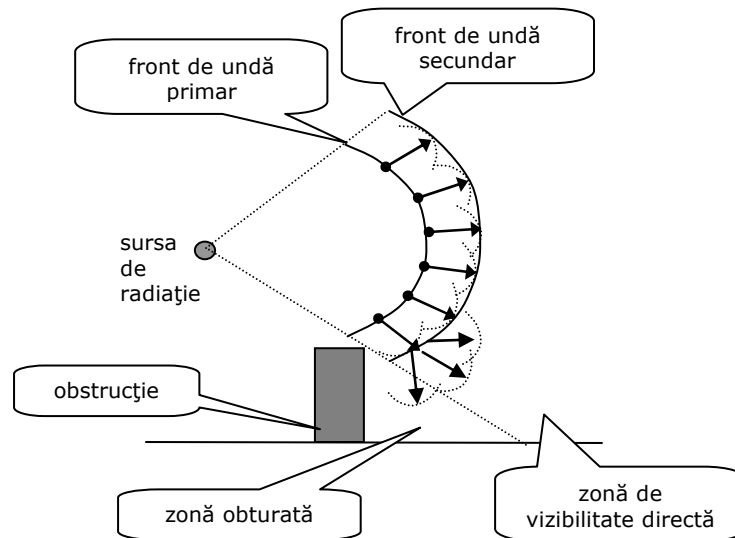


Fig. 2. 14 Explicativă la difrakția undelor – principiul Huygens

Pe baza aceluiași principiu, dacă avem o sursă de radiație în fața unui ecran ideal, de dimensiuni infinite, care are o apertură, acea apertură poate fi considerată ca o sursă de radiație care se va propaga în mediul din spatele ecranului (Fig. 2.15).

Se poate demonstra din punct de vedere matematic că totalitatea punctelor de radiație care oscilează în fază, de pe toate fronturile de undă generate de o sursă de radiație (altfel spus diferența de drum între sursă și punctul de observație e constantă), formează un elipsoid.

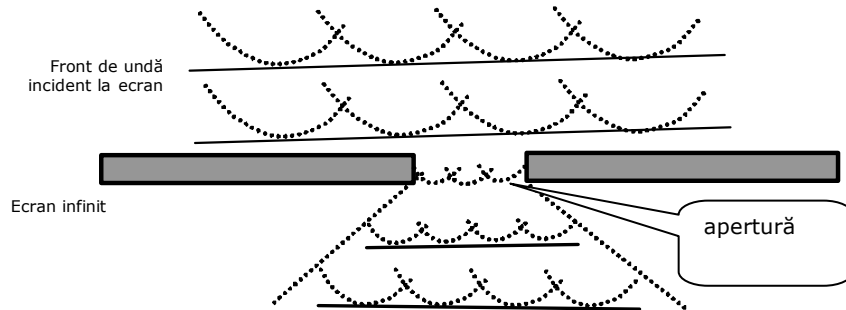


Fig. 2.15 Apertura ca sursă de radiație

Dacă analiza diferenței de drum a undelor care se propagă de la sursă la receptor se face în planul care conține dreapta care unește sursa cu receptorul, totalitatea punctelor de pe fronturile de undă pentru care diferența de drum este  $\lambda/2$  față de distanța sursă-receptor, formează o elipsă a cărei focare sunt sursa și receptorul. Rotind această elipsă în jurul axei sale, se obține ceea ce se numește primul elipsoid Fresnel (Fig. 2.16). Dacă diferența de drum este de tipul  $n \cdot \lambda/2$ , pentru  $n = 2, 3, \dots$ , se obțin elipsoizii Fresnel de ordin superior [10].

Într-un anumit punct situat la distanța  $d_1$  de sursă și distanța  $d_2$  de receptor,  $d = d_1 + d_2$ , deschiderea primului elipsoid Fresnel se poate calcula cu relația:

$$H = \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2 \cdot \lambda}{d}} = \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2 \cdot c}{d \cdot f}} \quad (2.30)$$

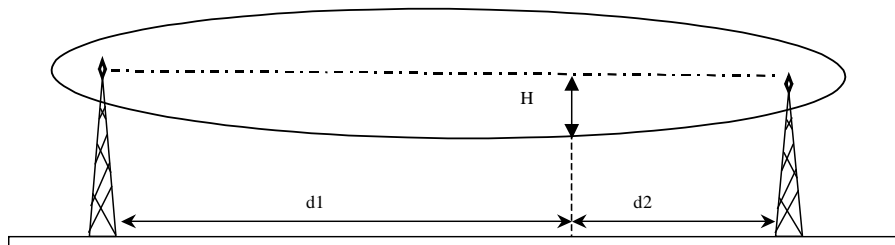


Fig.2.16 Primul elipsoid Fresnel și deschiderea acestuia

Atenuarea de difracție, dacă se ia în considerare componenta electrică a câmpului electromagnetic care întâlnește o obstrucție, se definește ca raportul dintre câmpul într-un punct din spatele obstrucției sau ecranului (câmp difractat), notat cu  $E_D$  și câmpul care s-ar regăsi în același punct în cazul în care nu ar exista obstrucția (propagarea ar fi de tip free space), notat cu  $E_{fs}$ .

$$A_{dif} = \frac{E_D}{E_{fs}} \quad (2.31)$$

Atenuarea de difracție se modelează cu ajutorul integralei complexe Fresnel. Aceasta are expresia [2]:

$$F(v) = \frac{1+j}{2} \int_v^{\infty} \exp(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt \quad (2.32)$$

Dacă se descompune exponențiala în funcții armonice, și se ține seama de transformările și notațiile:

$$\int_v^{\infty} \cos(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt = \frac{1}{2} - \int_0^v \cos(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt = \frac{1}{2} - C(v)$$

$$\int_v^{\infty} \sin(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt = \frac{1}{2} - \int_0^v \sin(-j \frac{\pi}{2} t^2) dt = \frac{1}{2} - S(v) \quad (2.33)$$

rezultă că atenuarea de difracție se poate scrie în forma:

$$F(v) = \frac{E_D}{E_{fs}} = \frac{1+j}{2} \left[ \left( \frac{1}{2} - C(v) \right) - j \left( \frac{1}{2} - S(v) \right) \right] \quad (2.34)$$

În relațiile (2.32) ÷ (2.34), parametrul  $V$  reprezintă parametrul de difracție Fresnel, a cărui determinare se face pe aceleași ipoteze ale diferenței de drum dintre unda directă și unda difractată. În Fig. 2.17 se prezintă modul de determinare al parametrului de difracție.

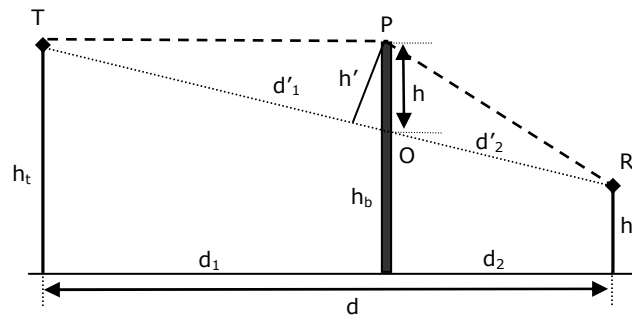


Fig. 2. 17 Explicativă la calculul coeficientului de difracție Fresnel

Diferența de drum  $\Delta$  se poate aproxima, pe considerente geometrice, prin relația:

$$\Delta = \frac{h^2}{2} \cdot \frac{d_1' + d_2'}{d_1' d_2'} \quad (2.35)$$

Defazajul datorat diferenței de drum, poate fi scris în forma:

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (2.36)$$

rezultă că parametrul de difracție Fresnel se poate calcula cu relația (2.37).

$$v = h' \cdot \sqrt{\frac{2}{\lambda} \cdot \frac{d_1' + d_2'}{d_1' d_2'}} = \sqrt{2} \cdot \frac{h'}{H} \quad (2.37)$$



În această relație intervine parametrul de natură geometrică  $h'$  – înălțimea echivalentă a obstacolului, care se calculează ca diferență dintre înălțimea geometrică a obstacolului și înălțimea punctului unde direcția sursă – receptor întâlnește obstacolul (vezi Fig. 2.17); în cazul în care direcția sursă – receptor nu intersectează obstacolul,  $h'$  se consideră negativ.  $H$  reprezintă deschiderea primului elipsoid Fresnel (relația (2.30)).

Asupra relației (2.37) se pot face câteva remarci. În primul rând, parametrul de difracție poate fi folosit corect în cazul în care se poate considera, pentru o anumită situație, că obstrucția este un ecran perfect, semiinfini și infinitezimal de îngust, adică se poate ignora lățimea sa (cazul ideal de difracție – „knife edge” în engleză). Parametrul de difracție are valori pozitive în cazul în care este obstrucționat primul elipsoid Fresnel, și negative, în cazul în care acesta este degajat.

În situații practice, de multe ori este neplăcut și dificil să se calculeze datele de natură geometrică care apar în relația (2.37). Dacă însă distanțele  $d_1', d_2' \gg h'$  respectiv  $d_1', d_2' \gg h_t (h_r)$ , atunci  $d_1' \approx d_1$ ,  $d_2' \approx d_2$ ,  $h' \approx h$ . Pentru distanța  $d_2$  mică, pentru calculul înălțimii obstrucției, se poate folosi relația aproximativă:

$$h' = \frac{d_1(h_b - h_r) - d_2(h_t - h_b)}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}} \quad (2.38)$$

relație valabilă dacă  $(h_b - h_r) \gg d_2$ . O altă aproximare care poate fi făcută este aceea că dacă  $d_1 \gg d_2$ , atunci deschiderea primului elipsoid Fresnel devine  $H = \sqrt{\lambda \cdot d_2}$ , cu alte cuvinte depinde de poziția receptorului în spatele obstrucției și de frecvență.

În Fig. 2.18 este prezentată variația atenuării de difracție în funcție de înălțimea echivalentă a obstacolului

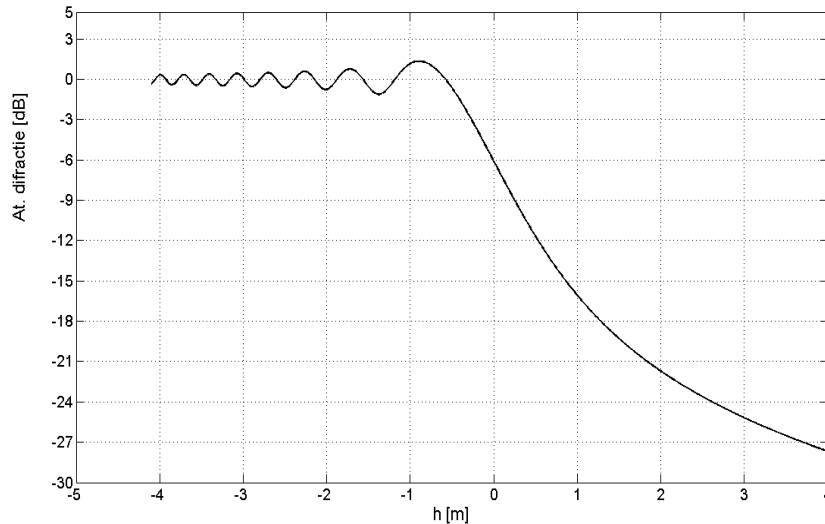


Fig. 2.18 Variația atenuării de difracție în funcție de înălțimea echivalentă a obstacolului

Pentru trasarea caracteristicii s-a considerat frecvența de 2500 MHz,  $h_t = 15$  m,  $h_b = 10$  m iar  $h_r$  variază în limitele 5 – 14 m. Se poate observa că acolo unde

înălțimea echivalentă a obstacolului este zero (implicit parametrul de difracție este zero), cu alte cuvinte emițătorul și receptorul încep să fie în vizibilitate directă, atenuarea este  $-6\text{ dB}$  (câmpul e la jumătate din valoarea incidentă).

Fig. 2.19 prezintă variația atenuării de difracție, însă în cazul în care câmpul întâlnește un ecran infinit, dar care prezintă o apertură, situație similară cu cazul prezentat în Fig. 2.15. Presupunem referința deplasării punctului de observație în mijlocul aperturii, iar acesta se deplasează simetric față de apertură. Sunt prezentate două cazuri, când receptorul se află la distanța  $d_2$  de 10 m, respectiv de 5 m de apertură, apertura are o deschidere de 1 m, iar frecvența este de 2500 MHz. Se poate observa divergența câmpului radiat prin apertură. Unghiul de divergență poate fi aproximat cu  $\lambda/d_2$ , conform [22].

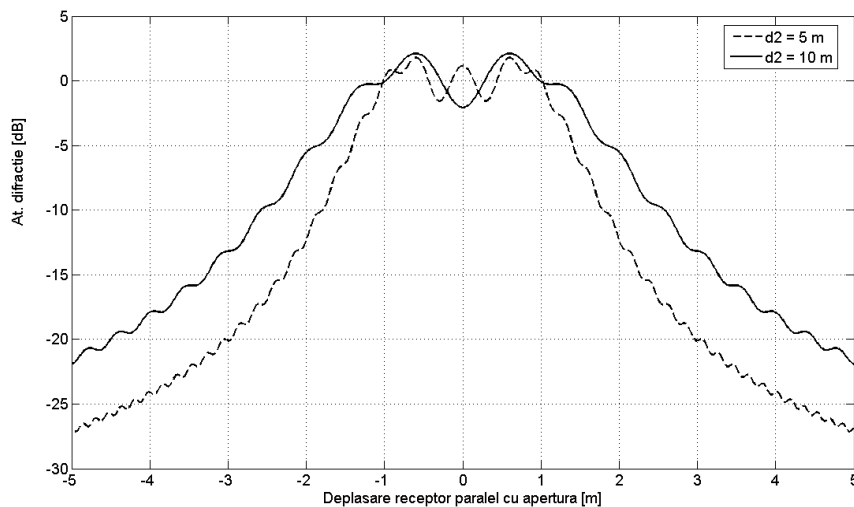


Fig. 2.19 Variația atenuării de difracție în cazul prezenței unei aperturi într-un ecran ideal

Fig. 2.18 și 2.19 au rezultat în urma rulării unor programe de simulare în Matlab, create de autor pentru ipotezele amintite.

Pentru situația în care între sursa de câmp și receptor se găsesc mai multe obstacole, se poate discuta despre difracție multiplă. Există mai multe metode de calcul pentru atenuarea datorată mai multor creste de difracție, printre care metoda *Giovanelli* [23], metoda *Deygout* [24] sau *Vogler* [25]. Fiecare dintre aceste metode de calcul prezintă avantaje și dezavantaje din punct de vedere al simplității calculului sau a performanțelor modelării.

Discuțiile cu privire la difracție, prezentate până acum sunt valabile pentru cazul considerat ideal, și anume când ecranul este ideal, infinit, iar grosimea sa este neglijabilă. În practică, această idealizare de multe ori nu se identifică cu scenariul de propagare, deoarece undele sunt difractate de clădiri, acoperișuri, dealuri, etc., corpuri cu dimensiuni mult mai mari decât lungimea de undă. În plus nu se ține seama de tipul de polarizare al câmpului incident sau de proprietățile de material ale corpului care produce difracția.

O încercare de modelare a difracției pentru aceste cazuri are la bază *teoria geometrică a difracției* (GTD), abordată pentru prima oară de J. Keller [26]. Această teorie pornește de la principiul lui Fermat și presupune că o rază care este incidentă

sub un anumit unghi  $\varphi_0$  la o margine a unei obstrucții, crează un con de raze difractate, a cărui semiunghi este egal cu  $\varphi_0$  (Fig. 2.20). În cazul limită al unui unghi incident de  $90^\circ$ , conul se reduce la un disc. Această abordare este total diferită de ipotezele „clasice” în cazul reflexiei și transmisiei undelor, acolo unde o singură undă se reflectă sau se transmite.

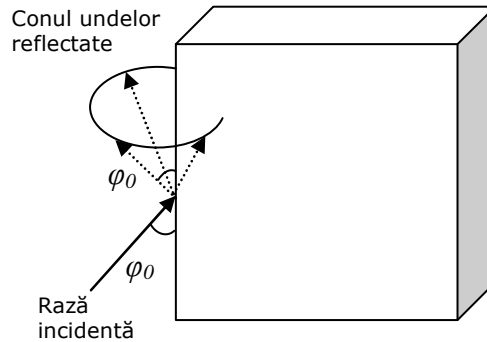


Fig. 2. 20 Explicativă la principiul GTD

Această teorie avea însă câteva minusuri legate de faptul că în vecinătatea zonelor de umbră este calculată o singură valoare a câmpului difractat în cazul în care sursa, receptorul și punctul de difracție sunt colineare. De asemenea, se consideră suprafețele corpurilor care obturează traseul undelor ca fiind perfect conductoare.

O îmbunătățire a acestei teorii a fost realizată de Kouyoumjian și Pathak, denumită *teoria geometrică uniformă a difracției* (UTD) [27]. Ceea ce aduce în plus UTD este faptul că permite calculul câmpului și în zonele de tranziție, nu doar în zona de umbră. Ulterior au fost realizate studii care au confirmat ca validă această abordare [28], [29].

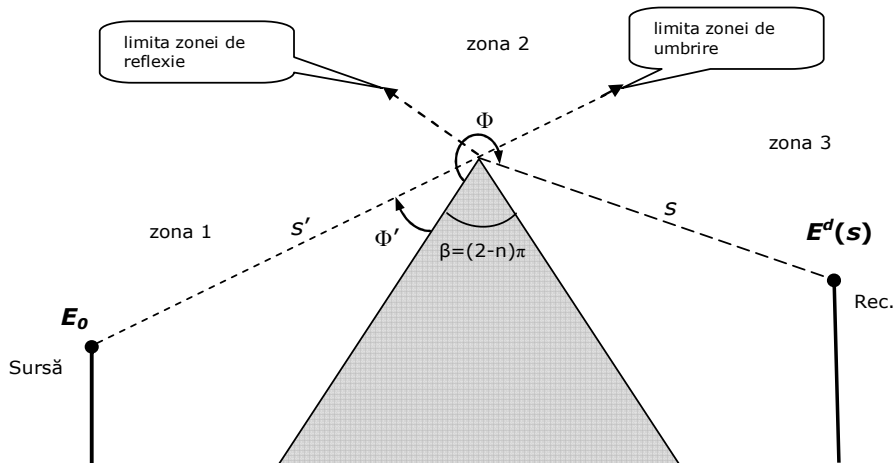


Fig. 2.21 Explicativă la modelarea difracției conform UTD

UTD pornește modelarea difracției considerând obstrucția ca fiind o piramidă, și exprimă unghiul din vârful acesteia în forma:  $\beta = (2 - n)\pi$  (Fig. 2.21).

Suprafața din jurul obstrucției este împărțită în trei zone: zona 1 – de incidență, zona 2 – de reflexie (Fresnel) și zona 3 – de umbră. Prin  $s'$  și  $s$  sunt notate distanțele de la obstrucție la sursă respectiv la receptor. Unghiurile  $\Phi$  și  $\Phi'$  sunt unghiurile făcute de unda incidentă respectiv difractată cu fața obstacolului din zona incidentă.

Câmpul difractat este scris în forma:

$$E^d(s) = E_0 \cdot D \cdot A(s', s) \cdot \exp(-jks) \quad (2.39)$$

În această expresie, mărimile care intervin au următoarea semnificație:

$$A(s, s') = \begin{cases} 1/\sqrt{s} \\ \frac{s'}{\sqrt{s(s+s')}} \\ s \cdot \sin \beta_0 \end{cases} \quad (2.40)$$

Acesta reprezintă un factor de împrăștiere care descrie variația amplitudinii undei difractate. Cele trei expresii din relația (2.40) corespund unei unde plane, sferice respectiv cilindrice. Unghiul  $\beta_0$  reprezintă unghiul făcut de raza incidentă cu tangenta la granița de separare dintre zona de reflexie și cea de umbră.

Dacă punctul de recepție nu se află într-o zonă de tranziție, atunci coeficientul de difracție se calculează cu relația:

$$D_{h,s} = \frac{\exp(-j\pi/4) \cdot \sin(\pi/n)}{n\sqrt{2\pi k} \cdot \sin \beta_0} \cdot \left[ \frac{1}{\cos(\pi/n) - \cos\left(\frac{\Phi - \Phi'}{n}\right)} \pm \frac{1}{\cos(\pi/n) - \cos\left(\frac{\Phi + \Phi'}{n}\right)} \right] \quad (2.41)$$

Prin notațiile  $s$  și  $h$  se specifică tipul de polarizare a undei:  $s$  – „soft polarization” însemnând polarizare perpendiculară iar  $h$  – „hard polarization” însemnând polarizare paralelă. Semnul „+” se atribuie polarizării paralele, iar semnul „-” celei perpendicularare.

Dacă receptorul se găsește într-o zonă de tranziție, atunci coeficientul de difracție devine:

$$D_{h,s} = \frac{\exp(-j\pi/4) \cdot \sin(\pi/n)}{n\sqrt{2\pi k} \cdot \sin \beta_0} \times \left[ \cot\left(\frac{\pi + (\Phi - \Phi')}{2n}\right) \cdot F[kLa^+(\Phi - \Phi')] + \cot\left(\frac{\pi - (\Phi - \Phi')}{2n}\right) \cdot F[kLa^-(\Phi - \Phi')] \pm \cot\left(\frac{\pi + (\Phi + \Phi')}{2n}\right) \cdot F[kLa^+(\Phi + \Phi')] + \cot\left(\frac{\pi - (\Phi + \Phi')}{2n}\right) \cdot F[kLa^-(\Phi + \Phi')] \right] \quad (2.42)$$

unde:

$$F(X) = 2j\sqrt{X} \int_{\sqrt{X}}^{\infty} \exp(-j\tau^2) d\tau \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned}
 a^{\pm}(\beta) &= 2 \cos^2 \left( \frac{2n\pi N^{\pm} - \beta}{2} \right) \\
 \beta &= \Phi \pm \Phi' \\
 2n\pi N^+ - \beta &= \pi \\
 2n\pi N^- - \beta &= -\pi
 \end{aligned}
 \tag{2.44}$$

$F(*)$  fiind funcția Fresnel, iar  $N^{\pm}$  - numărul întreg cel mai mic care satisface ecuațiile din (2.44).

Există și o corecție de distanță care apare în relația (2.42), pentru undă plană, respectiv pentru undă sferică:

$$L = \begin{cases} s \cdot \sin^2 \beta_0 \\ \frac{ss'}{s+s'} \cdot \sin^2 \beta_0 \end{cases}
 \tag{2.45}$$

## 2.6 Concluzii

În acest capitol autorul a făcut o scurtă prezentare a fenomenelor fizice care apar în interacțiunea undelor radio cu mediul de propagare. Relațiile matematice care modelează și caracterizează aceste mecanisme de propagare sunt bine cunoscute și documentate în numeroase publicații, scopul prezentării lor fiind acela de a fundamenta noțiunile care ulterior vor fi amintite în lucrare, pentru descrierea studiilor teoretice și experimentale ale autorului în domeniul propagării.

Pe parcursul trecerii în revistă a acestor modelări ale propagării undelor au fost create programe de simulare Matlab, prin intermediul cărora s-au generat figuri explicative la fenomene prezentate, și care au contribuit la o mai bună înțelegere din partea autorului a modelelor matematice existente cu privire la mecanismele de propagare.

Totodată s-au introdus unele titluri bibliografice în care se prezintă studii ale acestei problematice și pe care autorul le-a consultat pe parcursul dezvoltării tezei de față.

## 3. MODELE DE PROPAGARE ALE UNDELOR RADIO

### 3.1 Introducere

Canalul radio este una dintre componentele critice ale sistemelor de comunicații, în special pentru sistemele de comunicații mobile, având nevoie de o modelare cât mai exactă a fenomenelor care intervin. O modalitate de calcul a acoperirii cu semnal radio – un *model de propagare* – înseamnă o analiză a interacțiunii semnalului radio cu canalul, care se materializează prin mecanismele de propagare prezentate în capitolul anterior.

Dezvoltarea unui model de propagare presupune determinarea dependenței nivelului de semnal radio în funcție de distanța dintre emițător și punctul de observație, de formele de relief, de vegetație, clădiri, înălțimea antenei de emisie și de recepție.

Principala cerință pentru un model de propagare este ca predicția realizată să fie cât mai aproape de realitatea din teren, cu alte cuvinte să aibă o acuratețe cât mai bună, și în plus să fie fiabil, în sensul de a da valori reproductibile, atunci când condițiile de propagare se modifică în limitele admise de către modelul respectiv.

În [30] este realizată o analiză a tehnologiilor și serviciilor care au ca suport de transmitere a informației canalul radio, și sunt prezentate considerațiile după care ar trebui ales un model de propagare:

- modelul ales trebuie să ia în considerare deficiențele la care tehnologia care îl folosește este sensibilă;
- tipul de mediu fizic pentru care modelul este valid;
- câștigul, orientarea și caracteristica de directivitate a antenei;
- acuratețea modelului.

În ceea ce privește acuratețea modelului de propagare, sunt definite 4 niveluri:

- nivelul 1 – modelul trebuie să poată ajuta proiectantul să înțeleagă care este performanța care poate fi obținută de către sistem și implicațiile unei decizii luate acolo unde există mai multe posibilități de proiectare;

- nivelul 2 – modelul trebuie să poată surprinde într-un mod cât mai practic natura deficiențelor care apar prin compararea datelor proiectate cu comportarea reală a sistemului proiectat;

- nivelul 3 – modelul trebuie să fie reprezentativ pentru scenariile pe care le poate prezice, astfel încât simulările pentru determinarea performanțelor sistemului proiectat (acoperire cu semnal, capacitatea sistemului) să fie la rândul lor reprezentative;

- nivelul 4 – modelul trebuie să facă față particularităților care apar într-un anumit mediu de propagare fără a i se degrada performanțele de predicție.

Modelele de propagare cunoscute și folosite la ora actuală sunt în număr mare și pot fi categorisite după mai multe criterii.

Un prim criteriu este cel legat de tipul comunicației (tipul serviciului) pentru care se proiectează acoperirea cu semnal radio: există modele de propagare pentru comunicațiile mobile, la care de obicei distanțele până la care se dorește să se

proiecteze acoperirea cu semnal sunt relativ mici depinzând de tipul celulei (tabelul 3.1) [31].

Tabelul 3.1 Tipurile de celulă pentru acoperirea cu semnal radio și dimensiunile uzuale

Tip celulă	Raza tipică	Pozitia tipică a stației de bază
macro-celulă	1 – 3 km	exterior, montată pe cotă dominantă, deasupra celorlalte obstrucții
minimacro-celulă	0.5 – 3 km	exterior, montată pe cotă dominantă, deasupra celorlalte obstrucții
micro-celulă	până la 1 km	exterior, montată sub media de înălțime a obstacolelor corespunzătoare
pico-celulă	până la 500 m	exterior sau interior

Modelele dezvoltate pentru serviciile de radiodifuziune (în engleză *broadcast*) de exemplu, pentru transmiterea programelor radio și Tv, permit calculul nivelului de semnal pe distanțe de ordinul sutelor de km.

Un alt criteriu este cel legat de benzile de frecvențe, în care modelul este gândit să lucreze și banda de frecvență a canalului pentru care se face proiectarea. Există astfel modele de bandă îngustă respectiv, modele de bandă largă.

Poate cel mai important criteriu însă, pentru o clasificare a modelelor de propagare este principiul după care aceste modele lucrează:

- modele empirice;
- modele deterministe;
- modele fizice;
- modele stohastice.

*Modelele empirice* sunt bazate pe măsurări și observarea evoluției acestora în diferite scenarii de propagare. Aceste modele sunt utilizate la predicția mediei locale a semnalului radio în funcție de mai mulți parametri (distanță, înălțimea antenelor), unele dintre ele luând în calcul natura dispersivă a canalului radio (de exemplu, Stanford University Interim), altele nu. Acest tip de modele au câteva avantaje notabile cum ar fi simplitatea utilizării și costurile mici de exploatare, timpul mic de calcul de predicție. Chiar dacă uneori fac apel la hărți ale zonei pentru care urmează a fi calculată acoperirea, nu folosesc hărți detaliate care cresc complexitatea utilizării și totodată costurile. În plus, modelele dau rezultate satisfăcătoare și au fost folosite cu succes în proiectare în ultimii 20 ani.

*Modelele deterministe* funcționează pe baza legilor care guvernează câmpurile electromagnetice, fiind programe software la care trebuie introduse hărți digitale 3-D detaliate, cu totalitatea clădirilor din zona de acoperire cu semnal, proprietățile de material din care acestea sunt construite, forme de relief, etc. Deși, în urma unei exploatări corecte a software-ului de simulare, rezultatele simulării nivelului câmpului au erori mici comparativ cu valorile rezultate din măsurări, complexitatea parametrilor pe care îi ia în calcul, necesitatea hărților foarte precise și timpul mare de simulare le fac să nu fie atât de populare ca modelele empirice. De asemenea, puterea de calcul este esențială în utilizarea acestor modele. În plus, dacă hărțile introduse au abateri de la situația reală din teren, rezultatele pot fi mai slabe decât în cazul modelelor empirice. Aceste modele însă pot furniza ca valori de ieșire o gamă mai largă de date despre propagare, pe lângă atenuarea de propagare și răspunsul la impuls al canalului, respectiv unghiul sub care sosește raza la receptor.

*Modelele fizice*, spre deosebire de cele deterministe, iau în considerare aspectele de natură fizică a interacțiunii dintre unda electromagnetică și obstacolele din zona de propagare (reflexii, difracție, dispersie). Pot funcționa atât cu date

exacte ale sitului cât și cu date generice despre acestea, de exemplu, specificarea tipului zonei în care are loc propagarea (rezidențială, urbană densă, rurală, arie deschisă, ș.a) și a regimului de înălțime a obstrucțiilor.

*Modelele stohastice* sunt cel mai puțin exacte, dar cel mai simplu de aplicat. Propagarea undelor este analizată prin metode statistice, utilizând un minim de informație despre mediul de propagare pentru care se realizează proiectarea. Prezintă avantajul că nu au nevoie de putere de calcul mare.

*Normele ITU-R.* ITU (International Telecommunication Union) este o organizație internațională, înființată în anul 1865 la prima conferință internațională a telegrafului, care a avut loc în Paris. Scopul acestei organizații create atunci și care nu s-a modificat nici astăzi, este acela de a crea reglementări și norme în domeniul telecomunicațiilor. Din 1992 ITU a fost împărțit în trei sectoare de activitate, ITU-R ocupându-se de partea radio a comunicațiilor, seria P făcând referire la propagarea undelor radio. Aceste norme au rolul de a da o informație generală despre condițiile de propagare, problemele de care trebuie să se țină seama într-o situație dată și pot fi folosite pentru a se face diverse comparații ale rezultatelor obținute în studiul propagării.

Deși lista este lungă, din punct de vedere a ariei de interes a acestei lucrări se poate aminti norma ITU-R P. 1546 [32], care se referă la predicția semnalului radio pentru serviciile de comunicații terestre în limita de frecvențe de la 30 MHz, la 3000 MHz, pe distanțe de până la 1000 km. Norma constă într-o serie de curbe și tabele, întocmite pe baza măsurărilor realizate în macrocelule de comunicații mobile sau în zone acoperite cu semnal al stațiilor de radiodifuziune. Pe lângă curbele de bază, sunt specificați coeficienți de corecție și metode de corecție legate de variațiile reliefului, înălțimile efective ale antenelor, tranziții de la propagarea la nivelul solului la suprafețe de apă, și totodată se specifică procentajul de timp pentru care curbele sunt valabile. În Fig. 3.1 este prezentat un grafic preluat din această normă.

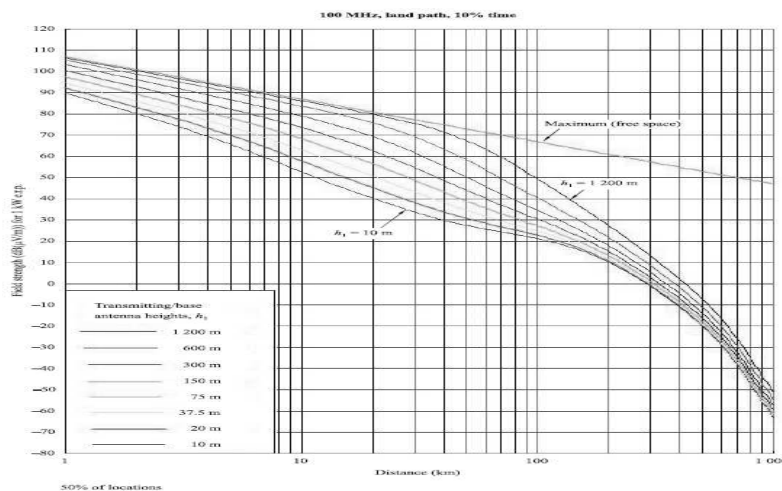


Fig. 3.1 Curbe de atenuare ale semnalului radio la 100 MHz, pentru propagare terestră la frecvența de 100 MHz, conform normei ITU-R P.1546

O altă normă de interes este ITU-R P. 1411 [33], care face referire la macrocelule, pentru cazurile în care propagarea nu se face în vizibilitate directă. Distanțele luate în considerare sunt până la 50 km, iar limitele de frecvențe sunt



între 800 și 2000 MHz, pentru cazul în care înălțimea obstrucției din vecinătatea stației de bază este mai mare decât înălțimea antenei stației de bază, și până la 5000 MHz în caz contrar. La baza acestei norme stă modelul COST 231 Walfisch-Ikegami.

În continuare se vor prezenta câteva modele de propagare de interes pentru lucrarea de față, modele care de altfel se bucură de o largă răspândire și utilizare în practică.

### 3.2 Modelul Okumura - Hata

Acest model de propagare empiric a rezultat în urma unui număr foarte mare de măsurări efectuate în preajma orașului Tokio. Okumura publică în [34], un model de propagare destinat comunicațiilor mobile terestre, bazat pe formula spațiului liber, la care se adaugă o corecție  $A_{mu}(f,d)$  care reprezintă atenuarea medie suplimentară față de spațiul liber, pentru mediul urban, în condițiile unui teren cvasi-neted, și înălțimi ale clădirilor nu foarte mari.

Condițiile de aplicabilitate ale acestui model presupun o înălțime efectivă a antenei de emisie  $h_{te}$  de 200 m, și a antenei de recepție  $h_{re}$  de 3 m. Curbele sunt exprimate ca și funcții de frecvență în gama 100 – 3000 MHz, și o distanță de la stația de bază de până la 100 km. Pentru antene care nu au înălțimile considerate în studiu, se adaugă coeficienți de corecție. Expresia de calcul a atenuării medii de propagare între emițător și receptor, valabilă în 50 % din locații este:

$$L_{50}[dB] = L_{fs} + A_{mu} + G(h_{te}) + G(h_{re}) \quad (3.1)$$

unde:

$$G(h_{te}) = 20 \lg \left( \frac{h_{te}}{200} \right), \text{ pentru } 30 \text{ m} < h_{te} < 1000 \text{ m};$$

$$G(h_{re}) = 10 \lg \left( \frac{h_{re}}{200} \right), \text{ pentru } h_{re} < 3 \text{ m};$$

$$G(h_{re}) = 20 \lg \left( \frac{h_{re}}{200} \right), \text{ pentru } 3 \text{ m} < h_{re} < 10 \text{ m}.$$

Pe lângă aceste corecții se mai pot adăuga și altele, cea mai importantă fiind corecția legată de undulațiile terenului ( $\Delta h$ ) calculată ca valoarea interdecilă a undulațiilor pe o distanță de 10 km de la receptor înspre emițător. O altă corecție se aplică în cazul prezenței unei creste izolate pe traseul de propagare, la fel și în cazul unei căi de propagare mixte pământ – mare. Înălțimea efectivă a antenei se calculează față de o referință a înălțimii terenului; această referință se determină ca o medie a undulațiilor terenului pe o distanță între 3 km și 15 km (sau mai puțin dacă receptorul se află la o distanță mai mică de 15 km) de la emițător (vezi Fig. 2.4 din capitolul 2).

Au existat mai multe încercări de interpretare a curbelor date de Okumura sub forma unor relații matematice, cea mai cunoscută formulare fiind cea a lui Hata.

#### 3.2.1 Modelarea Hata

Formularea matematică a lui Hata [35] a încercat să aproximeze atenuarea medie de propagare astfel încât să fie folosită în special la comunicațiile mobile. Rezultatul a fost o restrângere a intervalului de variație a parametrilor care

influențează calculul atenuării de propagare. Astfel, frecvența maximă a fost redusă la 1500 MHz, iar distanța dintre emițător și receptor la 20 km.

Modelul se referă la trei tipuri de zone: arie deschisă, zonă suburbană, respectiv urbană.

Condițiile de aplicabilitate prevăd ca:

- frecvența să fie în gama 150 MHz – 1,5 GHz;
- distanța maximă între emițător și receptor este de maxim 20 km;
- înălțimea antenei de emisie să fie cuprinsă între 30 m și 200 m;
- înălțimea antenei de recepție să aibă maxim 10 m.

Pentru a se putea ține cont de denivelările terenului sau de zonele cu clădiri, la relația care exprimă atenuarea de propagare se mai adaugă diferiți coeficienți de corecție.

Formula lui Hata pentru zone urbane este:

$$L_{50}(\text{urban}) = 69,55 + 26,16 \lg f_c - 13,82 \lg h_t + (44,9 - 6,55 \lg h_t) \lg d - a(h_r) [dB] \quad (3.2)$$

unde:  $d$  – distanța emițător – receptor;

$f_c$  – frecvența exprimată în MHz.

$a(h_r)$  – este factorul de corecție (câștig) pentru înălțimea antenei mobilului.

Acest factor de corecție, pentru orașe mici sau de dimensiuni medii este:

$$a(h_r) = (1,1 \lg f_c - 0,7) h_r - 1,56 \lg f_c + 0,8 [dB] \quad (3.3)$$

iar pentru orașe de dimensiuni mari:

$$a(h_r) = \begin{cases} 8,92 [\lg(1,54 \cdot h_r)]^2 - 1,1 [dB], & f_c \leq 300 \text{ MHz} \\ 3,2 [\lg(11,75 \cdot h_r)]^2 - 4,97 [dB], & f_c > 300 \text{ MHz} \end{cases} \quad (3.4)$$

Pentru zone suburbane, relația de calcul a atenuării de propagare se calculează cu relația:

$$L_{50}(\text{suburban}) = L_{50}(\text{urban}) - 2 \cdot \left[ \lg \frac{f}{28} \right]^2 - 5,4 [dB]. \quad (3.5)$$

iar pentru zone rurale deschise:

$$L_{50}(\text{rural}) = L_{50}(\text{urban}) - 4,78 (\lg f_c)^2 + 18,33 \lg f_c - 40,94 [dB]. \quad (3.6)$$

În cazul în care predicția se realizează pentru o zonă rurală în care terenul prezintă ondulații, în relația (3.6) se înlocuiește  $-40,94$  dB cu  $-35,94$  dB.

Valoarea acestor relații se materializează prin importanța din punct de vedere practic pe care o au, modelarea lui Okumura putând fi astfel integrată într-un program de calcul de acoperire cu semnal radio. Ca și arie de aplicabilitate, modelul se poate aplica pentru calculul acoperirii în celulele de dimensiuni mari.

### 3.2.2 Corecția Akeyama

Modelul propus de Okumura pornește de la ideea de propagare în zonă urbană asemănătoare ca regim de înălțime și densitate de clădiri de la un oraș cum este Tokyo. Orașele din Europa sau SUA au altă distribuție a clădirilor și cu totul alt regim de înălțime. De asemenea, corecțiile care au fost introduse pentru alte tipuri de zone de propagare decât cel urban (suburban, zonă rurală deschisă sau cvasi-deschisă), sunt funcție doar de clădirile din imediata vecinătate a emițătorului.

O metodă de extindere a modelului Okumura pentru alte tipuri de zone urbane a fost realizat de Akeyama, prin introducerea unui „grad de urbanizare” ( $\alpha$ ), care să caracterizeze în procente cât din traseul de propagare dintre emițător și receptor este acoperit cu clădiri, iar în funcție de acest procent să se calculeze o

corecție adusă modelului Okumura. Relația matematică a corecției este prezentată în (3.7), conform [10].

$$S = \begin{cases} 30 - 25 \cdot \lg(\alpha), & 5\% < \alpha < 59\% \\ 20 + 0,19 \lg(\alpha) - 15,6(\lg(\alpha))^2, & 1\% < \alpha < 5\% \\ 20, & \alpha < 1\% \end{cases} \quad (3.7)$$

### 3.2.3 Modelul COST 231 – Hata

Modelul Hata a fost dezvoltat pentru calculul acoperirii cu semnal în macro-celulele GSM. Odată cu apariția rețelei DCS1800 sau a altor rețele similare care operau în banda 1800 – 1900 MHz, a apărut necesitatea de a avea un model de propagare care să poată face predicția și în această bandă. Prin programul european COST 231 s-a reușit o extindere a modelului Okumura-Hata, media locală a atenuării de propagare fiind calculată cu relația:

$$L_{50}[dB] = 46,3 + 33,9 \lg f_c - 13,82 \lg h_t + (44,9 - 6,55 \lg h_t) \lg d - a(h_r) + C \quad (3.8)$$

unde  $a(h_r)$  - este același factor de la modelul Hata.

În această relație apare în plus corecția notată cu  $C$ , introdusă pentru a face o diferențiere între orașele mari (zone metropolitane), pentru care  $C = 3$  dB, și orașele de dimensiuni medii sau mici, cu o densitate medie de arbori, pentru care corecția  $C = 0$  dB.

Aplicabilitatea relației (3.8) este aceeași în ceea ce privește gama parametrilor  $h_t$ ,  $h_r$ ,  $d$ , dar gama de frecvențe  $f_c$  în acest caz este cuprinsă între 1500 ÷ 2000 MHz.

Modelul este restricționat pentru macro-celule la care antena de emisie este mai înaltă decât clădirile din vecinătate.

## 3.3 Modelul Ibrahim & Parsons

Dezvoltarea modelului de propagare Ibrahim & Parsons a avut o abordare similară cu modelul Okumura – Hata în sensul că se pornește de la un set extensiv de măsurări. Aceste măsurări au fost realizate în Londra și în împrejurimi, măsurându-se semnalul provenit de la o stație de bază având înălțimea de 46 m, măsurările realizându-se cu ajutorul unui vehicul care a înregistrat valorile de câmp deplasându-se la nivelul străzilor, cu viteză constantă. Măsurările s-au realizat pentru trei frecvențe diferite: 168 MHz, 455 MHz și 896 MHz [36]. Suprafața măsurată a fost împărțită în pătrate cu latura de 500 m, ruta de măsurare nedepășind 1.8 km pentru fiecare pătrat. Au fost însumate 64 pătrate de suprafață măsurată, traseul total măsurat fiind în jurul a 115 km, pentru primele două frecvențe, iar pentru 900 MHz de doar 5 km.

Pentru a se putea analiza datele măsurate într-un mod cât mai unitar, au fost definiți doi parametri legați de zonele urbane: un *factor de ocupare a suprafeței* ( $L$ ) definit ca procent din suprafața de 500 x 500 m<sup>2</sup> care este acoperită cu clădiri, și un *factor de urbanizare* ( $U$ ) definit ca și procent din clădirile de pe suprafața ocupată cu clădiri, care au minim patru etaje. Ambii parametri pot lua valori între 0 ÷ 100 %, zero procente însemnând o zonă suburbană, iar 100 % o zonă metropolitană cu regim mare de înălțime a clădirilor.

British Telecom propune o clasificare a tipurilor de zone care se pot regăsi pe traseul de propagare (tabelul 3.2).

Tabelul 3.2 Categoriile de zone de propagare, așa cum au fost ele definite de către British Telecom, conform [10]

Tip zonă	Descriere
0	Râuri, lacuri și apă de mare
1	Zone rurale deschise, câmpuri agricole cu un număr mic de copaci
2	Zone rurale cu densitate de arbori, parcuri
3	Zone rurale împădurite
4	Zone rurale cu dealuri și munți
5	Zone suburbane, cu densitate mică de clădiri și zone industriale
6	Zone suburbane cu o densitate mare de clădiri
7	Zone urbane, cu clădiri mai mari de patru etaje, dar spații mari între clădiri
8	Zonă urbană densă, cu clădiri mai mari de patru etaje
9	Zonă urbană densă, cu clădiri mai mari de patru etaje, unele dintre ele putând fi clasificate ca fiind zgârie-nori (se întâlnește în zonele centrale ale unor orașe)

Din analiza măsurărilor realizate, au rezultat două formule de calcul a mediei locale a atenuării de propagare. O primă formulă este de natură empirică, determinată pe baza regresiei multiple, luându-se în calcul toți factorii care influențează propagarea, în ordinea descrescătoare importanței lor. Cea de a doua formulă este una semi-empirică, rezultată prin analiza teoretică făcută în cazul unei ecuații de propagare pe o suprafață plană, care să fie mai departe corelată cu un exces de atenuare datorat tipului de zonă de propagare (clutter factor), prin intermediul parametrilor care duc la apariția acestei atenuări.

Formula empirică de propagare este prezentată în relația (3.9) și se aplică în cazul în care înălțimea antenei de recepție  $h_m < 3$  m, iar distanța de propagare  $d < 10$  km.

$$L_{50}[dB] = -20 \cdot \lg(0,7h_b) - 8 \cdot \lg(h_m) + \frac{f}{40} + 26 \cdot \lg\left(\frac{f}{40}\right) - 86 \cdot \lg\left(\frac{f+100}{156}\right) + \left[40 + 14,15 \cdot \lg\left(\frac{f+100}{156}\right)\right] \cdot \lg(d) + 0,265L - 0,37H + K \quad (3.9)$$

unde:  $K = 0,087 \cdot U - 5,5$  - pentru zone urbane dense, și  $K = 0$  altfel;

$H$  - reprezintă diferența dintre înălțimea medie a pătratului care conține stația de bază și cea a pătratului care conține receptorul.

Pentru formula semiempirică, parametrul care influențează cel mai mult atenuarea este atenuarea suplimentară datorată tipului de zonă de propagare specifică fiecărui pătrat (clutter loss), notată cu  $\beta$ . Acest factor de atenuare a fost calculat la toate cele trei frecvențe.

$$L_{50}[dB] = 40 \cdot \lg(d) - 20 \cdot \lg(h_t \cdot h_r) + \beta \quad (3.10)$$

unde:

$$\beta = 20 + \frac{f}{40} + 0,18L - 0,34H + K \quad (3.11)$$

$$K = 0,094 \cdot U - 5,9$$

### 3.4 Modelul Sakagami – Kuboi

Acest model prezentat în [37], calculează media locală a atenuării de propagare în zonele urbane, pentru celule de dimensiuni de până la 3 km (mini-macro celule), pentru frecvențe cuprinse în gama 400 ÷ 2200 MHz. Modelul ia în considerare înălțimile clădirilor din apropierea stației de bază (cu înălțimi de 5 ÷ 80 m), înălțimile clădirilor din apropierea stației mobile (cu înălțimi de 5 ÷ 50 m) și totodată ține cont de lățimea străzii ( $w$ ) și de unghiul ( $\varphi$ ) făcut de stradă cu direcția emițător – receptor. Înălțimea stației de bază ( $h_{BS}$ ) este cuprinsă între 20 ÷ 100 m, iar înălțimea receptorului ( $h_M$ ) este de 1.5 m.

Relația de calcul a atenuării de propagare este:

$$L[dB] = 100 - 7,1 \cdot \lg(w) + 0,023 \cdot \varphi + 1,4 \cdot \lg(H_{R,M}) + 1,1 \cdot \lg(h_{R,M}) - \\ - \left( 24,37 - 3,7 \cdot \left( \frac{h_{R,BS}}{h_{BS}} \right)^2 \right) \cdot \lg(h_{BS,M}) + (43,42 - 3,1 \cdot \lg(h_{BS,M})) \lg(d) + \\ + 20 \cdot \lg(f) + \exp(13 \cdot (\lg(f) - 3,23)) \quad (3.12)$$

unde:  $H_{R,M}$  – înălțimea clădirilor din imediata apropiere a stației mobile, exprimate în metri;

$h_{R,M}$  – înălțimea medie a clădirilor din jurul stației mobile, exprimate în metri;

$h_{R,BS}$  – înălțimea medie a clădirilor din jurul stației de bază, exprimate în metri;

$$h_{BS,M} = h_{BS} - h_M \text{ [m]}.$$

De asemenea, în [37] se prezintă o variantă modificată a relației de calcul a atenuării medii, obținută pornind de la modelul Sakagami dar la care limitele de frecvență au fost extinse (800 ÷ 8000 MHz) și în plus au fost adăugate corecții privind modificări aduse înălțimii de recepție, respectiv pentru zonele de propagare suburbane (într-o manieră similară cu cea din paragraful 3.2).

$$L[dB] = 54 + 40 \cdot \lg(d) - 30 \cdot \lg(h_b) + 21 \cdot \lg(f) - a(h_m) - S(\alpha) \quad (3.13)$$

unde:  $a(h_m) = 5 \cdot \lg\left(\frac{h_m}{1.5}\right)$  - corecția pentru câștigul antenei de recepție;

$S(\alpha) = 25 - 0.6\alpha$  - corecția pentru zone suburbane, pentru care  $\alpha$  este valoarea în procente a zonei acoperite cu clădiri, similară cu  $L$  - din modelul Ibrahim-Parsons.

### 3.5 Modelul Ikegami

În [38] și [39] Fumio Ikegami propune o metodă de predicție a câmpului la nivelul străzi, provenit de la o stație de bază, pentru cazul în care mediul de propagare este un oraș mediu din punct de vedere al urbanizării. Metoda de implementare presupune o analiză pe baze teoretice a propagării, pornind de la principiile opticii geometrice (Fig. 3.2).

Ideea de la care se pornește este aceea că într-un mediu urban pentru care antena de emisie este deasupra clădirilor care obturează traseul de propagare, la câmpul recepționat la nivelul străzii, deși este compus din însumarea a mai multor raze care se propagă pe trasee multiple, ponderea energetică cea mai mare o au doar câteva raze. Câmpul recepționat se calculează după relația (3.14).

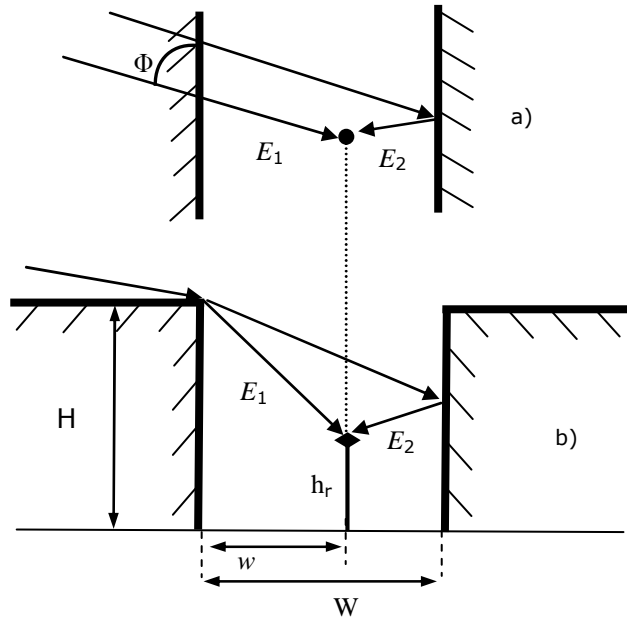


Fig. 3.2 Explicativă la modelul Ikegami  
a) vedere de sus; b) vedere în secțiune transversală

$$\bar{E} = \sqrt{\sum_{i=1}^N E_i^2} \quad (3.14)$$

Pentru simplitatea modelării se consideră doar două raze: una directă și difractată, cealaltă difractată și apoi reflectată.

Modelul pornește de la ideea cunoașterii amănunțite a clădirilor din zona unde se realizează predicția. Variabilele luate în calcul sunt:  $H$  – înălțimea clădirii care realizează difracția,  $h_r$  – înălțimea antenei de emisie,  $W$  – lățimea străzii,  $w$  – distanța de la clădirea care realizează difracția și antena de recepție,  $\Phi$  – unghiul făcut de direcția emițător-receptor cu direcția străzii. Toate aceste mărimi geometrice sunt exprimate în metri, iar „unghiul străzii” este exprimat în grade și ia valori  $0^\circ \leq \Phi \leq 90^\circ$ . În plus, mai apare frecvența exprimată în MHz. Coeficientul de reflexie al clădirii este notat cu  $L_r$ . Pierderile prin reflexie se consideră a fi aproximativ 6 dB.

Cele două componente de câmp luate în considerare la recepție, sunt scrise în forma:

$$\begin{aligned} E_1 &= (0,225/\sqrt{2}) \cdot E_0 \sqrt{\lambda w} / (H - h_r) \sqrt{\sin \Phi} \\ E_2 &= (0,225/\sqrt{2}) \cdot E_0 \sqrt{\lambda(2W - w)} / L_r (H - h_r) \sqrt{\sin \Phi} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Calculând în decibeli atenuarea de propagare, se obține expresia:

$$L[dB] = 10 \cdot \lg(f) + 10 \cdot \lg(\sin \Phi) + 20 \cdot \lg(H - h_r) - 10 \cdot \lg(w) - 10 \cdot \lg\left(1 + \frac{3}{L_r^2}\right) - 5,8 \quad (3.16)$$

La calcularea difracției se folosește metoda „knife edge”, motiv pentru care nu se ține seama de unghiul sub care sosește raza, neglijându-se înălțimea stației de bază.

Rezultatele modelului au fost comparate cu măsurări la frecvențele de 200 MHz, 400 MHz și 600 MHz, în campusul universitar din Kyoto, atât pentru polarizarea verticală cât și polarizarea orizontală, stațiile de bază având înălțimi între 118 m și 560 m. Erorile obținute au fost acceptabile, studiul arătând o independență a poziționării mobilului pe stradă.

### 3.6 Modelul Walfisch – Bertoni

Modelul Walfisch – Bertoni prezentat în [40], vizează predicția pentru comunicațiile mobile și pornește de la studiul teoretic al influenței clădirilor din zona urbană asupra propagării undelor.

Conform ipotezelor de studiu ale autorilor, clădirile se comportă ca și ecrane, contribuind ca obstacole care duc la apariția difracției undelor. Rapoartele de măsurare au arătat că puterea recepționată, are o dependență de distanța emițător - receptor de tipul  $r^{-n}$ , unde  $n$  – exponentul propagării, ia valori în intervalul  $3 \div 4$ .

Pentru dezvoltarea modelului s-a presupus, pe baza observațiilor făcute în diverse orașe că, pentru o anumită suprafață din jurul unui punct de recepție, există o uniformitate a înălțimilor clădirilor, străzile sunt cu clădirile poziționate paralel, lățimea străzii este mai mică decât dimensiunile clădirilor, iar antena de recepție este obturată datorită înălțimii clădirilor din imediata vecinătate. De asemenea, puterea undei transmise prin clădiri este considerată a fi neglijabilă comparativ cu cea a undelor care ajung prin aer în punctul de recepție și suferă doar difracției și reflexii. Antena de emisie (stația de bază) se presupune a fi mai înaltă decât clădirile din vecinătate, undele propagându-se la nivelul acoperișurilor, care se consideră a fi obstacole rotunde. Pentru acest scenariu de propagare, autorii concluzionează o dependență a puterii recepționate proporțională cu  $r^{-3.8}$ .

Pentru calculul atenuării de difracție, clădirile se presupun ecrane semiinfinite, separate de distanța  $b$  una de cealaltă. Câmpul la nivelul ultimei clădiri se consideră cu front de undă plană de amplitudine unitară, dependent de unghiul  $\alpha$  (exprimat în radiani) dintre orizontală și direcția emițător – punct de difracție (Fig. 3.3).

Atenuarea de propagare se consideră ca fiind formată din trei termeni: atenuarea spațiului liber, la care se adaugă atenuarea de difracție la nivelul acoperișului datorată creșterii de difracție multiplă, și atenuarea dată de împrăștierea câmpului și a difracției coborând de la nivelul acoperișului în punctul de recepție de la nivelul străzii.

$$L[dB] = L_0 + L_{ex} \quad (3.17)$$

unde  $L_0$  – atenuarea spațiului liber, iar  $L_{ex}$  – atenuarea suplimentară, datorată scenariului de propagare amintit mai sus.

$$L_{ex}[dB] = 57,1 + A + \lg(f) + 18 \cdot \lg(d) - 18 \cdot \lg(h_b - h) - 18 \cdot \lg\left(1 - \frac{d^2}{17(h_b - h)}\right) \quad (3.18)$$

$$A = 5 \cdot \lg\left[\left(\frac{b}{2}\right)^2 + (h - h_m)^2\right] - 9 \cdot \lg(b) + 20 \cdot \lg\left(\tan^{-1}[2(h - h_m)/b]\right)$$

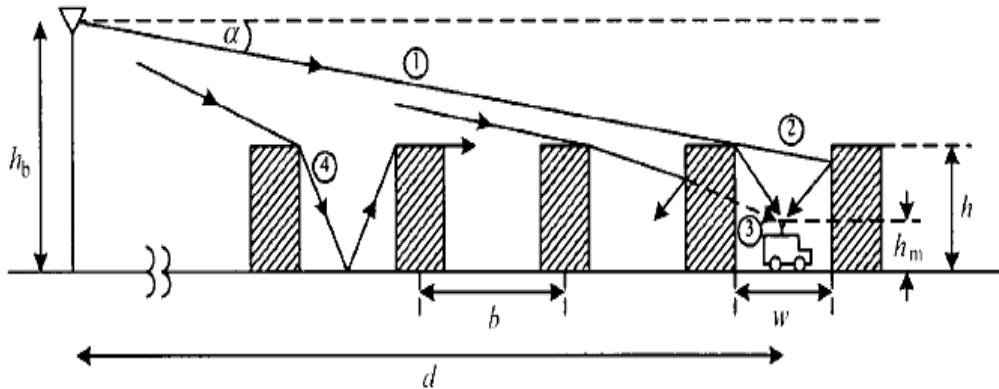


Fig. 3.3 Explicativă la modelul Walfisch - Bertoni

### 3.7 Modelul COST 231 Walfisch – Ikegami

Acest model de propagare a fost una dintre realizările importante ale programului european COST, un program de cercetare tehnologică pornit de la ideea importanței dezvoltării comunicațiilor mobile și a constituirii unui mediu informațional comun în întreaga lume [31]. De aici, în 1988 s-a mers mai departe la liberalizarea pieței comunicațiilor mobile în Uniunea Europeană și la implementarea unor rețele de comunicații transeuropene.

Unul dintre obiectivele COST 231 (derulat între 1989 și 1996) a fost dezvoltarea unui model de propagare care să aibă aplicabilitate în benzile de frecvențe de 900 MHz respectiv 1800 MHz, pentru predicția în macrocelulele urbane destinate să deservească comunicațiile mobile. Studiul s-a bazat pe campanii de măsurări extensive realizate în orașele europene, avându-se în vedere modelele de propagare existente: Hata, Ikegami respectiv, Walfisch – Bertoni.

Acest model vizează un scenariu de propagare similar cu cel prezentat în Fig. 3.3.

Datele de la care pornește modelul sunt:

- înălțimea clădirilor  $h_{roof}$  ;
- lățimea străzilor  $w$ ;
- distanța dintre clădiri  $b$ ;
- unghiul dintre direcția emițător – receptor și strada pe care se găsește receptorul (Fig. 3.4).

Modelul face distincție între propagarea în vizibilitate directă (LoS) și cazul în care traseul de propagare este obturat (NLoS).

Pentru cazul LoS, măsurările pe baza cărora a fost dezvoltat modelul au fost realizate în Stockholm. Relația de calcul a atenuării medii de propagare este:

$$L_b [dB] = 42,6 + 26 \cdot \lg(d_{km}) + 20 \cdot \lg(f_{MHz}), \quad d \geq 20m \quad (3.19)$$

Constanta din formula de mai sus este determinată astfel încât  $L_b$  să fie egal cu valoarea atenuării spațiului liber, pentru  $d = 20$  m.



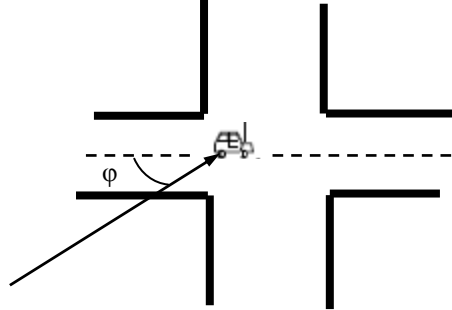


Fig. 3.4 Explicativă la definirea unghiului străzii

Pentru cazul propagării NLoS, atenuarea este compusă din trei termeni:

- $L_0$  – atenuarea free space;
- $L_{rts}$  – atenuarea de împrăștiere și de difracție datorată diferenței dintre înălțimea acoperișului și nivelul antenei de recepție pe stradă;
- $L_{msd}$  – atenuarea de difracție multiplă datorată clădirilor.

$$L_b = \begin{cases} L_0 + L_{msd} + L_{rts}, & L_{rts} + L_{msd} > 0 \\ L_0, & L_{rts} + L_{msd} \leq 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

Termenul  $L_{rts}$  descrie legătura dintre propagarea undei de-a lungul unui traseu de propagare pe care se găsesc multiple obstrucții (ecrane). Această atenuare este determinată pe baza modelului lui Ikegami și ia în considerare lățimea străzii și orientarea acesteia.

Funcția aplicată de COST este diferită deoarece poate lua în considerare, spre deosebire de modelul Walfisch – Bertoni, și cazul în care înălțimea antenei stației de bază este sub înălțimea clădirilor:

$$L_{rst} = -16,9 - 10 \cdot \lg(w) + 10 \cdot \lg(f) + 20 \cdot \lg(\Delta h_{Mobile}) + L_{Ori} \quad (3.21)$$

unde:

$$L_{Ori} = \begin{cases} -10 + 0,345 \cdot \varphi, & 0^\circ \leq \varphi \leq 35^\circ \\ 2,5 + 0,075(\varphi - 35), & 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ \\ 4 - 0,114(\varphi - 55), & 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\Delta h_{Mobile} = h_{Roof} - h_{Mobile}$$

$$\Delta h_{Base} = h_{Base} - h_{Roof}$$

Înălțimea clădirilor și separarea lor spațială este luată în considerare prin intermediul termenului  $L_{msd}$ :

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \cdot \lg(d) + k_f \cdot \lg(f) - 9 \cdot \lg(b) \quad (3.23)$$

unde:

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \cdot \lg(1 + \Delta h_{Base}), & h_{Base} > h_{Roof} \\ 0, & h_{Base} \leq h_{Roof} \end{cases}$$

$$k_a = \begin{cases} 54, & h_{Base} > h_{Roof} \\ 54 - 0,8 \cdot \Delta h_{Base}, & d \geq 0,5 \text{ km}, h_{Base} \leq h_{Roof} \\ 54 - 0,8 \cdot \frac{d}{0,5} \cdot \Delta h_{Base}, & d < 0,5 \text{ km}, h_{Base} \leq h_{Roof} \end{cases} \quad (3.24)$$

$$k_d = \begin{cases} 18, & h_{Base} > h_{Roof} \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_{Base}}{h_{Roof}}, & h_{Base} \leq h_{Roof} \end{cases}$$

$$k_f = -4 + \begin{cases} 0,7 \cdot \left( \frac{f}{925} - 1 \right) \\ 1,5 \cdot \left( \frac{f}{925} - 1 \right) \end{cases}$$

Termenul  $k_a$  reprezintă o creștere a atenuării în cazul în care antena stației de bază se găsește sub nivelul acoperișurilor clădirilor învecinate. Termenii  $k_d$  și  $k_f$  controlează dependența difracției multiecran de distanță, respectiv de frecvență. Dacă nu se cunoaște înălțimea exactă a clădirilor, aceasta poate fi evaluată după relația:

$$h_{Roof} = 3m \times \{nr. etaje\} + inaltime\_acoperis \quad (3.25)$$

unde înălțimea acoperișului este aproximativ de 3 m.

Modelul admite:

- $f = 800 \div 2000$  MHz;
- $h_{Base} = 4 \div 50$  m;
- $h_{Mobile} = 1 \div 3$  m;
- $d = 20$  m  $\div$  5 km;
- $b = 20 \div 50$  m;
- $w = b/2$ .

### 3.8 Modelul Xia

Modelul Xia, publicat în [41], pe baza unor studii efectuate a priori [42], [43], a dezvoltat un model care abordează propagarea în microcelulele din mediul urban, acolo unde distanțele între stația de bază și receptorul mobil sunt de ordinul sutelor de metrii, ajungând uneori până la 1 km. În această situație, multe dintre modele prezentate în paragrafele anterioare au erori mari de predicție.

Autorul prezintă trei formule de calcul a mediei atenuării de propagare, putând, după caz, să fie folosite în macro sau micro celule, în situații în care antena se găsește deasupra sau sub nivelul acoperișului clădirilor învecinate. Notațiile folosite în relațiile de calcul sunt conforme cu Fig. 3.5.

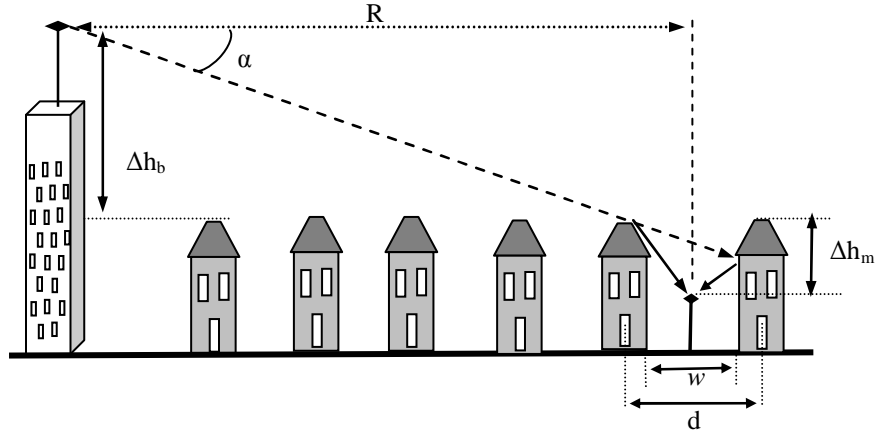


Fig. 3.5 Explicativă la scenariul de propagare pentru modelul Xia

Formula Xia de calcul a atenuării de propagare, pentru cazul în care înălțimea antenei stației de bază este aproape de media înălțimii clădirilor din zona de acoperire este:

$$L = -10 \cdot \lg \left( \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi R}} \right)^2 - 10 \cdot \lg \left( \frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left( \frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right) - 10 \cdot \lg \left( \frac{d}{R} \right)^2 \quad (3.26)$$

În situația în care înălțimea antenei stației de bază este deasupra mediei înălțimii clădirilor din zona de acoperire, atenuarea medie de propagare se calculează cu relația:

$$L = -10 \cdot \lg \left( \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi R}} \right)^2 - 10 \cdot \lg \left[ (2.35)^2 \cdot \left( \frac{\Delta h_b}{R} \sqrt{\frac{d}{\lambda}} \right)^{1.8} \right] - 10 \cdot \lg \left( \frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left( \frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right) \quad (3.27)$$

În cazul în care înălțimea antenei stației de bază se găsește sub media înălțimii clădirilor din zona de acoperire, atenuarea medie de propagare se calculează cu relația:

$$L = -10 \cdot \lg \left( \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi R}} \right)^2 - 10 \cdot \lg \left( \frac{\lambda}{2\pi^2 r} \left( \frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right)^2 \right) - 10 \cdot \lg \left\{ \frac{\lambda}{\sqrt{(\Delta h_b)^2 + d^2}} \left[ \frac{d}{2\pi(R-d)} \right]^2 \cdot \left( \frac{1}{\phi} - \frac{1}{2\pi + \phi} \right)^2 \right\} \quad (3.28)$$

Pentru scrierea acestor relații s-au folosit notațiile:

- $x = w/2$ ;
- $r = \sqrt{(\Delta h_m)^2 + x^2}$ ;
- $\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\Delta h_m}{x} \right)$  [rad];
- $\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\Delta h_b}{d} \right)$  [rad];

- $\Delta h_b$  - diferența de înălțime dintre stația de bază și clădirile din zona de acoperire (înălțimea medie);
- $\Delta h_m$  - diferența de înălțime dintre stația mobilă și clădirile din zona de acoperire (înălțimea medie).

### 3.9 Modelul Erceg – Greenstein (Stamford University Interim)

Modelul Erceg – Greenstein este un model dezvoltat pe baze experimentale prin măsurări realizate în SUA la frecvența de 1900 MHz în macrocelulele existente. Este un model care încearcă să acopere o gamă a distanței dintre emițător și receptor cuprinsă între 100 m și 8 km, pentru înălțimi ale antenei stației de bază între 10 și 80 m, luându-se în considerare trei categorii de zone de propagare din punct de vedere al terenului [44].

Modelul se bazează pe relația (3.29), în care  $\gamma$  este exponentul atenuării care se modifică cu distanța și  $A$  – punctul de intercepție corespunzător atenuării obținute la distanța de referință  $d_0$ , care se consideră a fi 100 m;  $s$  caracterizează atenuarea din punct de vedere al variațiilor datorate fadingului.

$$PL[dB] = A + 10\gamma \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + s \quad (3.29)$$

Pe baza măsurărilor s-a dedus că  $A$ , la distanța de referință  $d_0 = 100$  m, are o valoare apropiată de atenuarea spațiului liber la frecvența de 1,9 GHz, și se calculează cu relația:

$$A = 20 \cdot \lg\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right) = 78 dB \quad (3.30)$$

Pornind de la baza de date experimentale, a rezultat pentru exponentul atenuării, o relație de tipul:

$$\begin{aligned} \gamma &= a - bh_b + c / h_b, \\ s &= y\sigma = y(\mu_\sigma + z\sigma_\sigma) \end{aligned} \quad (3.31)$$

pentru  $10 \text{ m} \geq h_b \geq 80 \text{ m}$ , care pentru vizibilitate directă conduce la o valoare  $\gamma = 2$ . Parametrii  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $\sigma_\gamma$  sunt prezentați în tabelul 3.3, în funcție de trei tipuri de teren.  $y$  este o variabilă statistică, gaussiană, de medie zero și deviație standard unitară, iar  $\sigma$  este deviația standard a lui  $s$ . Prin  $\mu_\sigma$  – se definește media lui  $\sigma$ , iar prin  $\sigma_\sigma$  – deviația standard a lui  $\sigma$ .

Tabelul 3.3 Parametrii modelului SUI pentru cele trei tipuri de teren

Parametrii modelului	Tipul zonei de propagare		
	A	B	C
<b>a</b>	4.6	4	3.6
<b>b [m<sup>-1</sup>]</b>	0.0075	0.0065	0.005
<b>c [m]</b>	12.6	17.1	20
<b><math>\sigma_\gamma</math></b>	0.57	0.75	0.59
<b><math>\mu_\sigma</math></b>	10.6	9.6	8.2
<b><math>\sigma_\sigma</math></b>	2.3	3	1.6

Cele trei tipuri de terenuri notate cu A, B și C desemnează următoarele situații:

- A - zonă de deal și suprafață de copaci moderată spre mare;
- B - zonă cvasi-netedă cu suprafață cu copaci moderată spre mare sau zonă de deal cu suprafață mică de copaci;
- C - zonă cvasi-netedă cu suprafață mică de copaci.

Relația finală de calcul pentru atenuarea medie de propagare este dată mai jos:

$$PL[dB] = [A + 10 \cdot (a - bh_b + c / h_b) \cdot \lg(d / d_0)] + [10x\sigma_\gamma \cdot \lg(d / d_0) + y\mu_\sigma + yz\sigma_\sigma] \quad (3.32)$$

Prima paranteză din relația (3.32) este termenul care caracterizează media locală a atenuării de propagare la distanța  $d$  față de stația de bază, iar cea de a doua paranteză caracterizează variațiile mediei locale, datorate fadingului. Variabilele  $x$ ,  $y$ ,  $z$  sunt variabile independente gaussiene, de medie zero și deviație standard unitară;  $x$  și  $z$  variază de la celulă la celulă, iar  $y$  variază în funcție de tipul zonei de propagare, în interiorul celulei.

### 3.10 Modelul Lee

Modelul Lee, descris în [45] a fost gândit pentru calculul acoperirii cu semnal radio, pentru comunicațiile mobile în banda de 900 MHz. Acest model operează în două moduri, și anume pentru predicția pentru o anumită arie din jurul emițătorului (în engleză *point - to - area mode*) respectiv între două puncte fixe emițător - receptor (în engleză *point - to - point mode*).

Pentru primul caz, modelul folosește trei parametri:

- atenuarea medie de propagare la o distanță de 1 km,  $L_0$ ;
- panta curbei care descrie atenuarea  $\gamma$  [dB/decadă];
- un factor de corecție  $F_0$ , pentru o anumită distanță  $d$ , diferită de distanța de referință.

$$L_{50}[dB] = L_0 + \gamma \cdot \lg(d) + F_0 \quad (3.33)$$

Valorile pentru  $F_0$  și  $\gamma$  sunt date în tabelul 3.4 și sunt obținute pe bază experimentală prin măsurările realizate în mai multe orașe (conform [41]).

Tabelul 3.4 Parametrii de referință ai modelului Lee

Zonă propagare	$L_0$ [dB]	$\gamma$ [dB/decadă]
Free-space	91.3	20
Arie deschisă (rural)	91.3	43.5
Suburban	104	38.5
Urban (Philadelphia)	112.8	36.8
Urban (Newark)	106.3	43.1
Urban (Tokyo)	128	30

Se poate constata că pentru toate locațiile monitorizate, panta de atenuare este aproximativ 40 dB/decadă, mai puțin în Tokyo.

Pentru datele experimentale din tabelul 3.4, stația de bază a avut următorii parametri:

- frecvența purtătoare: 900 MHz;
- înălțimea antenei stației de bază: 30,5 m;
- puterea emițătorului: 10 W;
- câștigul antenei emițătorului: 6 dBd;

- înălțimea stației mobilului: 3 m.

Factorul de corecție este folosit pentru a compensa calculul atenuării de propagare în cazul în care se folosesc alți parametri ai emițătorului decât cei de mai sus. Acest factor de corecție se scrie în forma:

$$F_0 = F_1 \cdot F_2 \cdot F_3 \cdot F_4$$

$$F_1 = \left(\frac{h_e}{30,5}\right)^2; F_2 = \left(\frac{P_e}{10}\right); F_3 = \left(\frac{G_e}{4}\right); F_4 = \left(\frac{h_r}{3}\right)^2 \quad (3.34)$$

unde:  $h_e$  [m] – înălțimea antenei emițătorului,  $P_e$  [W]- puterea emițătorului,  $G_e$  - câștigul emițătorului;  $h_r$  [m] – înălțimea antenei de recepție.

În ceea ce privește factorul de corecție utilizat pentru antena mobilului  $F_4$ , se folosește relația scrisă în (3.34), pentru cazul în care înălțimea antenei este de peste 10 m. În caz contrar, pentru factorul de corecție se folosește aceeași relație, dar fără a fi ridicată la pătrat.

De asemenea, o observație importantă introdusă de Lee în [12] este aceea că pentru zone denivelate de teren trebuie ținut seama de înălțimea efectivă a antenei, și să se introducă un factor de corecție suplimentar pentru înălțimea efectivă, de tipul  $20\lg(h_{ef}/30)$ . În Fig. 3.6, se prezintă modalitatea de determinare a înălțimii efective a antenei, pentru zone denivelate. Metoda presupune prelungirea tangentei la teren în punctul de observație, până intersectează antena, rezultând astfel o înălțime echivalentă ( $h_{ef}$ ) mult mai mică sau mult mai mare decât cea geometrică ( $h_g$ ). Justificarea acestei corecții este aceea că pe un astfel de teren există două puncte posibile de reflexie.

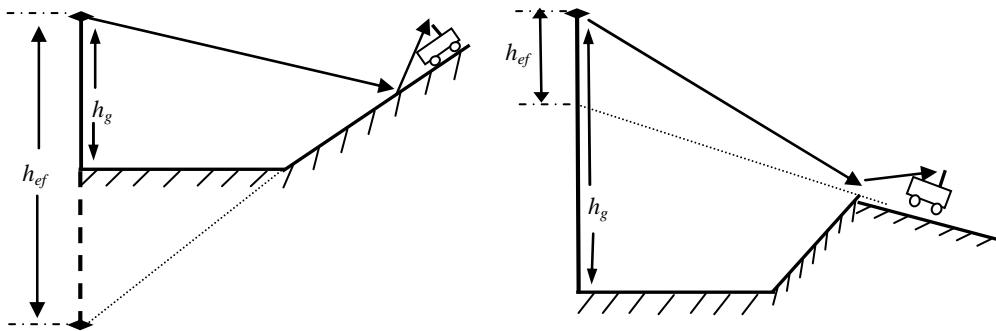


Fig. 3.6 Explicativă la determinarea înălțimii efective a antenei în modelul Lee

### 3.11 Modelul atenuării de propagare cu logaritmul distanței (Rappaport)

#### 3.11.1 Modelul logaritmului distanței în microcelule

Atât analiza teoretică a propagării cât și măsurările indică că atenuarea medie a puterii semnalului radio descrește logaritmically cu distanța [46]. Pe acest

principiu, se poate scrie o ecuație a atenuării medii în funcție de distanța de propagare de tipul:

$$PL[dB] \approx \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad \text{sau} \quad (3.35)$$

$$PL[dB] = PL(d_0) + 10n \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

unde  $n$  este exponentul atenuării de propagare, care arată rata cu care atenuarea de propagare crește odată cu distanța,  $d_0$  fiind distanța de referință care se determină din măsurări în apropierea emițătorului, astfel încât la această distanță atenuarea de propagare este egală cu atenuarea spațiului liber, fără ca să fie situată în zona de câmp apropiat a antenei emițătorului.

Dacă se reprezintă grafic dependența atenuării de propagare de logaritmul distanței, graficul rezultat este o dreaptă a cărei pantă este de  $10n$  dB/decadă. Valoarea lui  $n$  este 2 în cazul propagării spațiului liber și se modifică în funcție de mediul de propagare. În tabelul 3.5 [47], se prezintă valorile tipice pentru câteva medii de propagare diferite.

Tabelul 3.5 Exponentul atenuării de propagare pentru mediile de propagare specifice comunicațiilor mobile

Mediu propagare	Exponentul atenuării
Free-space	2
Propagare în zonă urbană	2.7 ÷ 3.5
Propagare în zonă urbană umbrită	3 ÷ 5
Propagare LoS în interiorul clădirii	1.6 ÷ 1.8
Propagare NLoS în interiorul clădirii	4 ÷ 6
Propagare LoS în interior, mediu industrial	2 ÷ 3

Modelul descris de relația (3.35) nu ia în considerare și situația în care traseul de propagare este obstrucționat de diferite obiecte, de particularitățile fiecărei locații. Aceste particularități ale mediului de propagare duc la atenuări medii de propagare foarte diferite de la o locație la alta. O completare a modelului dat de relația (3.35) ar fi adăugarea unei variabile aleatoare Gaussinene de medie nulă  $X_\sigma$  (exprimată în dB), unde  $\sigma$  este deviația standard a variabilei aleatoare (în dB).

$$PL[dB] = PL(d_0) + 10n \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (3.36)$$

$$P_r[dBm] = P_e[dBm] - PL(d)[dB]$$

În relația (3.36) nu s-a ținut cont de câștigul antenei de la emisie și recepție. În practică  $n$  și  $\sigma$  se determină din măsurări pe baza algoritmului de regresie liniară în sensul minimizării erorii măsurare – predicție.

Cu ajutorul acestui tip de modelare și pe baza unor campanii extensive de măsurare realizate în câteva orașe din Germania, în [46] se prezintă valorile obținute pentru  $n$  și  $\sigma$  în banda GSM. De asemenea în [48] se prezintă un studiu care compară datele experimentale cu valorile date de acest tip de modelare a propagării.

### 3.1.1.2 Modelul logaritmului distanței în picocelule

O abordare similară se realizează și în cazul propagării în interiorul clădirilor (picocelule), pentru care uzual distanța  $d_0$  este de 1 m.

Pentru această situație, conform [49], se folosește următoarea relație pentru calculul atenuării medii de propagare:

$$PL[dB] = PL(d_0) + 10 \cdot n_{MF} \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \text{ sau} \quad (3.37)$$

$$PL[dB] = PL(d_0) + 10 \cdot n_{SF} \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF$$

unde:

- $n_{MF}$  reprezintă exponentul atenuării în cazul în care traseul de propagare parcurge mai multe etaje;
- $n_{SF}$  reprezintă exponentul atenuării în cazul în care traseul de propagare parcurge un singur etaj;
- $FAF$  [dB] – reprezintă factorul de atenuare mediu la propagarea între două etaje (în engleză *floor attenuation factor*).

Toți acești factori prin care se modelează propagarea sunt stabiliți experimental sau se găsesc sub formă de valori tabelate ca în tabelul 3.6 și 3.7 (conform [49]).

Tabelul 3.6 Exponentul atenuării de propagare și deviația standard pentru diferite scenarii de propagare la frecvența de 914 MHz

Locație		n	$\sigma$ [dB]
Toate locațiile investigate	propagare prin clădire	3.14	16.3
	propagare pe același etaj	2.76	12.9
	propagare între 2 etaje	4.19	5.1
	propagare între 3 etaje	5.04	6.5
	propagare între 4 etaje	5.22	6.7
Clădire de birouri	propagare pe același etaj	3.27	11.2
	propagare prin clădire	3.54	12.8

Tabelul 3.7 Valoarea medie a factorului de atenuare în cazul propagării între etajele unei clădiri la frecvența de 914 MHz

Locație		FAF [dB]
Clădirea de birouri nr. 1	propagare între 2 etaje	12.9
	propagare între 3 etaje	18.7
	propagare între 4 etaje	24.4
	propagare între 5 etaje	27
Clădirea de birouri nr. 2	propagare între 2 etaje	16.2
	propagare între 3 etaje	27.5
	propagare între 4 etaje	31.6

Există și alte studii [50], [51] care au analizat propagarea în interiorul clădirilor, iar rezultatele au fost foarte apropiate de cele prezentate mai sus.



### 3.12 Predicția în picocelule prin intermediul modelării atenuării pereților și pardoselii

O altă modalitate de modelare a propagării în interiorul clădirilor [52] este să se pornească de la modelul spațiului liber, la care să se adauge termeni de corecție a atenuării în funcție de numărul de pereți ( $n_w$ ) respectiv de pardoseli ( $n_f$ ) pe care îi intersectează direcția emițător – receptor.

$$L[dB] = L_1 + 20 \cdot \lg(r) + n_f \cdot a_f + n_w a_w \quad (3.38)$$

unde:  $r$  – distanța emițător – receptor;

$L_1$  – atenuarea la distanța de referință de 1 m;

$a_w$  – atenuarea în dB a unui perete;

$a_f$  – atenuarea în dB a unei pardoseli.

În ceea ce privește coeficienții de atenuare ai pereților și ai pardoselii s-au realizat numeroase studii [53], [54], [55] în care sunt determinate valori ale atenuării în funcție de frecvență, respectiv de tipul de material din care sunt realizați pereții și rolul lor în structura de rezistență a clădirii.

### 3.13 Modelul IRT

Acest model, a cărui abreviere provine din engleza (Intelligent Ray Tracing) [56], face parte din categoria modelelor deterministe, care funcționează ca și aplicație software sofisticată, calculându-se interacțiunea semnalului de RF cu obstacolele naturale sau cu clădirile din zona de acoperire. Este un model 3D, ceea ce înseamnă că pentru calculul câmpului este nevoie de introducerea în soft a hărților 3D detaliate ale zonei unde se proiectează acoperirea cu semnal.

Principial, acest tip de predicție analizează pe harta 3D toate căile posibile și valide prin care o rază poate ajunge de la emițător în punctul de recepție. Atenuarea fiecărei căi de propagare se calculează independent (relația (3.39)), apoi se stabilește contribuția semnalului de pe fiecare cale în parte (căile de propagare se consideră a fi necorelate) și se calculează puterea de recepție:

$$L_{total}[dB] = L_{fs} + G_{Tx} + L_{int} = 32,44 + 20 \cdot \lg(f) + 10 \cdot n \cdot \lg(d) + G_{Tx} + L_{int} \quad (3.39)$$

unde:  $f$  – frecvența exprimată în MHz,  $d$  – distanța în km;

$G_{Tx}$  – câștigul antenei de emisie;

$L_{int}$  – atenuarea datorată interacțiunii cu obstacolele de pe traseul de propagare, însemnând reflexii, difracții sau atenuare de transmisie prin clădire.

$n$  – exponentul atenuării.

În ceea ce privește clădirile, modelul folosește o bază de date vectorială în care clădirile sunt descrise ca fiind poligoane verticale, fiecare clădire având o înălțime uniformă deasupra nivelului străzii. În plus se adaugă proprietățile de material ale pereților (grosimea pereților, conductivitatea, permitivitatea), importante la calculul reflexiilor și difracțiilor precum și a atenuării de penetrare. Pe lângă această bază de date, este necesară o hartă digitală a zonei, în care să apară formele de relief și cotele lor față de nivelul mării.

Software-ul permite alegerea de către utilizator a numărului de interacțiuni posibile pe care să le ia în considerare în calculul câmpului, putându-se alege combinații de forma: undă directă, doar o singură reflexie, reflexie dublă, două reflexii și o difracție etc.

În Fig. 3.7 se prezintă un scenariu de propagare evaluat cu modelul IRT și harta 3D a zonei în care se găsesc emițătorul și receptorul.

Această abordare a predicției propagării permite calcularea, pe lângă acoperirea cu semnal radio și a altor parametri de bandă largă, importanți în proiectarea unei rețele de comunicații, cum ar fi, de exemplu, profilul de întârziere al canalului.

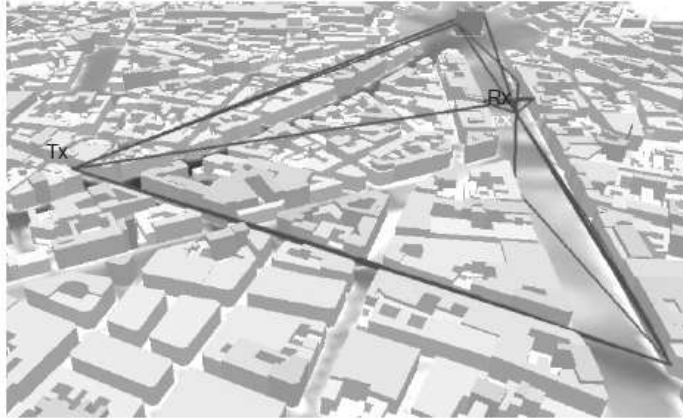


Fig. 3.7 Evaluarea căilor de propagare valide între emițător și receptor, pentru un scenariu de propagare urban

### 3.14 Modelul UDP

La fel ca și modelul IRT, modelul UDP (abreviere din engleză: Urban Dominant Path) [57], [58], este un model determinist, implementat software, având nevoie de aceleași resurse legate de detalierea zonei în care se calculează propagarea, ca și modelul IRT. Acest model, s-a dorit să fie o variantă îmbunătățită și optimizată a modelului IRT, diminuându-i din dezavantajele legate de timpul mare de procesare sau sensibilitatea legată de imperfecțiunile și impreciziile care apar în alcătuirea hărților 3D.

Principiul calculării atenuării de propagare se bazează pe observația că 90 % din energia semnalului RF în punctul de recepție ajunge pe o singură cale de propagare considerată a fi dominantă. În Fig. 3.8 este făcută o comparație între un model empiric respectiv, IRT și UDP din punct de vedere al alegerii căii de propagare după care se face analiza. Pentru stabilirea căii dominante de propagare, în primul rând se determină toate căile posibile de propagare, apoi se determină în funcție de baza de date a clădirilor, care sunt colțurile convexe, respectiv concave din punct de vedere al poziției receptorului față de emițător, fiind ulterior luate în considerare doar colțurile convexe. Cu aceste colțuri se construiește un graf din care rezultă traseul undei pe fiecare cale în parte. Algoritmul din software calculează atenuarea de propagare pe fiecare cale, conform relației (3.40), apoi ia decizia care cale este mai bună.

$$L[dB] = L_{fs} + 20 \cdot p \cdot \lg(d) + \sum_{i=0}^n \alpha(\varphi, i) - \frac{1}{c} \sum_{k=0}^c w_k \quad (3.40)$$

unde:  $d$  – distanța exprimată în metri;

$p$  – exponentul atenuării de propagare;

$L_{fs}$  – atenuarea free-space;  
 $W_k$  – factor ce caracterizează efectul de ghid de undă al străzii, caz în care atenuarea de propagare este mai mică decât atenuarea free-spece, deci apare ca un termen de câștig;  
 $\alpha$  – reprezintă funcția de atenuare de difracție exprimată în dB.

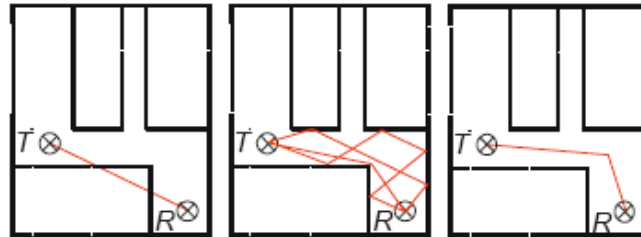


Fig. 3. 8 Analiza traseului de propagare pentru un model empiric (a), modelul IRT (b) și modelul UDP (c)

După datele comparative publicate în [57] și [58], modelul UDP necesită atât timp de procesare cât și resurse mai puține comparativ cu IRT, obținând pentru predicția în mediul urban, deviații standard în jur de 5 dB, în timp ce cu IRT, valorile fiind în jur de 7 dB.

Pe aceleași principii după care funcționează aceste două modele deterministe, se poate face și predicția indoor. Marele dezavantaj rămâne însă costul ridicat de exploatare și dependența de hărțile 3D.

## 4. STUDIUL PROPAGĂRII UNDELOR RADIO ÎN BANDA VHF

### 4.1 Introducere

În proiectarea acoperirii cu semnal radio pentru diverse servicii de comunicații trebuie să se țină seama de interacțiunea undelor radio cu mediul în care se propagă. Pentru comunicațiile mobile respectiv serviciile de difuziune a semnalului TV, undele se propagă în imediata vecinătate a scoarței terestre, ceea ce înseamnă că trebuie luate în considerare reflexiile care au loc la sol, obstacolele datorate reliefului, prezența vegetației și a obstacolelor datorate activităților umane (construcții temporare sau permanente, utilaje, etc).

Din punct de vedere cronologic, primele modele de propagare au fost dezvoltate pentru comunicațiile terestre, de mare interes fiind, în acele vremuri, acoperirea cu semnal radio și TV. În [59], sunt amintite studii despre propagarea semnalului radio în mediul urban încă din 1933, în Ann Arbor, Michigan, în campusul universitar, pentru un transmițător plasat pe un turn din campus, la frecvența de 58,8 MHz. O campanie de măsurare s-a realizat în 1935, în Boston, la frecvența de 34,6 MHz, măsurându-se, cu ajutorul unui receptor mobil, semnalul provenit de la un emițător plasat pe o clădire înaltă din centrul orașului. S-a observat că semnalul recepționat este variabil într-o gamă dinamică de  $\pm 10$  dB, fiind cu 12 dB, în medie, mai mic decât în cazul propagării în zone fără obstacole.

Un alt studiu realizat în 1948 raportează măsurări realizate în New York la frecvențele de 67, 288, 510 și 910 MHz. Transmițătorul a fost plasat pe Empire State Building, iar receptorul s-a deplasat de-a lungul a două direcții radiale, una dintre ele străbătând un mediu suburban, deluros, fiind prezenți arbori și unele case mai mari, iar cealaltă direcție printr-o zonă caracterizată de un teren neted. S-a raportat, în urma studiului, că efectele umbririi datorate dealurilor și a altor obstrucții se amplifică pe măsură ce frecvența semnalului transmis crește, iar mecanismele de propagare pe mai multe căi a semnalului recepționat se fac simțite în zonele în care sunt prezente obstrucții, mai ales la frecvențele de 510 și 910 MHz, în timp ce în zonele cu relief neted aceste efecte nu se înregistrează. De asemenea, pentru zonele cu relief neted, prezența clădirilor și a arborilor duc la atenuări suplimentare, față de cazul propagării în același tip de relief dar fără respectivele obstrucții, în medie de 15 – 20 dB sau chiar mai mari. S-a mai observat că în cazul folosirii ca antene de recepție a unor antene directive, cu câștig mare, orientate pe direcția transmițătorului, semnalul recepționat a fost foarte slab, explicația găsindu-se în prezența reflexiilor multiple pe clădirile din zona de propagare.

Pornind de la aceste studii sau studii similare care au avut loc în diverse locații și părți ale lumii (pot fi amintite măsurările realizate în Japonia, Rusia sau Anglia), au apărut primele modele de propagare a undelor radio.

Unul dintre acestea a fost modelul Egli, publicat în 1957 în [60]. Acest model a fost dezvoltat pornind de la măsurări realizate în zone cu relief denivelat în gama de frecvențe 90 – 1000 MHz. Pe baza măsurărilor s-a concluzionat că atenuarea medie descrește proporțional cu  $d^{-4}$  ( $d$  – distanța emițător – receptor), propunându-se astfel, ca și formulă de calcul a atenuării medii, formula de

propagare peste Pământul neted. Față de rezultatele acestei relații de calcul a atenuării de propagare, s-a considerat un exces de atenuare dependent de relief și de frecvență. Rezultatul a fost adăugarea unui factor multiplicativ, determinat statistic, care să ia în considerare fenomenele menționate. Relația de calcul a atenuării medii, conform modelării propuse de Egli este dată în relația (4.1).

$$L_{50} = G_b G_m \left( \frac{h_b h_m}{d^2} \right)^2 \beta \quad (4.1)$$

unde:  $G_b$ ,  $G_m$  – câștigul antenei transmițătorului respectiv receptorului, iar  $h_b$ ,  $h_m$  – înălțimile antenei transmițătorului respectiv receptorului;

$\beta$  – factorul de atenuare suplimentar, dat în relația (4.2).

$$\beta = \left( \frac{40}{f} \right)^2, f - \text{frecvența dată în MHz} \quad (4.2)$$

## 4.2 Modelul Longley – Rice

În ianuarie 1967 este publicat de către National Technical Information Service al US Department of Commerce, *NTIA Technical Note 101 - Transmission Loss Predictions for Tropospheric Communication Circuits Volumes I and II by P.L. Rice, et al., 01-1967*. Acest raport reprezintă o documentație complexă legată de propagarea undelor radio a cărei implementare software va fi cunoscută ca modelul Longley-Rice.

La dezvoltarea acestui model au stat studiile de până atunci desfășurate în mediul economic și academic, la care s-au adăugat studiile facute de agențiile guvernamentale începând cu 1955 [61], multe dintre acestea nepublicate.

Modelul Longley-Rice a fost gândit să furnizeze, în urma calculului de propagare, atenuarea medie pentru o anumită legătură radio. Acest calcul este structurat sub forma unor algoritmi, ceea ce îl face relativ ușor de implementat sub forma unor rutine software. De asemenea există posibilitatea de calcul a atenuării medii pentru o anumită arie în jurul unui emițător. Așadar modelul are două moduri pe care utilizatorul le poate folosi: modul „point-to-point prediction mode” și „area prediction mode”. În această lucrare prezintă importanță primul mod de predicție, fiind descris în cele ce urmează.

Din punct de vedere al datelor de intrare, limitele în care se poate face estimarea sunt foarte generoase, fiind un atu al modelului:

- frecvența purtătoarei cuprinsă între 20 MHz și 40 GHz, cu recomandarea de utilizare până la 20 GHz;

- distanța emițător - receptor: 1 km – 2000 km;

- înălțimile antenelor de emisie/recepție: 0,5 m – 3000 m;

- polarizarea undelor: verticală sau orizontală.

În vederea predicției, modelul folosește date legate de relieful în care are loc propagarea, conducția solului și constanta sa dielectrică, indicele de refracție al atmosferei. Legătura radio poate fi estimată și pentru cazul când terminalele se află dincolo de orizontul radio unul față de celălalt. De asemenea se ține seama de locația în care se află terminalele legăturii prin gradul de degajare al reliefului în aceste zone. Modul în care se face calculul atenuării este unul semiempiric, pe de o parte folosindu-se formule determinate empiric prin numeroase studii de propagare, iar pe de altă parte metode deterministe, cum ar fi în cazul difracției, abordarea

teoretică Fresnel-Kirkoff. De asemenea există trei variabile de natură statistică prin care se poate alege nivelul de încredere pentru estimarea atenuării de propagare.

Datele de intrare pentru calculul atenuării medii de propagare punct la punct sunt următoarele [62]:

- $d$  – distanța dintre terminale;
- $h_{g1}, h_{g2}$  – înălțimile geometrice ale antenelor;
- $N_s$  – media lunară minimă a refracției troposferice exprimată față de valoarea la nivelul mării, notată  $N_0$ . Pentru valoarea lui  $N_s$  trebuie cunoscută elevația locației pentru care se calculează față de nivelul mării ( $z_s$ ):  $N_s = N_0 e^{z_s/z_1}$ , cu  $z_1 = 9.46$  km;
- $\Delta h$  – parametru care caracterizează undulațiile reliefului;
- $\gamma_e$  – raza efectivă a Pământului, definită în capitolul 2;
- $Z_g$  – impedanța de transfer a solului. Este o mărime adimensională definită în funcție de conductivitatea și de permitivitatea relativă a solului, respectiv de polarizarea unde:

$$\begin{aligned} Z_g &= \sqrt{\epsilon_r' - 1} \quad \text{- pentru polarizare orizontală} \\ Z_g &= \sqrt{\epsilon_r' - 1} / \epsilon_r' \quad \text{- pentru polarizare verticală} \end{aligned} \quad (4.3)$$

unde  $\epsilon_r'$  reprezintă permitivitatea relativă complexă definită prin:

$$\epsilon_r' = \epsilon_r + iZ_0\sigma/k, \quad Z_0 = 376,62 [\Omega] \quad (4.4)$$

unde  $k$  – numărul de undă măsurat în unități de lungimi reciproce, adică se definește pentru frecvența purtătoare ca raport:  $k = f / f_0$ , unde  $f_0 = 47.7 \text{ MHz} \cdot \text{m}$ .

Relieful din jurul respectiv între terminale este luat în considerare prin intermediul unei baze de date care conține o hartă discretizată a reliefului de pe glob în formă de perechi (latitudine, longitudine, elevație relief). Utilizatorul trebuie să introducă coordonatele geografice ale terminalelor, respectiv înălțimile geometrice ale antenelor terminalelor.

Odată introduse aceste mărimi, se calculează:

- $h_{e1}, h_{e2}$  – înălțimile efective ale antenelor terminalelor;
- $d_{L1}, d_{L2}$  – distanța de la terminal la orizontul radio;
- $\theta_{e1}, \theta_{e2}$  – unghiurile de elevație, exprimate în radiani, la orizontul radio corespunzătoare înălțimilor terminalelor (Fig. 4.1).

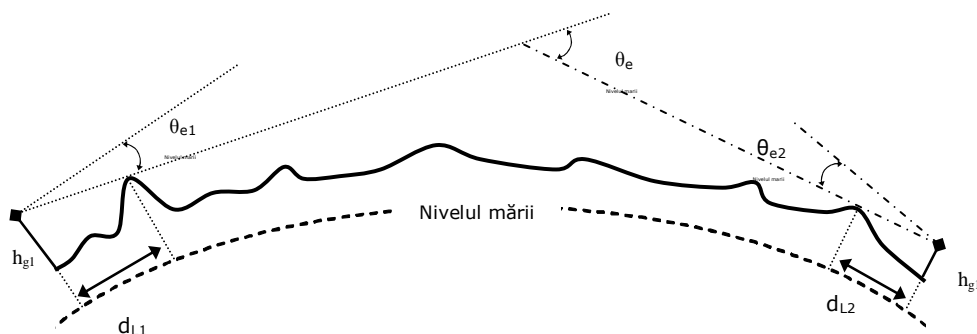


Fig. 4.1 Explicativă la definirea parametrilor de calcul ai modelului Longley-Rice

Pornind de aici, se calculează parametrii:

$$\begin{aligned}d_{Ls} &= d_{Ls1} + d_{Ls1} \\d_L &= d_{L1} + d_{L1} \\ \theta_e &= \max(\theta_{e1} + \theta_{e2}, -d_L \gamma_e)\end{aligned}\quad (4.5)$$

De asemenea se definesc două funcții care au ca variabilă distanța  $s$ :

$$\Delta h(s) = (1 - 0,8e^{-s/D}) \cdot \Delta h, \quad D = 50 \text{ km} \quad (4.6)$$

$$\sigma_h(s) = 0,78 \Delta h(s) \cdot \exp[-(\Delta h(s)/H)^{1/4}], \quad H = 16 \text{ m} \quad (4.7)$$

Atenuarea de referință este exprimată ca o funcție de distanță, cu ajutorul relației:

$$A_{ref} = \begin{cases} \max(0, A_{e1} + K_1 d + K_2 \ln(d/d_{Ls})), & d \leq d_{Ls} \\ A_{ed} + m_d d, & d_{Ls} \leq d \leq d_x \\ A_{es} + m_s d, & d_x \leq d \end{cases} \quad (4.8)$$

Cele trei funcții calculează atenuarea medie de propagare în trei zone: propagare în *zona de vizibilitate directă* între terminale, propagare în *zona de difracție* respectiv propagare în *zona de împrăștiere* a undei. Funcțiile din relația (4.8) sunt continue, în sensul în care atunci când există egalitate între distanțele care dau intervalul de aplicare al funcției ( $d = d_{Ls}$ ), funcțiile dau același rezultat. Coeficienții implicați în relația (4.8) precum și distanța  $d_x$  sunt prezentați mai jos.

Relațiile de calcul în cazul propagării în *zona de difracție* sunt următoarele:

$$\begin{aligned}X_{ae} &= (k\gamma_e)^{-1/3} \\d_3 &= \max(d_{Ls}, d_L + 1,3787 X_{ae}) \\d_4 &= d_3 + 2,7574 X_{ae} \\A_3 &= A_{diff}(d_3) \\A_4 &= A_{diff}(d_4) \\m_d &= (A_4 - A_3)/(d_4 - d_3) \\A_{ed} &= A_3 - m_d d_3\end{aligned}\quad (4.9)$$

Funcția  $A_{diff}$  este o funcție prin care se calculează atenuarea de difracție, cu ajutorul unui factor de ponderare care ține seama de condițiile de relief din zona de propagare prin intermediul parametrilor definiți mai sus.

$$A_{diff}(s) = (1 - w)A_k + wA_r + A_{fo} \quad (4.10)$$

Factorul de ponderare  $w$  este definit ca:

$$w = \frac{1}{1 + 0,1\sqrt{Q}}, \quad \text{unde} \quad (4.11)$$

$$Q = \min\left(\frac{k}{2\pi} \Delta h(s), 1000\right) \cdot \left(\frac{h_{e1}h_{e2} + C}{h_{g1}h_{g2} + C}\right)^{1/2} + \frac{d_L + \theta_e/\gamma_e}{s}$$

cu  $C = 10 \text{ m}^2$  pentru predicția punct la punct.

$A_{fo}$  poartă numele de „clutter factor” :

$$A_{fo} = \min[15,5 \lg(1 + \alpha k h_{g1} h_{g2} \sigma_h(d_{Ls}))], \quad \text{cu } \alpha = 4,77 \cdot 10^{-4} \text{ m}^{-2} \quad (4.12)$$

$A_k$  reprezintă funcția de atenuare în cazul difracției cu două creste de difracție, iar  $A_r$  – atenuarea de difracție datorată „Pământului rotund” prin metoda celor „trei raze” propusă de Vogler [25].

În cazul propagării în *zona de vizibilitate directă*, atenuarea medie de propagare se calculează conform descrierii de mai jos. Funcția care descrie atenuarea în acest caz trebuie să descrie o curbă care să treacă prin valorile unor funcții notate cu  $A_0, A_1, A_2$ , în cazul distanțelor  $d_0, d_1, d_2$ . Coeficienții  $K_1$  și  $K_2$  se stabilesc ca și valori ponderate, folosind aceleași  $A_0, A_1, A_2$ .

$$\begin{aligned} d_2 &= d_{Ls} \\ A_2 &= A_{ed} + m_d d_2 \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} d_0 &= \min\left(\frac{1}{2}d_L; 1,908kh_{e1}h_{e2}\right) \\ d_1 &= \frac{3}{4}d_0 + \frac{1}{4}d_L \\ A_0 &= A_{loss}(d_0) \\ A_1 &= A_{loss}(d_1) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Funcția  $A_{loss}$  se definește ca fiind o dependență ponderată de  $A_d$  – „atenuarea de difracție extinsă” respectiv  $A_r$  – atenuarea în cazul „propagării cu două raze”.

$$A_{loss} = (1-\omega)A_d + \omega A_r \quad (4.15)$$

cu coeficientul de ponderare:

$$A_d = A_{ed} + m_d s \quad (4.16)$$

$$A_r = 20\lg|1 + R_e e^{i\delta}| \quad (4.17)$$

unde  $R_e$  și  $\delta$  reprezintă modulul și argumentul coeficientului de reflexie.

Cel de-al treilea caz, *zona de împrăștiere a undei*, descrie propagarea în cazul în care cele două terminale sunt mult în spatele orizontului radio.

Pentru calculul atenuării medii de propagare în acest caz, se folosește o funcție de împrăștiere descrisă în [63],  $A_{scat}(s)$ . Această funcție de distanță este dată sub forma unor grafice. Analitic, această funcție se aproximează în forma:

$$A_{scat}(s) = 10\lg(kH\theta^4) + F(\theta_s, N_s) + H_0 \quad (4.18)$$

având:

$$\theta = \theta_e + \gamma_e s \quad (4.19)$$

Dacă atât  $r_1$  cât și  $r_2$  sunt mai mici de 0,2, funcția  $A_{scat}$  este nedefinită. Funcția de atenuare  $F(\theta_s, N_s)$  conferă atenuarea troposferică. Din acest punct de vedere este foarte important indicele de refracție troposferică. Funcția  $H_0$  este denumită funcție de câștig al frecvenței și are valori date de parametrii  $r_1, r_2$ , de factorul de randament al împrăștierii  $\eta_s$  și de factorul de asimetrie  $s_s$ . Factorul de asimetrie se exprimă în funcție de distanțele la orizontul radio.

$$\begin{aligned} d_s &= s - d_{L1} - d_{L2} \\ s_s &= \frac{d_{L2} + d_s/2}{d_{L1} + d_s/2} \end{aligned} \quad (4.20a)$$



$$\eta_s = \frac{z_0}{Z_0} [1 + (0,031 - N_s 2,32 * 10^{-3} + N_s^2 5,67 * 10^{-6})_e - (z_0 / Z_1)^6]$$

$$\text{cu } Z_0 = 1,756 \text{ km și } Z_1 = 8 \text{ km, iar } z_0 = \frac{s_s d \theta'}{(1 + s_s)^2}, \quad (4.20b)$$

unde  $\theta' = \theta_{e1} + \theta_{e2} + \gamma_e s$ .

Atenuarea medie de propagare în acest caz este o funcție de  $A_{es}$  și de  $m_d$ , calculate după cum urmează:

$$A_{es} = A_{ed} + (m_d - m_s) d_x,$$

$$d_x = \max[dL_s, d_L + X_{ae} \lg(kH_s), (A_5 - A_{ed} - m_s d_5) / (m_d - m_s)] \quad (4.21)$$

$$m_s = (A_6 - A_5) / D_s$$

Distanțele  $d_5$  și  $d_6$  se definesc în funcție de o distanță de referință  $D_s = 200$  km, iar atenuările  $A_5$  și  $A_6$  din relația de mai sus sunt date de valorile funcției  $A_{scat}$  calculată pentru distanțele  $d_5$  și  $d_6$ .

$$d_5 = d_L + D_s, \quad d_6 = d_5 + D_s, \quad (4.22)$$

$$A_5 = A_{scat}(d_5), \quad A_6 = A_{scat}(d_6)$$

Așa cum se observă din prezentarea relațiilor matematice de mai sus, calculul atenuării este suficient de complex încât să impună implementarea modelului sub forma unor rutine software. La ora actuală se pot găsi pe internet versiuni de program de calcul a atenuării de propagare, dezvoltate pe baza acestor rutine.

Mărima de ieșire pentru modelul Longley – Rice (atenuarea medie de propagare), este exprimată ca o funcție de trei variabile statistice care oferă utilizatorului posibilitatea de a alege probabilitatea de apariție a unei valori a atenuării de propagare pentru cazul studiat:  $A_{ref} = A_{ref}(q_T, q_L, q_S)$ . Cele trei variabile statistice se introduc pornind de la ideea că fenomenele pe care le caracterizează se supun unei distribuții normale, iar utilizatorul poate decide introducerea valorii fiecărei variabile între 0.1% și 99.9%. Însemnătatea acestor variabile este următoarea:

-  $q_T$  - „variabila de timp” și apare din necesitatea de caracterizare statistică a unui traseu de propagare din punctul de vedere al modificării proprietăților canalului radio pe durată lungă de timp. Așa cum a fost prezentat de către autorii modelului, acest parametru reprezintă observarea statistică a rezultatelor medii a măsurărilor înregistrate pe parcursul unei ore, pe anumite trasee de propagare alese în vederea studiului pe parcursul a 2 – 3 ani de observare. Motivele modificării rezultatelor măsurărilor sunt de natură meteorologică și climatică, propagarea câmpului electromagnetic fiind influențată de proprietățile electrice ale mediului, care la rândul lor depind de fenomene cum ar fi ceața, precipitațiile, temperatură ș.a.

-  $q_L$  - „variabila de locație” apare ca o consecință a modificărilor care intervin în propagarea undelor radio pe trasee de propagare diferite, în condiții climatice sau de distanță identice. Principala cauză a diferențelor înregistrate este relieful din zona de propagare, care are o importanță majoră în mecanismele de propagare. Numeroasele studii de propagare care au fost luate în considerare la dezvoltarea acestui model [64] arată o dispersie foarte mare a atenuării la modificarea traseului de propagare. O caracterizare a dispersiei în funcție de locație este propusă ca o funcție de raportul  $\Delta h/\lambda$ :

$$\begin{aligned}\sigma_L &= 6 + 0,55\sqrt{\Delta h/\lambda} - 0,004\Delta h/\lambda \text{ [dB]}, \text{ pentru } \Delta h/\lambda < 4700 \\ \sigma_L &= 24,9 \text{ [dB]}, \text{ pentru } \Delta h/\lambda > 4700\end{aligned}\quad (4.23)$$

-  $q_S$  - „variabila de situație”. Deși statistic modelul pare a fi acoperit, se mai introduce o variabilă care caracterizează o măsurare din punctul de vedere al situațiilor neprevăzute care pot să apară: erorile echipamentelor de înregistrare, erorile operatorilor umani sau erori de metodă pentru o situație dată.

Asupra acestor parametri se pot face câteva observații:

- pentru modelul punct la punct, acolo unde traseul de propagare dintre două puncte este bine stabilit prin utilizarea hărților digitale, variabila  $q_L$  nu mai are sens, atenuarea fiind o funcție de tipul  $A_{ref} = A_{ref}(q_T, q_S)$ ;

- pentru modelul punct la punct, variabila  $q_S$  are sensul de „nivel de încredere”;

- pentru modelul punct la punct, variabila  $q_T$  are sensul de „repetabilitate” și are rolul de a preciza probabilitatea de obținere a aceluiași rezultat la repetarea măsurării.

Există mai multe studii de propagare publicate, care fac referire la modelul Longley-Rice.

În [65] se prezintă un studiu bazat pe măsurări realizate la frecvența de 110 MHz, pentru trasee de propagare care implică un relief denivelat de deal cu zone împădurite, pentru o polarizare orizontală a undelor și o înălțime a emițătorului de 45 m. Distanțele față de emițător sunt cuprinse între 7 și 15 km. Măsurările au fost realizate cu ajutorul unui elicopter care a avut o mișcare descendentă în punctele alese pentru recepție de la o altitudine de 600 m la 10 m. Scopul acestui studiu a fost compararea măsurărilor cu o modelare a propagării bazată pe o extrapolare a modelării Deygout a difracției, cazul mai multor creste de difracție. Măsurările arată că pentru altitudini care implică o vizibilitate directă a terminalelor există abateri de 6 – 10 dB față de modelul Longley-Rice. De asemenea, se consideră că pentru cazul în care pe traseul de propagare apare vegetație densă, cum este cazul pădurilor, rezultatele studiului nu sunt concludente privind concordanța măsurărilor, atât cu modelul propus, care consideră că la frecvența studiului liziera pădurii poate fi considerată creastă de difracție, cât și cu modelul Longley-Rice, care nu ia în considerare vegetația. Aceleași concluzii rezultă dintr-un alt studiu [66].

Un alt studiu [67], prezintă o analiză a limitelor de aplicabilitate ale modelului Longley-Rice pe baza modificării parametrilor care influențează scenariul de propagare. Din punct de vedere a mecanismelor de propagare, se apreciază că la frecvențe de peste 20 MHz, predominantă este propagarea troposferică și se disting 5 scenarii diferite de propagare: propagare pe căi multiple – în zona de vizibilitate directă între terminale, propagare pe căi multiple și apariția difracției, difracție datorată unei creste de difracție și a curburii Pământului, difracție și tranziție cu împrăștierea troposferică a undelor respectiv, propagare prin împrăștiere troposferică. Din analiza realizată, la frecvențe sub 100 MHz, rezultă că modelul dă diferențe ale atenuării medii de propagare mari pentru cazul în care  $\Delta h$  este modificat, în timp ce modificarea constantelor electrice ale solului sau ale indicelui de refractivitate în funcție de zona climatică nu conduce la variații mari ale atenuării calculate de model.

În [68] este realizată o comparație între rezultatele obținute folosind modelul Longley-Rice respectiv, un model dezvoltat de autori având la bază teoria geometrică a difracției (GTD) și măsurări realizate pe teren. O primă analiză este realizată pentru un traseu de propagare plan, cu miriște și teren arat, având o lungime de 0,54 km, la frecvența de 1846 MHz. Modificarea înălțimii antenei de

recepție între 1m și 13 m arată o variație a câmpului măsurat (cu maxime și minime), în timp ce modelul Longley-Rice furnizează o atenuare constantă. Autorii concluzionează că modelul Longley-Rice nu are capacitatea de a evalua unda reflectată, atunci când diferența de drum dintre unda directă și cea reflectată depășește  $\lambda/4$ . Aceași analiză se realizează pentru alte două trasee de propagare: cazul când emițătorul este la o elevație mai mare decât receptorul și există o creastă de difracție respectiv, cazul când nu există creastă de difracție. Pentru cazul cu traseul obstrucționat, la toate frecvențele de studiu (751 MHz, 210 MHz, 4595 MHz, 9190 MHz) și indiferent de înălțimea antenei receptorului, atenuarea calculată cu ajutorul modelului Longley-Rice este mai optimistă decât valorile rezultate din măsurări, cu 15 – 20 dB.

### 4.3 Studiul propagării undelor radio emise de stațiile de radio-TV

#### 4.3.1 Studiul propagării pentru stațiile Oradea FM și Măgura Boiu FM

Serviciile de radiodifuziune, cum este cazul transiterii prin intermediul undelor radio a posturilor radio sau de televiziune, folosesc sisteme radiante care să acopere cu semnal o arie geografică dorită. Aceste sisteme radiante se proiectează în majoritatea cazurilor cu ajutorul antenelor de tip dipol, obținându-se, prin combinarea caracteristicilor individuale ale acestora, o caracteristică de radiație asemănătoare cu cea dorită. Una dintre problemele care apar este aceea de a testa sistemul radiant după ce acesta a fost instalat pe situl de pe care va emite. Pentru sistemele de antene de acest tip nu există posibilitatea de testare în condiții de laborator. La caracteristica reală apare înclinarea lobilor de radiație precum și o eventuală modificare a orientării lor din diferite motive, ceea ce schimbă distribuția puterii radiate și implicit, se modifică zona de acoperire. Există menționate în literatură metode care permit măsurarea caracteristicii de directivitate a antenelor [69], însă aceste metode presupun îndeplinirea unor condiții speciale de testare.

Pornind de la această stare de fapt, s-a început un studiu care să reliefeze în ce măsură se poate trasa caracteristica experimentală de directivitate pentru un sistem radiant instalat, aflat în serviciu, pe baza unor seturi de măsurări realizate de jur împrejurul sitului. Presupunând că la recepție sunt cunoscute cu o acuratețe acceptabilă puterea recepționată și câștigul antenei de recepție, înălțimea antenei receptorului, atenuarea fiderului etc., în ecuația unei legături radio rămân, în condițiile menționate mai sus, două necunoscute: atenuarea traseului de propagare și câștigul antenei de emisie. Dacă însă se apelează la un model de propagare care să confere o valoare a atenuării de propagare ( $A_{prop}$ ) apropiată de realitate, atunci ecuația (4.23) poate fi rezolvată și rezultă valoarea experimentală câștigului la emisie.

$$G_{Ex}[dB] = A_{prop}[dB] + P_R[dB] - G_R[dB] - P_E[dB] \quad (4.23)$$

Acest studiu a fost efectuat pentru două stații de radiodifuziune FM situate în Transilvania, una în apropierea orașului Oradea (denumită Oradea FM), iar cealaltă în zona orașelor Deva și Hunedoara (stația Măgura Boiu FM). Fiecare dintre aceste stații emitea pe două frecvențe, iar puterea de emisie și caracteristicile de directivitate teoretice ale sistemului radiant erau cunoscute. Măsurările de câmp au fost efectuate de jur împrejurul stațiilor, în puncte de măsurare alese aleator. Atât

pentru stația de bază cât și pentru punctele de măsurare, se cunosc coordonatele geografice (latitudine, longitudine) și elevația terenului față de nivelul mării, măsurate cu ajutorul unui sistem GPS. Hărțile Google cu amplasarea emițătoarelor și poziția punctelor de măsurare în jurul acestora sunt prezentate în Anexe.

Pentru stația Oradea, parametrii emițătorului sunt:

- puterea de emisie:  $P_E = 5 \text{ kW}$ ,
- frecvențele de emisie:  $f_1 = 96,1 \text{ MHz}$  și  $f_2 = 104,1 \text{ MHz}$ ,
- câștigurile teoretice:  $G_{E1} = 11,51 \text{ dB}$  și  $G_{E2} = 11,04 \text{ dB}$ .
- înălțimea antenei de emisie:  $h_E = 110 \text{ m}$ .

Pentru stația Măgura Boiu, parametrii emițătorului sunt:

- puterea de emisie  $P_E = 5 \text{ kW}$ ,
- frecvențele de emisie  $f_1 = 103,4 \text{ MHz}$  și  $f_2 = 105 \text{ MHz}$ .
- câștigurile teoretice:  $G_{E1} = 8,4 \text{ dB}$  și  $G_{E2} = 8,44 \text{ dB}$ ,
- înălțimea antenei de emisie:  $h_E = 168 \text{ m}$ .

Sistemul de măsurare a fost prevăzut cu o antenă Yagi cu câștigul nominal pe axa principală de radiație de 8 dBi, amplasată la 3 m deasupra solului.

Pornind de la valorile măsurate, s-a făcut o evaluare a atenuării de propagare pentru traseele de propagare corespunzătoare punctelor de măsurare. Pentru aceasta s-a folosit modelul Longley-Rice punct-la-punct, pentru care s-a luat ca atenuare a spațiului valoarea corespunzătoare variabilelor statistice de timp și de situație de 50%, notată cu  $A_{LR}(50,50)$ .

În tabelele 4.3a,b și 4.4a,b se regăsesc denumirea punctelor de măsurare, distanța traseului de propagare, atenuarea spațiului liber, atenuarea dată de modelul Longley-Rice, respectiv atenuarea care rezultă din măsurări – prin înlocuirea în relația (4.23) a valorii  $G_E$  cu valoarea nominală rezultată din proiectarea sistemului radiant.

Tabelul 4.3a Valorile de atenuare pentru stația Oradea FM, la frecvența  $f_1$

<b>Oradea FM, <math>f_1=96.1 \text{ MHz}</math></b>				
<b>Punct măsura</b>	<b>d [km]</b>	<b>At_sp_liber [dB]</b>	<b><math>A_{LR}(50,50)</math> [dB]</b>	<b>At_măs [dB]</b>
Oradea	13,8	94,9	110,2	144,0
Motel OSRAM	15,63	96,0	117,2	140,5
Diong	23,29	99,4	105,4	136,5
Tileagd	25,19	100,1	107,2	127,5
Tinca	31,49	102,1	128,9	142,5
Aleşd	31,71	102,1	124,4	107,5
Holod	31,79	102,1	132,9	97,5
Voivozi	34,14	102,8	143,4	121,0
Săcuieni	35,03	103,0	132,1	113,5
Pădurea Neagră	35,23	103,0	122,9	120,5
Salonta	35,63	103,1	122,5	118,0
Batar	40,04	104,1	125,4	118,5
Marghita	40,36	104,2	122,9	112,0
Bevechiu	46,86	105,5	131,2	131,0
Cernei	56,72	107,2	131,1	125,5

Chi�ineu-Cri�	68,51	108,8	142	148,0
Chevelu�	68,65	108,8	138,7	144,5
Ineu	70,86	109,1	152,8	151,0
Voivodeni	72,81	109,3	144,8	148,0
Buteni	81,11	110,3	159,7	144,0

Tabelul 4.3b Valorile de atenuare pentru stația Oradea FM, la frecvența  $f_2$ 

<b>Oradea FM, <math>f_2=104.1</math> MHz</b>				
<b>Punct m�asura</b>	<b>d [km]</b>	<b>At_sp_liber [dB]</b>	<b>A<sub>LR</sub>(50,50) [dB]</b>	<b>At_m�as [dB]</b>
Oradea	13,8	95,6	110,3	109,04
Motel OSRAM	15,63	96,7	115	103,04
Dionq	23,29	100,1	105,8	112,04
Tileagd	25,19	100,8	107,3	96,04
Tinca	31,49	102,8	129,8	126,54
Ale�d	31,71	102,8	122,7	120,04
Holod	31,79	102,8	133,7	144,04
Voivozi	34,14	103,5	144,3	119,04
S�acuieni	35,03	103,7	132,5	116,54
P�durea Neagra	35,23	103,7	123,7	115,04
Salonta	35,63	103,8	122,6	123,04
Batar	40,04	104,8	125,7	135,54
Marghita	40,36	104,9	123,4	117,04
Bevechiu	46,86	106,2	131,5	140,04
Cernei	56,72	107,9	132,1	144,04
Chi�ineu-Cri�	68,51	109,5	142,3	142,04
Chevelu�	68,65	109,5	139	149,04
Ineu	70,86	109,8	150,4	153,04
Voivodeni	72,81	110,0	145,5	144,04
Buteni	81,11	111,0	160,7	145,54

Tabelul 4.4a Valorile de atenuare pentru stația M agura Boiu FM, la frecvența  $f_1$ 

<b>M�agura Boiu FM, <math>f_1=103.4</math> MHz</b>				
<b>Punct m�asura</b>	<b>d [km]</b>	<b>At_sp_liber [dB]</b>	<b>A<sub>LR</sub>(50,50) [dB]</b>	<b>At_m�as [dB]</b>
Or�ştie1	11,11	93,6	104	97,9
Or�ştie2	12,7	94,8	104,3	106,4
Deva1	15,79	96,7	105,5	97,4
Sibot	17,74	97,7	97,7	101,4
Soimu�	18,18	97,9	113,6	100,4
Deva2	18,52	98,1	98,2	100,4
C�inenii de Sus	19,84	98,7	110,7	117,4

Cugir	21,43	99,4	121,5	111,4
Hunedoara	21,51	99,4	99,8	102,9
Sebeș	32,95	103,1	117,6	116,9

Tabelul 4.4b Valorile de atenuare pentru stația Măgura Boiu FM, la frecvența  $f_2$ 

<b>Măgura Boiu FM, <math>f_2=105</math> MHz</b>				
<b>Punct măsura</b>	<b>d [km]</b>	<b>At_sp_liber [dB]</b>	<b>A<sub>LR</sub>(50,50) [dB]</b>	<b>At_măs [dB]</b>
Orăștie1	11,11	93,8	104,3	97,94
Orăștie2	12,7	94,9	104,5	106,44
Deva1	15,79	96,8	105,7	97,44
Sibot	17,74	97,8	97,8	99,44
Soimuș	18,18	98,1	113,8	99,44
Deva2	18,52	98,2	98,2	99,44
Căinenii de Sus	19,84	98,8	111	116,94
Cugir	21,43	99,5	121,7	111,44
Hunedoara	21,51	99,5	99,9	100,44
Sebeș	32,95	103,2	117,7	116,94

Reprezentarea grafică a rezultatelor din tabele se regăsește în figurile de mai jos.

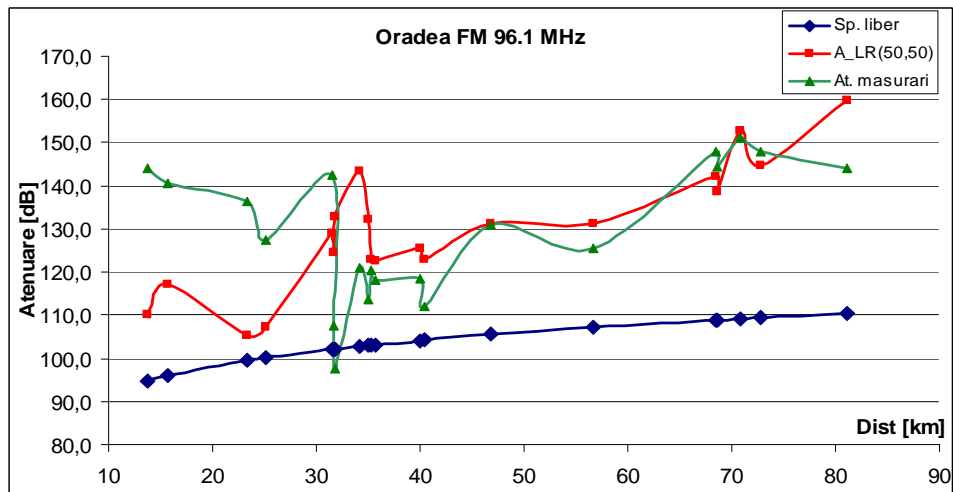


Fig. 4.2a Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Oradea FM, pentru frecvența de 96,1 MHz

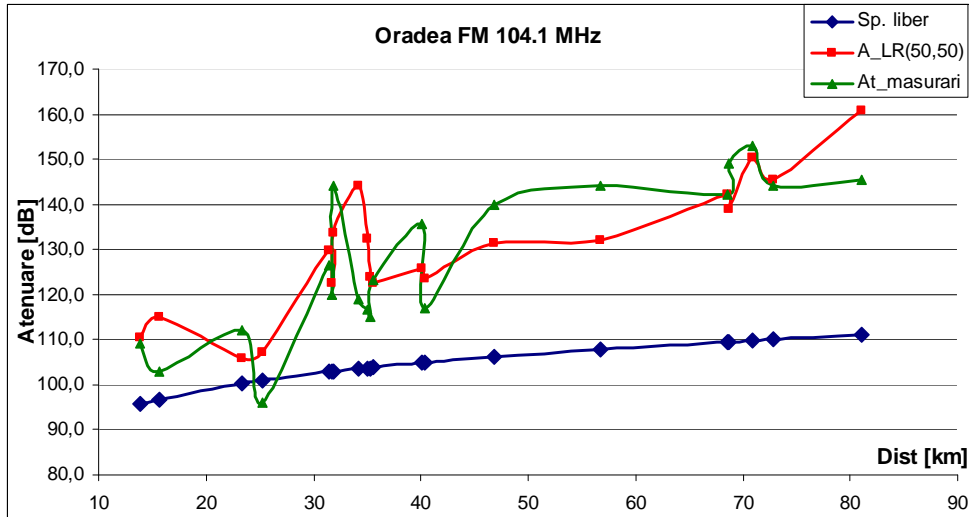


Fig. 4.2b Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Oradea FM, pentru frecvența de 104,1 MHz

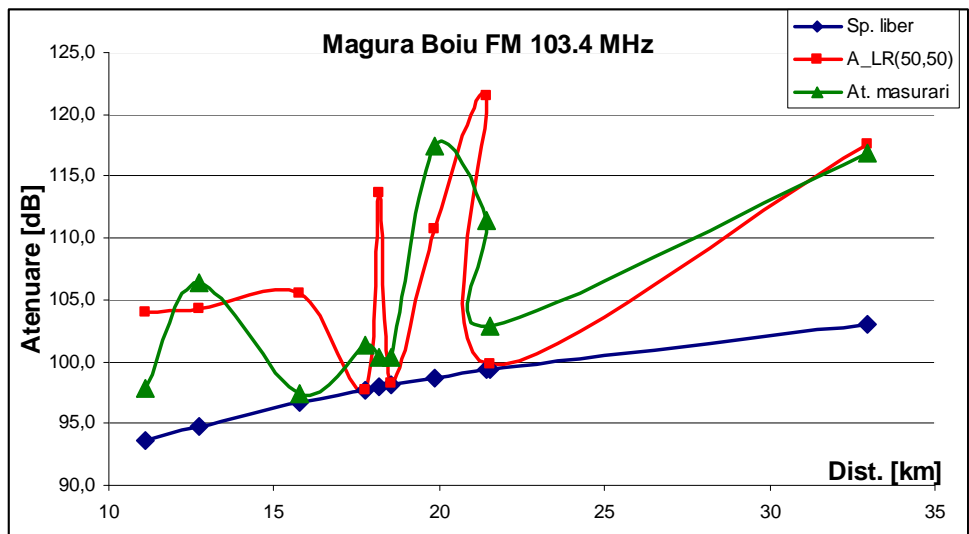


Fig. 4.3a Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația M agura Boiu FM, pentru frecvența de 103,4 MHz

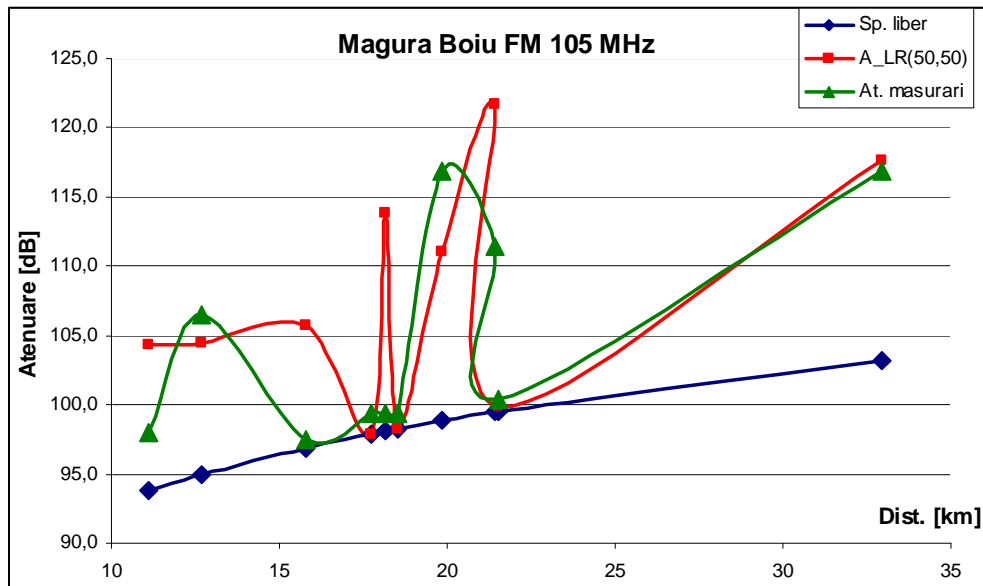


Fig. 4.3b Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Măgura Boiu FM, pentru frecvența de 105 MHz

Așa cum se poate observa în figurile prezentate, diferențele dintre atenuarea de propagare rezultată din măsurări și cea calculată cu ajutorul modelului Longley-Rice sunt semnificative. În același timp, rezultă că nu se poate extrage o recurență imediată în ceea ce privește comportamentul atenuării obținută experimental și cel al rezultatelor extrase din model. Există puncte unde modelul dă valori optimiste și există puncte unde valorile atenuării prezise sunt mult mai mari decât ceea ce s-a măsurat. De asemenea există, în cazul emițătorului Oradea FM, punctele Tileagd și Holod, pentru care atenuarea care rezultă din măsurări este mai mică decât atenuarea spațiului liber, existând posibilitatea strecurării unor erori de măsurare sau a unor factori perturbatori de moment care să fi influențat măsurarea.

Din descrierea modelului Longley-Rice din paragraful 4.2, rezultă că acest model adaugă la atenuarea spațiului liber diverse corecții în funcție de cazul în care se stabilește că există creste de difracție sau propagare dincolo de orizontul radio. Prin urmare, dacă se elimină atenuarea spațiului liber din atenuarea rezultată din model, rămâne doar contribuția celorlalți factori care influențează propagarea. Dacă extragem atenuarea spațiului liber și din atenuarea obținută experimental, atunci se poate face o analiză mai ușoară, fără a fi influențați de distanța dintre emițător și receptor.

Acest lucru a fost realizat pentru cazul frecvenței de 96,1 MHz, pentru stația Oradea FM și au rezultat curbele din Fig. 4.4.

Se poate observa că în cazul în care distanțele pe care se desfășoară legătura radio sunt mari, există o mai bună concordanță între valorile prezise și cele măsurate, rezultând un *coeficient de corelație de 0,83*, și o *dispersie* a diferenței dintre cele două seturi de valori  $\sigma = 6,74$  dB. Dar per total, dacă se calculează corelația dintre cele două curbe, rezultă o valoare a *coeficientului de corelație de 0.07*, și o *dispersie*  $\sigma = 11$  dB.



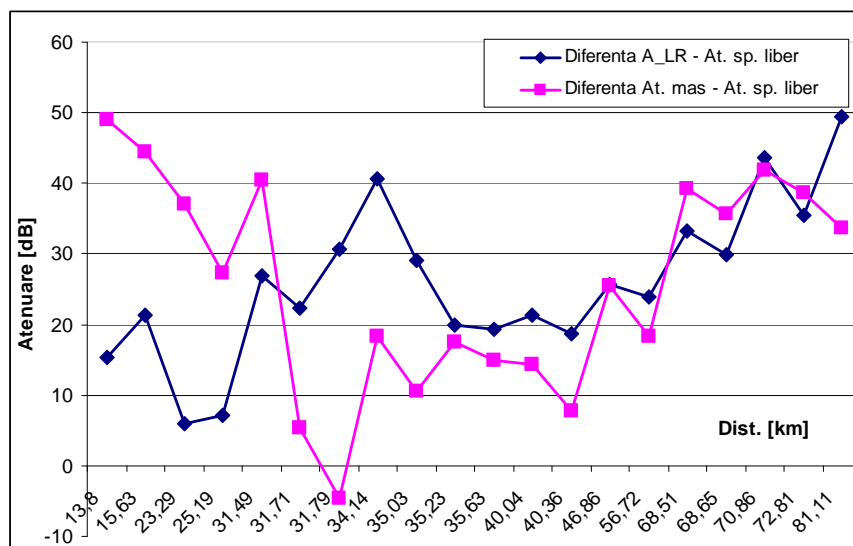


Fig. 4.4 Comparație între atenuarea măsurată și cea prezisă, după ce a fost eliminată atenuarea spațiului liber

Se poate trage concluzia că o astfel de abordare pentru determinarea câștigului unui sistem radiant nu poate fi pusă în practică. În plus trebuie făcută o analiză pentru a determina cauza pentru care apar aceste diferențe între valorile experimentale și cele prezise de model.

Continuând analiza pe cazul stației Oradea FM, s-a făcut o comparație între un punct de măsurare (punctul Bevenchiu), pentru care diferența de atenuare măsurat – prezis a fost foarte mică (131,2 dB prezis și 131 dB măsurat) și un punct de măsurare (punctul Voivozi), pentru care predicția a fost pesimistă (143 dB prezis și 121 dB măsurat). În vederea comparării s-au făcut calcule de atenuare în jurul punctului de măsurare, pe o suprafață cuprinsă între +6" și - 6" pe latitudine și între +9" și -9" pe longitudine. Întrucât pentru România, pe latitudine, 50 m corespund la 1,61" iar pe longitudine 50 m corespund la 2,34", suprafața pentru care s-a făcut calculul de propagare este de (370 x 380) m. Calculul de propagare s-a făcut prin modificarea punctului de calcul din 2 în 2 secunde pe latitudine respectiv, din 3 în 3 secunde pe longitudine. Diagramele rezultate sunt prezentate în Anexe, împreună cu imagini din satelit ale reliefului de pe suprafața investigată.

Se poate constata că în punctul Bevenchiu, valorile atenuării calculate cu ajutorul modelului Longley – Rice au variații mici și în plus, trecerile de la o valoare la alta în punctele învecinate nu sunt abrupte, spre deosebire de cazul Voivozi. Din analiza profilului terenului s-a constatat că în zona punctului de măsurare Voivozi, relieful prezintă denivelări, iar antena de recepție este situată pe o cotă cu elevația mai mică decât înălțimile respectivelor denivelări, ceea ce poate fi o explicație pentru diferențele care apar.

Software-ul de predicție a atenuării care implementează modelul Longley-Rice folosit în aceste studii, oferă pentru propagarea punct-la-punct un raport din care se pot extrage informații despre traseul de propagare precum înălțimile efective ale antenelor sau parametrul de denivelare al terenului,  $\Delta h$  (vezi paragraful 4.2). De

asemenea, din baza de date cu suprafața Pământului, se afișează profilul terenului pentru fiecare traseu de propagare. Din aceste date despre traseele de propagare au fost extrase, pentru stația Oradea FM, valorile pentru  $\Delta h$  și pentru înălțimea efectivă ( $h_{eFR}$ ) a antenei de recepție (Fig. 4.5a,b).

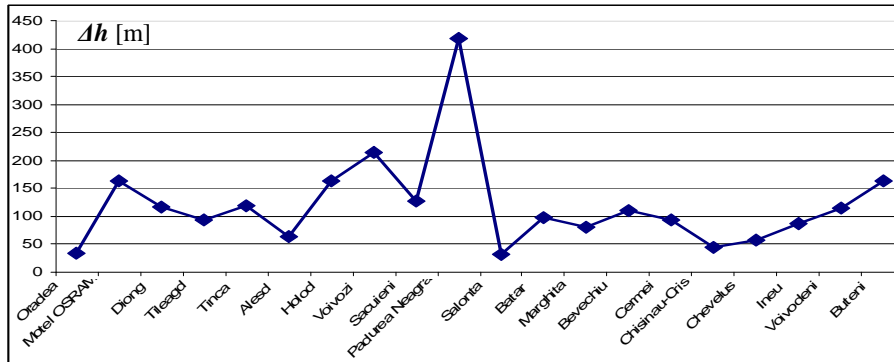


Fig. 4.5a Gradul de denivelare al reliefului pentru traseele de propagare măsurate, pentru stația Oradea FM

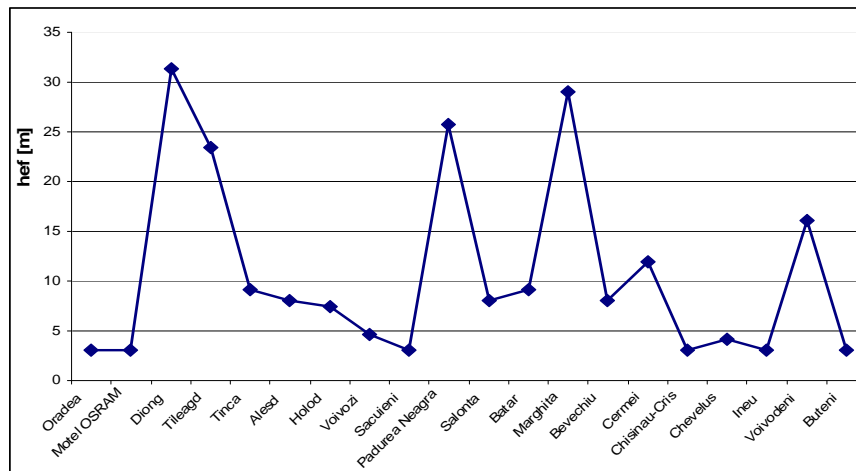


Fig. 4.5b Înălțimea efectivă la recepție, pentru traseele de propagare măsurate, pentru stația Oradea FM

Din analiza corelației între valorile atenuării de propagare  $A_{LR}(50,50)$  și  $\Delta h$  corespunzător, a rezultat o valoare de 0,18, respectiv între  $A_{LR}(50,50)$  și  $h_{eFR}$  de 0,61.

Toate aceste analize prezentate duc încă o dată la concluzia că foarte important pentru predicția cât mai corectă a atenuării de propagare este relieful din zona antenei de recepție, care trebuie aleasă, în cazul măsurărilor de acest tip, foarte atent. Cel puțin din aceste date analizate până acum, nu rezultă că modelul Longley-Rice ar fi puternic influențat de gradul de denivelare al terenului.

De aici s-a căutat extinderea analizei propagării și în alte zone, urmărind informațiile și concluziile de până acum.

#### 4.3.2 Studiul propagării pentru stația Urseni

O nouă campanie de măsurări și un nou studiu a fost realizat pentru stația de radiodifuziune de lângă Timișoara respectiv, de la Urseni. Zona acoperită cu semnal, din punct de vedere al reliefului este una de câmpie, mai puțin în partea de nord, acolo unde există și zone de deal. Din extragerea datelor despre teren din baza de date cu care operează modelul Longley-Rice a rezultat un model 3D al reliefului din această zonă [70], prezentat în Fig. 4.6.

Măsurările au fost realizate pentru canalul 9 TV, pe frecvența  $f_1 = 199.25$  MHz. Puterea de emisie a fost  $P_E = 10$  kW, sistemul radiant a fost plasat pe pilon la o înălțime de  $h_E = 189$  m, având câștigul nominal  $G_{E1} = 8.63$  dB. Câmpul emis avea polarizare orizontală față de suprafața terestră.

În ceea ce privește punctele de măsurare, ele au fost alese de jur împrejurul punctului de emisie, iar amplasarea lor pe hartă față de emițător este prezentată în Anexe.

Din punct de vedere al măsurărilor, acestea au fost realizate cu o autospecială prevăzută cu un catarg care putea fi ridicat până la 10 m înălțime, fiind prevăzută cu sistem de rotire pe  $360^\circ$ . De aceea, în realizarea măsurărilor, s-a putut plasa antena de recepție la o înălțime  $h_R = 9.5$  m. Antena folosită a fost de tip Yagi, cu un câștig nominal de 9 dB. Achiziția datelor s-a putut face manual sau automat prin intermediul unui software de achiziție [71], [72].

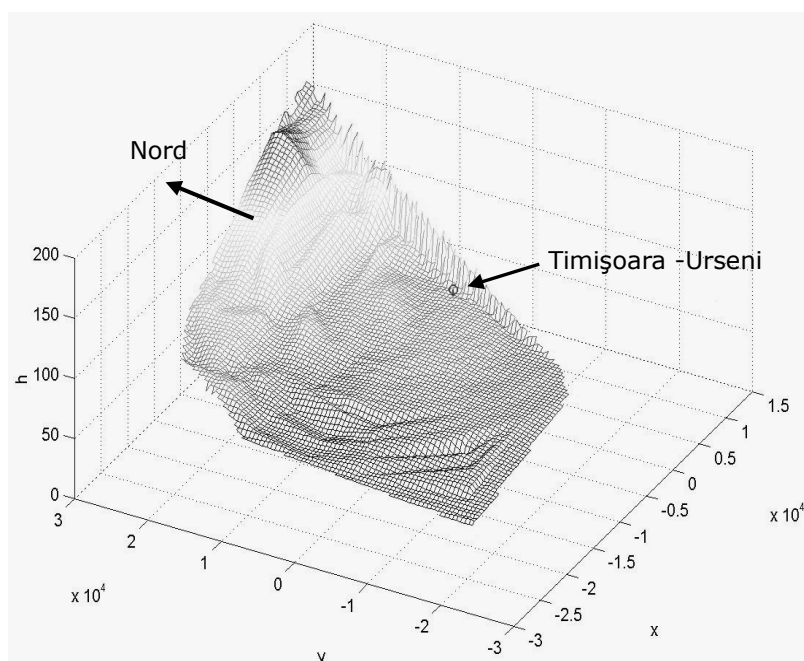


Fig. 4.6 Modelul 3D al reliefului în zona în care s-a realizat studiul

Campania de măsurare s-a desfășurat de-a lungul lunilor februarie – iunie, deci în regim de temperatură și vegetație care a variat, măsurările fiind realizate însă doar în zile fără precipitații. Pornind de la observațiile făcute în studiul anterior, punctele de măsurare au fost alese în zone degajate, fără obstacole (clădiri, movile de pământ, etc.) și fără vegetație, cu un relief cvasi-constant. Toate aceste puncte se găsesc în zona de vizibilitate directă – în termenii definiți de modelul Longley-Rice.

În tabelul 4.5 se găsește atenuarea pentru spațiul liber, atenuarea dată de modelul Longley-Rice,  $A_{LR}(50,50)$  respectiv, atenuarea rezultată din măsurări, notată  $At_{m\grave{a}s}$ . Referitor la atenuarea care rezultă din măsurări, de precizat este că aceasta s-a calculat pentru câștigul nominal de la emisie. Punctele în tabel au fost dispuse în ordine crescătoare a distanței dintre emițător și receptor.

Tabelul 4.5 Valorile de atenuare pentru stația Urseni, la frecvența  $f = 199.25$  MHz

Punct măsură	d [km]	$At_{sp\text{-}liber}$ [dB]	$A_{LR}(50,50)$ [dB]	$At_{m\grave{a}s}$ [dB]
Jebel_7_02	18,7	103,9	105,10	114,2
Ciacova_7_02	23,7	105,9	109,30	119
Cebza_7_02	24,1	106,1	109,60	115,7
Giulvăz_7_02	26,4	106,9	113,10	121,5
Cenei_7_02	27,1	107,1	114,00	123,5
Biled_15_06_1	27,3	107,2	110,9	117,2
Biled_15_06	27,5	107,2	110,9	115,5
Biled_7_02_2	27,6	107,3	111,10	117,4
Seceani_15_06	27,8	107,3	114,5	118,3
Uivar_7_02	28	107,4	114,50	121,7
Biled_7_02_1	28	107,4	110,40	122
Calacea_15_06_1	28	107,4	115,3	134
Calacea_15_06_2	28,4	107,5	115,7	129,6
Iecea_7_02	28,5	107,5	113,80	121,2
Cărpiniș_7_02	28,6	107,6	113,30	121,5
Seceani_Fibiș(1)_15_06	28,7	107,6	113	115,2
Seceani_Fibiș(2)_15_06	29,1	107,7	114	120,2
Seceani_Fibiș(3)_15_06	29,2	107,8	114,7	119,4
Seceani_Fibiș(4)_15_06	29,2	107,7	114,7	114,3
SatChinez_intrare_15_06_1	29,7	107,9	116,3	126,5
SatChinez_iesire_15_06	29,7	107,9	116,2	124,7
SatChinez_intrare_15_06_2	29,9	108	116,4	127,6
Biled-SatChinez_15_06	30,5	108,1	116,5	116,5
Fibiș_15_06	32,1	108,6	113,8	121,4
Foeni_7_02	37,6	109,9	121,90	132,1

În Fig. 4.7a sunt reprezentate grafic datele referitoare la atenuarea de propagare din tabelul 4.5 în funcție de distanță. Fig. 4.7b afișează aceleași date însă pentru a face mai vizibilă diferențele care apar între atenuări, punctele pe axa Ox

sunt egal dep artate între ele  i sunt dispuse în ordinea lor de apari ie în tabel, distanța fiind doar o indica ie pentru a urmării mai ușor în tabel datele afi ate. Din Fig. 4.7a,b se poate observa că între atenuarea care rezultă din măsurări  i cea prezisă cu modelul Longley-Rice apar diferențe care sunt semnificative pentru scopul studiului, acela de a determina câstigul antenei de emisie. Chiar dacă cele două curbe urmează un anumit trend, atenuarea de propagare prezisă este mai mică (mai optimistă) decât cea ce rezultă din măsurări.

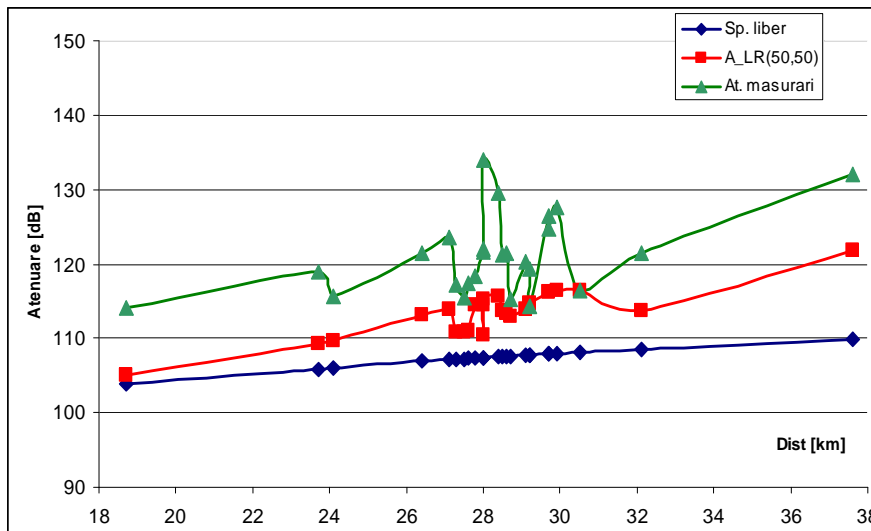


Fig. 4.7a Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Urseni, pentru frecvența de 199,25 MHz. Reprezentare în funcție de distanța

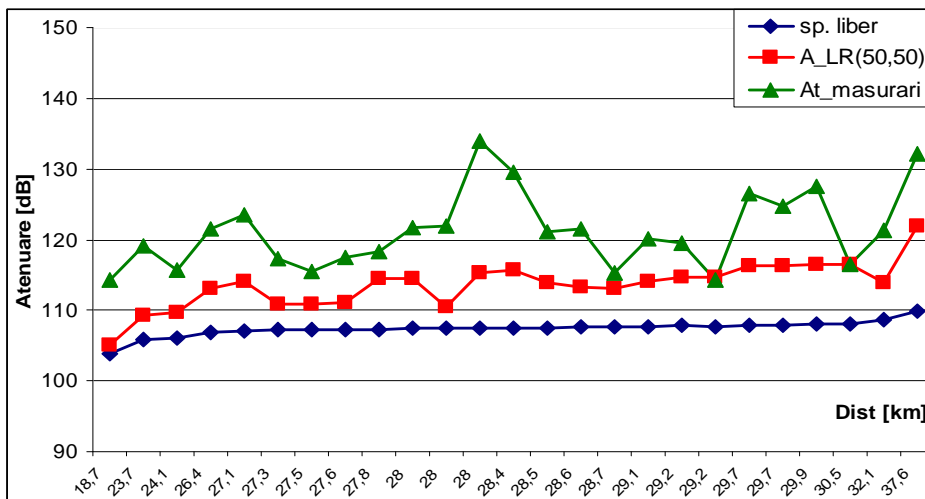


Fig. 4.7b Reprezentarea datelor privind atenuarea de propagare pentru stația Urseni, pentru frecvența de 199,25 MHz. Reprezentare în ordinea prezenței punctelor în tabelul 4.5

Dacă se elimină atenuarea spațiului liber din cele două șiruri de date, se obțin valorile din Fig. 4.8. Din această analiză rezultă o valoare medie de 6 dB în ceea ce privește atenuarea suplimentară față de atenuarea spațiului liber introdusă de model și 13 dB pentru atenuarea rezultată din măsurări.

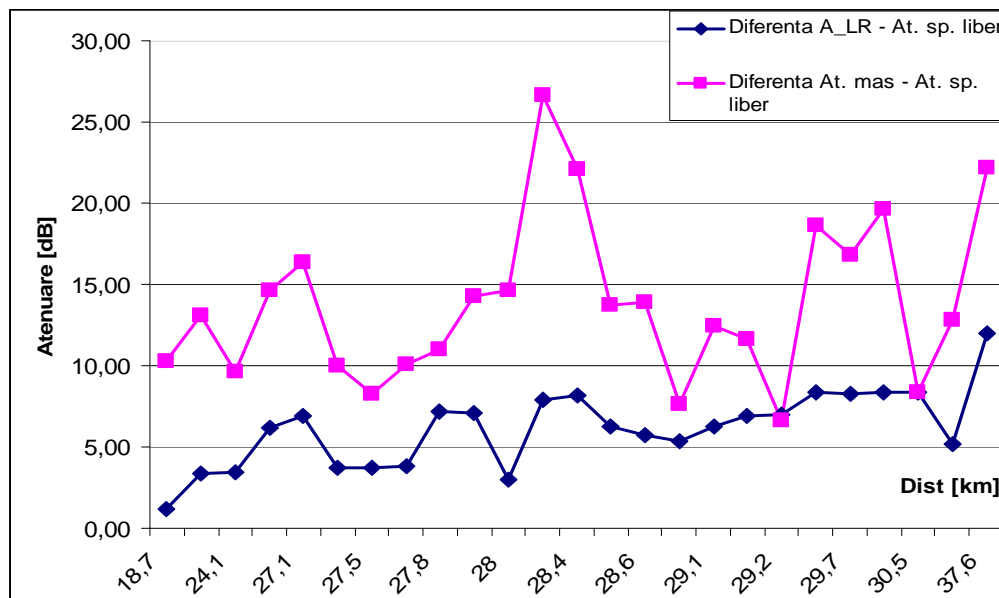


Fig. 4.8 Comparație între atenuarea măsurată și cea prezisă, după ce a fost eliminată atenuarea spațiului liber

În tabelul 4.6 sunt prezentate valorile coeficienților de corelație care rezultă din comparația acestor valori de atenuare suplimentară față de spațiul liber și valorile pentru  $\Delta h$  și  $h_{eff}$  - gradul de ondulare al terenului pe traseele de propagare și respectiv, înălțimea efectivă la recepție, extrase din datele furnizate de modelul Longley - Rice.



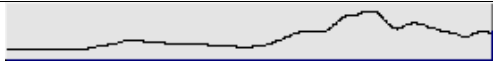


Tabelul 4.6 Valorile coeficienților de corelație dintre atenuări și parametri de relief

Corelație At. Suplim. LR - At suplim. mäs	Corelație At. Suplim. LR - $h_{eff}$	Corelație At. Suplim. LR - $\Delta h$	Corelație At. Suplim. mäs. - $h_{eff}$	Corelație At. Suplim. mäs. - $\Delta h$
0,609	-0,606	0,243	-0,383	0,0794

Se poate constata că, la fel ca și în studiul anterior, atenuarea suplimentară introdusă față de atenuarea spațiului liber dată de model, este corelată cu valorile înălțimii efective ale antenei de recepție, și nu cu gradul de ondulare al reliefului de pe traseul de propagare, lucru care se verifică în acest studiu și pentru datele care rezultă din măsurări.

Din datele prelucrate s-au extras acele puncte pentru care diferența dintre atenuarea măsurată și cea prezisă este mai mare decât 10 dB. Aceste puncte sunt prezentate în tabelul 4.7. Totodată, din baza de date despre relief a modelului Longley-Rice s-a extras profilul de relief a respectivelor trasee de propagare.

Tabelul 4.7 Punctele în care diferența de atenuare este mai mare de 10 dB și profilul reliefului pe traseul de propagare.

Punct măsura	Diferență A_LR(50,50) – At. Mas [dB]	Profil relief pe traseul de propagare
Biled_7_02_1	11.60	
Calacea_15_06_1	18.70	
Calacea_15_06_2	13.90	
SatChinez_intrare_15_06_1	11.20	
Foeni_7_02	10.20	

Analizând aceste profile se poate observa că pe aceste trasee, în zona de recepție există undulații de relief în apropierea punctului de recepție. Excepția este în cazul punctului Foeni, unde aceste undulații sunt mici. Acest punct prezintă particularități, fiind singurul punct din zona de sud-vest a stației și în același timp fiind cel mai depărtat punct față de stație, și anume la 38 km. O justificare pentru atenuarea mare înregistrată poate fi legată de caracteristica de directivitate a sistemului radiant de la emisie, care prezintă valori minime în acea zonă, fiind și aproape de graniță. Celelalte puncte însă, sunt situate în jumătatea nordică față de emițător, acolo unde relieful nu mai este unul de câmpie plană, ci sunt și zone deluroase.

Tendența optimistă a predicției realizate de modelul Longley-Rice se poate regăsi în felul în care se realizează calculul atenuării în cazul prezentat aici, și anume cazul de vizibilitate directă (vezi paragraful 4.2). Pentru acest tip de propagare se folosesc niște funcții ponderate care iau în considerare atenuarea undei directe și unda reflectată.

Atenuarea rezultată din măsurări, corelațiile care au fost calculate mai sus și analiza profilului terenului, conduc la ideea că pot exista mai multe unde reflectate în zona de recepție care, datorită diferențelor de fază rezultate în urma reflexiei, pot duce la o recombinație distructivă în antena de recepție și deci, la o atenuare mai mare decât cea prezisă de model.

În plus, dacă se calculează pentru punctele aflate în zona de câmpie plată atenuarea cu ajutorul modelului empiric Hata [73] rezultă o atenuare cvasiconstantă în jurul valorii de 115 dB, apropiată de cea furnizată de modelul Longley-Rice, chiar dacă metoda de calcul Hata este pur empirică (Fig. 4.9).

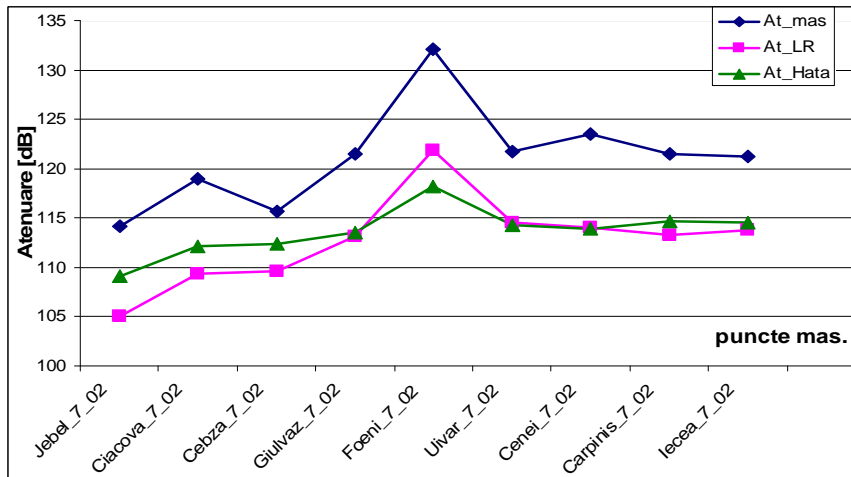


Fig. 4.9 Comparatie între atenuarea calculată cu modelul Longley-Rice și cea calculată cu modelul Hata

### 4.3.3 Corecția aplicată modelului Longley-Rice

Toate aceste analize, prezentate în paragrafele precedente, conduc la concluzia că cel puțin pentru modul de propagare în vizibilitate directă ar trebui introdusă o corecție la valoarea medie a atenuării furnizată de modelul Longley-Rice, care să țină seama de variațiile de relief din preajma punctului de recepție. În acest sens, a fost realizată o nouă campanie de măsurări care să permită găsirea pe cale empirică a unui coeficient de corecție [74].

Pentru a putea găsi evoluția atenuării pe un traseu de propagare, punctele de măsurare au fost alese de așa natură încât să fie colineare, astfel încât pe traseul de propagare de la emițător la ultimul punct de măsurare din acel șir, să se regăsească mai multe puncte intermediare în care să se înregistreze valoarea atenuării. În plus, traseul de propagare ales trebuie să fie unul denivelat. În jurul stației Urseni, o asemenea zonă se găsește în partea de nord (vezi Fig. 4.6) iar localitatea de referință aleasă a fost Fibiș.

Punctele care îndeplineau condiția de colinearitate nu au fost situate neaparat pe drumuri sau căi de acces, și de cele mai multe ori, autospeciala cu care s-au realizat măsurările a întâmpinat dificultăți de deplasare. S-a reușit măsurarea a 17 puncte care au alcătuit un singur traseu de propagare în lungime de 32 km. Autospeciala cu care s-au realizat măsurările a fost prevăzută cu un catarg care se putea ridica până la o înălțime de 6 m. Antena folosită la măsurări a fost un dipol omnidirecțional. Amplasarea punctelor pe hartă pe baza coordonatelor lor GPS este prezentată în Fig. 4.10, iar datele rezultate în urma acestui studiu se găsesc în tabelul 4.8.

În tabel, pe coloana denumită „Unghi”, se găsesc valorile unghiului făcut de linia emițător-receptor cu linia emițător – nord. Se poate observa că punctele au unghiuri ușor diferite ceea ce arată că punctele nu au fost perfect colineare, lucru de altfel foarte greu de realizat în practică.



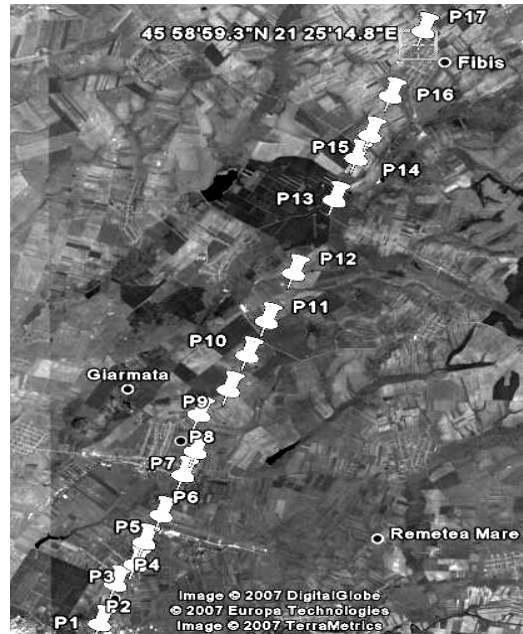


Fig. 4.10 Amplasarea punctelor de măsurare care compun traseul de propagare analizat

Tabelul 4.8 Datele privind punctele de măsurare de pe traseul considerat

Pct.	Latitude	Longitudo	d[km]	Unghi	Elevație [m]	Amas [dB]	A <sub>LR</sub> [dB]
1	45-46-23	21-17-19	6,427	24,6	94	118,95	94,6
2	45-47-14	21-17-42	8,069	23,1	98	116,35	96,6
3	45-47-39	21-18-10	9,021	24,7	102	116,35	97,5
4	45-48-7	21-18-24	9,934	24,2	102	116,53	98,4
5	45-48-42	21-18-49	11,14	24,5	104	116,54	99,5
6	45-49-33	21-19-21	12,86	24,3	105	116,64	102,5
7	45-50-3	21-19-39	13,86	24,2	119	116,57	101,3
8	45-50-50.4	21-19-44.2	15,24	22,3	139	112,15	102,1
9	45-51-21.4	21-20-27.9	16,5	24,1	149	107,05	102,8
10	45-52-5.2	21-20-55.2	17,98	24	138	121,45	112,1
11	45-52-48.7	21-21-23.5	19,46	24	126	132,45	115,2
12	45-53-49.7	21-22-3.3	21,54	24,1	121	119,85	113,1
13	45-55-22.6	21-23-3.1	24,69	24,1	127	143,11	116,4
14	45-56-15.7	21-23-35.1	26,44	24	142	119,57	115,9
15	45-56-45.3	21-23-55.4	27,46	24	151	118,98	113,9
16	45-57-34.6	21-24-25.5	29,13	23,9	154	112,23	114,5
17	45-58-59.3	21-25-14.8	31,95	23,8	168	118,53	115,4

Valorile de atenuare sunt prezentate grafic în Fig. 4.11. Tot în figură este reprezentat și profilul reliefului (elevația fiecărui punct în care s-a făcut măsurarea). Profilul terenului este însă scalat, scăzându-se 90 m din valoarea elevației, astfel încât să poată fi reprezentat pe aceeași figură cu valorile de atenuare.

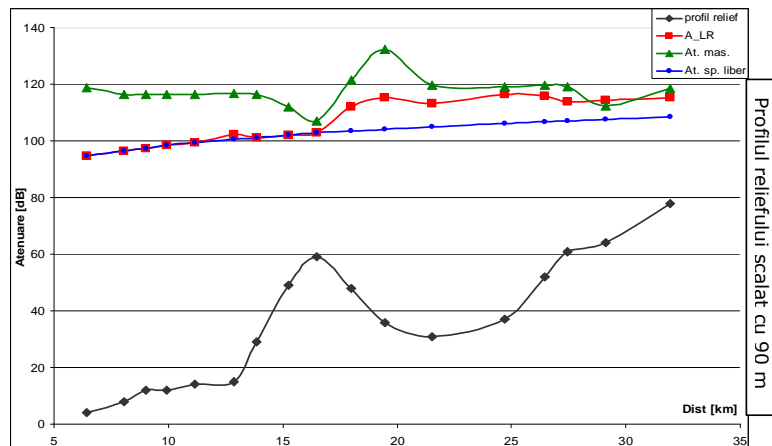


Fig. 4.11 Evoluția atenuării de propagare măsurată și prezisă pentru traseul analizat

Se poate constata că atenuarea rezultată din măsurări păstrează comportamentul sesizat până acum și anume, de a avea valori mai mari decât cea prezisă de model. Totodată, se observă că la distanțe mici între emițător și receptor, atenuarea modelului este identică sau foarte puțin diferită de cea a spațiului liber.

La stabilirea corecției adăugată modelului Longley-Rice s-a pornit de la observația că se confirmă concluziile făcute în studiile anterioare și anume că elevația punctului de măsurare are o importanță mare în stabilirea atenuării de propagare, curba de atenuare măsurată urmărind profilul terenului. Dar pentru trasee care sunt ondulate, contează și elevația terenului dinaintea punctului de măsurare. De asemenea, analiza făcută în capitolul 2 arată că în cazul în care în mecanismul propagării apare cel puțin o undă reflectată la sol, atenuarea este proporțională cu distanța  $r^{-n}$ , unde  $n = 2$  în cazul ideal. Există studii care arată că în funcție de tipul mediului de propagare acest exponent al propagării poate lua și alte valori [75].

Pe aceste considerente, formula de câștig la care s-a ajuns are următoarea formă: câștigul într-un punct depinde de distanța față de emițător  $r_i$  în km, ridicată la puterea  $n$  care reprezintă exponentul propagării, de elevația în receptivul punct ( $h_i$ ) în metri și elevația și distanța unui punct anterior ( $h_{i-1}, r_{i-1}$ ) de pe traseul de propagare, respectiv de doi coeficienți de scalare a corecției  $k_1$  și  $k_2$ , care depind de gradul de ondulare al reliefului traseului de propagare (Fig. 4.12).

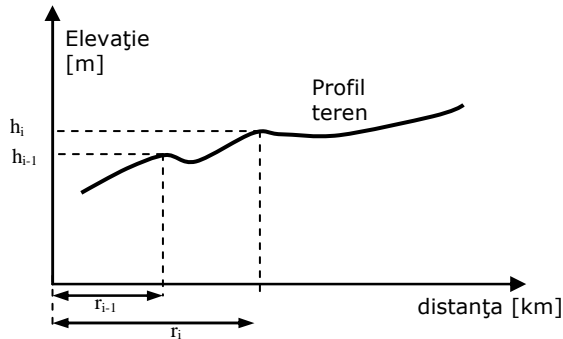


Fig. 4.12 Explicativă la calculul coeficientului de corecție

$$C = \frac{k_1}{r^n} \left( k_2 \cdot r - \frac{dh}{dr} \right) [dB] \tag{4.24}$$

$$A_{LR}(50,50)_{corectat} [dB] = A_{LR}(50,50) [dB] + C [dB]$$

În formula de corecție introdusă, avem coeficientul  $k_1$  prin care se realizează o scalare a corecției introduse, alături de exponentul propagării, iar factorul din paranteză ponderat prin  $k_2$  realizează corecția legată de variația reliefului de pe traseul de propagare. Pentru traseul de propagare analizat au rezultat coeficienții din tabelul 4.9 [76], [77].

Tabelul 4.9 Valorile coeficienților corecției, pentru traseul analizat

$k_1$	$k_2$	$n$
100	2,3	2,1

Dacă se aplică această corecție la modelul Longley-Rice, conform relației (4.24), se obțin valorile de atenuare din Fig. 4.13.

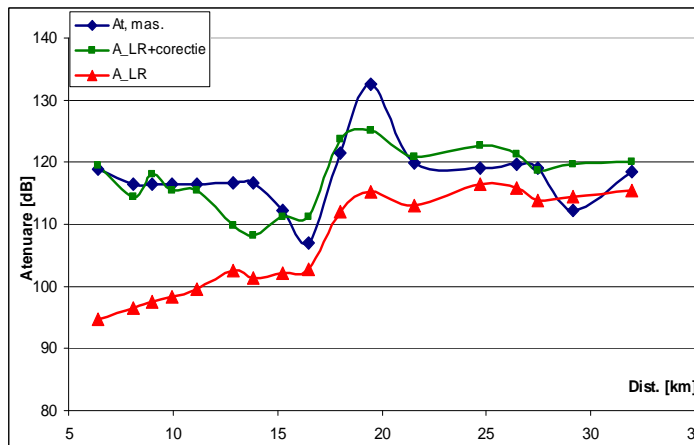


Fig. 4.13 Efectul aplicării corecției la modelul Longley-Rice, pentru traseul de propagare analizat

Asupra acestei corecții propuse, se pot face câteva observații:

- corecția aplicată ține seama de observațiile făcute în studiile anterioare și aduce atenuarea de propagare prezisă foarte aproape de cea rezultată din măsurări;
- această corecție are avantajul flexibilității de aplicare, prin intermediul celor trei coeficienți care pot fi cu ușurință modificați de la o situație la alta;
- dezavantajul din punct de vedere practic este acela că înainte de aplicarea acestei corecții trebuie realizate măsurări care să permită stabilirea valorilor celor trei coeficienți ai corecției;
- datorită dificultăților de ordin material nu s-a putut face un studiu extensiv care să permită stabilirea unor valori orientative, în funcție de tipul de relief de pe traseul de propagare;
- această corecție se referă doar la una dintre zonele de propagare (zona de vizibilitate directă), așa cum sunt definite aceste zone în modelul Longley-Rice.

#### 4.4 Analiza propagării în mediul urban cu ajutorul modelului Longley – Rice

Modelul Longley – Rice, prezentat pe larg în paragraful 4.2 al acestui capitol a fost creat în ideea de a fi folosit la predicția propagării în proiectele de acoperire cu semnal a zonelor din jurul emițătoarelor radio și de televiziune. Dezvoltarea comunicațiilor mobile a dus la o reanaliză a modelului de către cercetătorii care l-au dezvoltat în vederea extinderii capacităților de predicție și în mediul urban.

Distanțele pentru care se calculează acoperirea cu semnal într-o celulă de până la 10 km fac ca din modelul Longley – Rice să fie folosite relațiile de calcul pentru zona de vizibilitate directă. În această zonă modelul are capacitatea de evaluare a înălțimilor efective ale antenelor în funcție de condițiile de relief, a atenuării undelor cu distanța între terminale, dar nu poate lua în considerare atenuarea introdusă de obstacole precum clădirile dintr-un oraș. În [59] A. G. Longley prezintă o analiză din acest punct de vedere și, pe baza măsurărilor s-a determinat o formulă de corecție, numită „urban factor” care adaugă o atenuare suplimentară la atenuarea medie furnizată de modelul inițial. Această formulă este prezentată în relația (4.25) și ține seama de distanța dintre terminale și frecvența unde.

$$UF[dB] = 16,5 + 15 \lg(f/100) - 0,12d \quad (4.25)$$

Această relație a fost determinată pornind de la curbele de propagare ale modelului Hata – Okumura și ale studiilor care au dus la dezvoltarea modelului CCIR. În raportul care prezintă această corecție se precizează că rezultate bune se obțin dacă propagarea se face în zone rezidențiale cu înălțimi mici ale clădirilor, aflate pe un teren cvasi – plan, limita înălțimii efective de recepție fiind de 3 m.

Pentru analiza performanțelor modelului Longley – Rice împreună cu corecția propusă pentru mediul urban s-a folosit un set de măsurări realizat într-o celulă de comunicații aflată în mediul urban, mai exact într-o zonă rezidențială, cu înălțimi ale clădirilor de până la 10 m.

În paralel s-a propus un model de corecție dezvoltat de autor, care să fie adăugat modelului Longley – Rice care să țină seama de atenuarea introdusă de către clădiri. Formula de calcul a acestei corecții este prezentată în relația (4.26).

$$C = k_1 \cdot \lg(d) + k_2 \cdot L(v) + k_3 \cdot \lg(f) \quad [dB] \quad (4.26)$$

Această corecție este scrisă în funcție de trei coeficienți de ponderare  $k_1$ ,  $k_2$  și  $k_3$ , determinați experimental. Distanța este exprimată în metri iar frecvența în

MHz. Ceea ce diferă între corecția introdusă în (4.25) și cea propusă în relația (4.26) este faptul că se introduce atenuarea de difracție  $L(v)$  – datorată obturării de către clădiri a elipsoidului Fresnel. Această atenuare poate fi determinată cu ajutorul formulelor Lee [2], ținând cont de înălțimea clădirii de obstrucție și de înălțimile antenelor terminalelor.

Datele experimentale avute la dispoziție au fost împărțite în două seturi, unul folosit la calcularea coeficienților de ponderare, iar celălalt set folosit pentru comparația celor două formule de corecție.

Valorile coeficienților pentru situația considerată [78] s-au determinat ca având valorile din tabelul 4.10.

Tabelul 4.10 Coeficienții de ponderare ai formulei de corecție, pentru cazul considerat

$k_1$	$k_2$	$k_3$
8,628	-0,0166	2,6

Diagramele cu puterile măsurate respectiv prezise de modelul Longley – Rice cu cele două corecții, sunt prezentate în Fig. 4.14a și 4.14b.

O statistică a erorilor de predicție pentru cele două corecții adăugate modelului Longley – Rice este prezentată în tabelele 4.11 și 4.12.

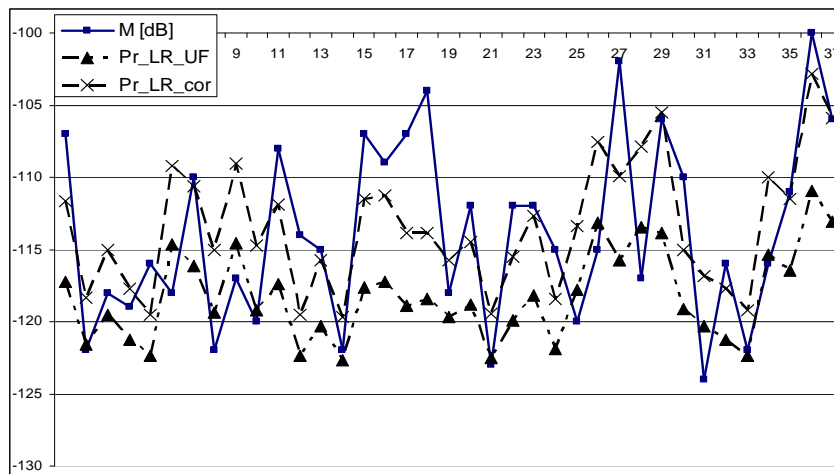


Fig. 4.14a Valorile de putere măsurate respectiv prezise de modelul Longley – Rice cu ajutorul celor două corecții. Setul 1 de date

Tabel 4.11 Statistica erorilor de predicție pentru cele două formule de corecție, pentru setul 1 de date

Model	Medie err. [dB]	St. dev [dB]
Longley-Rice+UF	4,39	5,30
Longley-Rice+C	0,38	5,04

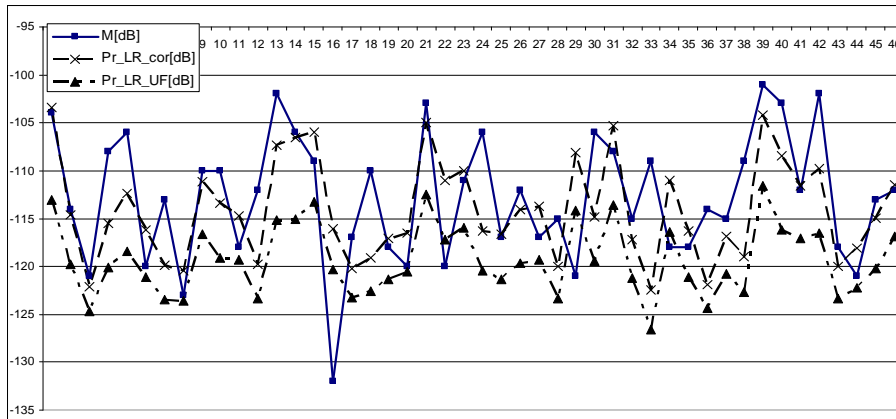


Fig. 4.14b Valorile de putere măsurate respectiv prezise de modelul Longley - Rice cu ajutorul celor două corecții. Setul 2 de date

Tabel 4.12 Statistica erorilor de predicție pentru cele două formule de corecție, pentru setul 2 de date

Model	Medie err. [dB]	St.dev [dB]
Longley-Rice+UF	6,49	5,84
Longley-Rice+C	-1,34	5,9

Se poate observa că dispersia erorii pentru cele două formule de corecție este apropiată ca valoare, ceea ce se îmbunătățește în cazul corecției propuse comparativ cu „urban factor” este media erorii, ceea ce înseamnă un decalaj mai mic între valorile măsurate și cele prezise.

De asemenea, prin corecția propusă de autor se pot obține rezultate mai bune în condițiile în care zonele urbane în care se face propagarea sunt mai dense iar atenuările introduse sunt mai mari.

## 4.5 Concluzii

În acest capitol s-au prezentat studiile făcute de autor în ceea ce privește propagarea undelor radio în banda VHF, pentru acoperirea cu semnal pentru serviciile de difuziune a posturilor de radio și televiziune. Scopul inițial al acestor studii a fost acela de a determina experimental câștigul unui sistem de antene aflat în serviciu, prezent în legătura radio la emisie. Pentru aceasta, s-au realizat măsurări de câmp în jurul emițătoarelor studiate, urmând ca determinarea câștigului să fie făcută prin introducerea în ecuația propagării a atenuării estimate cu ajutorul unui model de propagare.

Modelul de propagare ales a fost modelul Longley-Rice, datorită popularității lui și datorită avantajelor pe care le are:

- predicția se face cu ajutorul calculatorului, formulele de propagare fiind implementate prin rutine software;

- interfața cu utilizatorul cere introducerea coordonatelor punctelor între care se realizează legătura radio, a zonei climatice și a tipului de sol respectiv, a înălțimilor antenelor, restul calculelor fiind transparente pentru utilizator, care nu trebuie să facă alte determinări suplimentare și de aici, ușurința utilizării;
- programul care implementează acest model utilizează o bază de date cu profilul reliefului terenului pentru care se face calculul de propagare, ceea ce conduce la o bună concordanță între atenuarea prezisă și realitatea din practică;
- programul face apel și la variabile de natură statistică, atenuarea medie furnizată ca dată de ieșire fiind o funcție de aceste variabile; utilizatorul poate opta, în funcție de nevoile sale, la un anumit interval de încredere și un anumit procent de repetabilitate a valorii prezise.

În urma studiilor a rezultat că abaterile care apar între atenuarea prezisă de model și valorile rezultate din măsurări, nu se încadrează într-un interval de eroare acceptabil, care să permită determinarea câștigului de la emisie. O explicație pentru această diferență dintre perechea (prezis, măsurat) poate să apară și datorită faptului că în modelul Longley-Rice nu se ține seamă de prezența vegetației pe traseul de propagare. Această problemă a fost semnalată și de alte studii [79].

Datele măsurate pentru stațiile Oradea FM și Măgura Boiu arată că diferențele între valorile de atenuare măsurate și prezise sunt mari, în special în zonele în care există distanță mică între emițător și receptor. În aceste zone de propagare considerate de model a fi în vizibilitate directă, atenuarea se calculează din unda directă și cea reflectată prin intermediul unor funcții ponderate, care țin seama de condițiile de relief. Datele experimentale pentru stația Urseni ne arată o valoare optimistă de atenuare furnizată de model și de aici, ideea introducerii unei corecții.

Studiile scot în evidență felul în care trebuie realizate măsurările și felul în care se comportă modelul, rezultând o sensibilitate atât a predicției față de relieful din zona punctului de recepție, cât și a puterilor măsurate. Stabilirea înălțimii efective a receptorului de către model arată corelația cu valorile prezise mai puternică decât cu alți parametri implicați în predicție. Punctele de măsurare trebuie să fie alese în zone fără vegetație sau alte obstacole, iar relieful din jurul punctului de recepție trebuie să fie cvasi-constant.

Autorul a reușit dezvoltarea unei corecții care să ducă la o mai bună predicție a propagării, cel puțin pentru zona de vizibilitate directă. Corecția stabilită prezintă avantajele unei ușoare aplicabilități în practică și a flexibilității stabilirii valorilor de corecție prin cei trei coeficienți care o definesc, printr-o prealabilă „calibrare”, pornind de la câteva valori măsurate în zona de propagare.

Dezavantajul care se poate sublinia este că datorită volumului mic al datelor experimentale, nu s-au putut determina valori ale coeficienților  $k_1$ ,  $k_2$  și  $n$  care să fie prestabilite, și utilizatorul să le folosească în funcție de tipul traseului de propagare întâlnit.

Autorul a analizat oportunitatea folosirii modelului Longley-Rice în predicția propagării în mediul urban, pe baza formulei de corecție „urban factor”, dezvoltată de autorii modelului în acest sens. De asemenea a fost propusă o nouă formulă de corecție pentru mediul urban. Din analiza realizată pornind de la date experimentale, a fost reliefată posibilitatea de utilizare a modelului Longley-Rice corectat, pentru predicția în zone urbane.

Corecția pe care autorul tezei o propune are avantajul că poate fi utilizată și în zone cu regim mare de înălțime, spre deosebire de corecția „urban factor”, deoarece ține seama de atenuarea introdusă de clădiri.

## 5. STUDIUL PROPAGĂRII UNDELOR RADIO ÎN MEDIUL URBAN

### 5.1 Introducere

Dezvoltarea tehnologiilor în comunicațiile mobile presupune introducerea de noi servicii în ideea de a pune la dispoziția utilizatorului un număr cât mai mare de servicii și aplicații. Aplicațiile care au la bază internetul – voce prin IP (VoIP), descărcarea de fișiere multimedia (muzică, clipuri video), accesul la programe TV online, etc., au devenit comune unui utilizator care se află în fața unui computer static, acasă sau la birou. Acum accentul se pune pe deservirea, cu același tip de servicii, a utilizatorilor mobili, aflați nu neapărat la nivelul străzii, ci în clădiri de birouri, mall-uri sau chiar acasă, utilizatori care folosesc multiple și diverse dispozitive de acces la aceste servicii [80], [81].

În aceste condiții, provocările legate de proiectarea acoperirii cu semnal a rețelelor de comunicații mobile se regăsesc exclusiv în zonele urbane, dens populate, la nivel de micro- și pico-celulă. Dacă până acum hărțile de predicție cu semnal radio erau 2D (de obicei câmpul era estimat pentru o înălțime a antenei de recepție de 1,5 – 2 m), acum se pune problema predicției 3D a semnalului sau cu alte cuvinte devine de interes și distribuția pe verticală, la diferite înălțimi, a câmpului electromagnetic. Se poate vehicula ideea că dacă se cunosc valorile de câmp în exteriorul unei clădiri, la o anumită înălțime (corespunzătoare unui etaj al unei clădiri, de exemplu), se pot face extrapolări în ideea unei predicții a nivelului câmpului în interiorul clădirii, la etajul respectiv.

O metodă de predicție 3D a propagării este dată de abordarea deterministică a propagării, folosind algoritmi de tip „ray tracing”. Acest tip de predicție se realizează cu ajutorul unor software-uri dedicate, care calculează interacțiunea dintre undele emise și obstacolele pe care le întâlnesc [82]. Principiul de predicție se bazează pe analiza zonei care se dorește a fi acoperită cu semnal, și pentru fiecare punct în care se calculează câmpul, se iau în considerare posibilele căi de propagare, prin care undele pot ajunge la acel punct, contribuind la puterea recepționată. Pentru fiecare cale de propagare se calculează reflexiile și/sau difracțiile care pot să apară datorită obstacolelor iar în final se însumează contribuția fiecărei raze la câmpul total recepționat. Pentru calculul reflexiilor și difracțiilor se folosesc metode care diferă în funcție de cum s-a ales implementarea software-ului, dar în principiu se pornește de la coeficienții de reflexie Fresnel și de la teoria generală a difracției (GTD) sau teoria uniformă a difracției (UTD) [83]. În unele cazuri se consideră inclusiv undele care se propagă prin clădiri. De asemenea, se pot pune în evidență efectul de ghid de undă care apare ca mecanism de propagare pe anumite străzi.

Dar dezvoltarea și utilizarea unui astfel de software de calcul a propagării se bazează și este dependent de harta digitală 3D a orașului pentru care se proiectează acoperirea cu semnal. Aceste hărți trebuie să conțină informații despre amplasarea clădirilor, a străzilor și a zonelor deschise (parcuri, piețe), dimensiunile 3D ale clădirilor, precum și materialele din care aceste clădiri sunt construite.



Această metodă de predicție are câteva dezavantaje care pot cântări mult în luarea deciziei de folosire ca metodă de proiectare a acoperirii cu semnal: calculele sunt puternic influențate de acuratețea cu care este întocmită harta, dificultatea și costurile mari de realizare a unor hărți exacte și timpul mare de procesare – dependent de complexitatea hărții, care totodată impune putere mare de calcul. În [84] se prezintă câteva aspecte legate de apariția erorilor de predicție datorită lipsei unor informații suficient de detaliate în aceste hărți digitale. De exemplu, pereții clădirilor dintr-un oraș nu sunt nici omogeni, nici uniformi, existând discontinuități și protuberanțe datorate geamurilor, balcoanelor, decorațiunilor sau bazoreliefulor [85]. În plus, la nivelul străzilor, dincolo de prezența autovehiculelor și a pietonilor, mai există stâlpi de alimentare cu energie, marcaje rutiere, cutii poștale, etc., copaci sau alte forme de vegetație greu de modelat în aceste hărți digitale, dar care pot duce la reflexii sau împrăștieri suplimentare ale undelor. O altă problemă este legată de alegerea constantelor electrice ale materialelor cu care sunt construite zidurile clădirilor, existând din acest punct de vedere diferențe între zidurile clădirilor din cărămidă și cele din beton armat spre exemplu. Prin urmare, soluția de proiectare poate să fie fiabilă, dar cu costuri destul de mari, având în vedere că pentru fiecare localitate în parte trebuie construită o asemenea hartă, iar acuratețea predicției este puternic influențată de acuratețea hărții, la care se adaugă necesitatea timpilor de procesare și a puterii de calcul.

O abordare nouă a propagării este aceea a modelării stohastice, o metodă diametral opusă abordării deterministe. Una dintre abordări [86] este aceea de a modela statistic zona de propagare dintr-un oraș, considerând clădirile doar prin amprenta la sol (o abordare 2D) ca pe niște pătrate care ocupă zona de propagare, cu o probabilitate  $p$ , restul ariei rămânând neocupată, cu o probabilitate  $q = 1-p$ . Interacțiunile dintre clădiri și semnalul radio sunt modelate probabilistic [87], [88] pe baza legilor reflexiei ale lui Snell, luându-se în considerare pe baza unor funcții, distanțele străbătute de semnal între emițător și receptor. Funcțiile au fost determinate prin simulări și date experimentale. Rezultatul acestor calcule statistice și geometrice sunt materializate prin exprimarea unei atenuări medii a semnalului într-un punct din zona de propagare [89].

## 5.2 Dezvoltarea unui model de simulare a propagării în Matlab

Așa cum s-a prezentat în capitolele și paragrafele precedente, există diverse abordări de calcul de proiectare a acoperirii cu semnal radio a unei celule.

Organizarea rețelelor de comunicații actuale, în special în zonele cu populație densă, presupune organizarea interfeței radio în microcelule. Scenariul de propagare la nivelul unei microcelule presupune că o stație de bază acoperă cu semnal o anumită suprafață teritorială în care traseele de propagare sunt de până la 1 km, putând ajunge rareori și până la 2 km [90], din motive care nu vor fi discutate aici. Antena de recepție este plasată la o înălțime care să fie deasupra înălțimii medii a clădirilor din zona de propagare, raportul dintre înălțimea antenei de emisie și înălțimea clădirilor fiind undeva în intervalul  $1,1 \div 1,4$  (în majoritatea orașelor din Europa). Această situație conduce la ideea că într-o microcelulă din mediul urban există un procent foarte mic din suprafață în care terminalele legăturii radio sunt în vizibilitate directă, în rest mecanismele de propagare însumează difracții pe clădiri (chiar și spații verzi compacte) și reflexii la sol și pe clădiri. Ca și excepții se pot aminti străzile perpendiculare pe emițător, acolo unde apare efectul

de canion (propagare asemănătoare unui ghid de undă plan paralel), respectiv piețele – zone mai degajate, în care reflexiile pe clădiri sunt mai puțin însemnate. În [91] se prezintă un model de propagare în mediul urban, pe baza teoriei imaginilor și se încearcă modelarea efectului de canion care apare pe străzile radiale față de emițător, luându-se în calcul ca și mecanism de propagare reflexiile multiple care apar pe clădirile situate de-a lungul străzilor.

Acest paragraf prezintă un program de simulare a propagării dezvoltat de autor în Matlab, pentru calculul mediei locale a atenuării semnalului radio la nivelul străzilor unui oraș, pe baza interacțiunii dintre unde și clădirile obstacol. Cazul propagării prin efectul de canion nu a fost luat în considerare. Abordarea de la care s-a pornit este una de a combina modelarea fizică a interacțiunilor semnalului cu clădirile cu modelarea statistică a propagării pe baza „legii puterii” propusă în modelele Lee [45] și Rappaport [46], conform căreia atenuarea medie de propagare are o evoluție aproximată liniar cu panta dată de exponentul propagării, care depinde de mediul de propagare.

Astfel, în program, puterea semnalului recepționat este suma a trei unde care ajung în antena de recepție, pe trei căi de propagare diferite: o undă directă care ajunge în antena receptorului și care este difractată de clădirea de pe stradă care umbrește receptorul, o a doua undă care după difracție se reflectă la sol și o a treia undă care după difracția care are loc pe clădirea care realizează umbrirea, se reflectă pe clădirea opusă înainte de a ajunge în antena de recepție (Fig. 5.1).

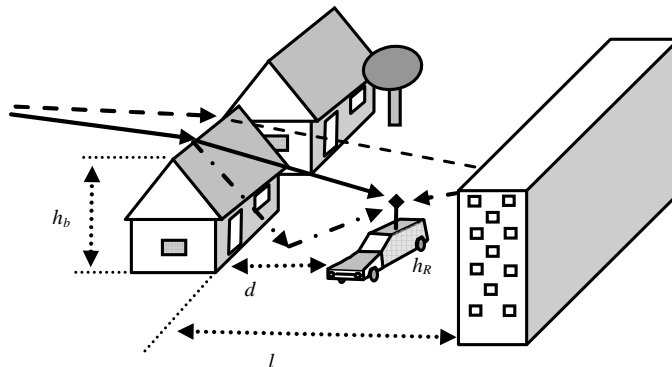


Fig. 5.1 Explicativă a scenariului de propagare implementat în programul

Ideea implementată în program nu este nouă, Ikegami în [38], [39], descrie propagarea dintre terminale, cu antena de recepție la nivelul străzii, ca fiind influențată în special de clădirile de pe strada respectivă. Bertoni, Maciel și Xia în [41], [43] prezintă studii care arată cum poate fi modelată propagarea în mediul urban ținându-se cont de influența clădirilor prin difracția produsă de acestea. În plus, în [40] și [42] Walfisch, Bertoni și Xia propun ecuații de calcul pentru atenuarea medie de propagare pornind de la interacțiunile semnalului de radiofrecvență cu obstacolele din zonele urbane. În [92] se prezintă o abordare statistică a propagării cu influența înălțimii clădirii obstacol considerată ca variabilă statistică.

Deși în aceste studii se consideră importantă și interacțiunea undei cu celelalte clădiri care se găsesc între emițător și clădirea obstacol de pe strada unde se găsește receptorul, din considerente de simplitate a implementării, în programul

de simulare prezentat în continuare nu s-a ținut seama de influența altor clădiri ci doar de clădirea de obstrucție de pe strada unde se găsește receptorul.

Mărimea de ieșire a programului de simulare propus [93] este valoarea efectivă a câmpului electric care ajunge în antena de recepție. De asemenea, programul se poate modifica foarte simplu (se implementează relația matematică de transformare) pentru a se calcula puterea recepționată dacă se cunoaște câștigul antenei de recepție. De aici se poate extrage atenuarea de propagare. Această mărime de ieșire este influențată de două seturi de parametri pe care utilizatorul trebuie să-i introducă: parametri de natură electrică și parametri de natură geometrică.

Parametrii de natură electrică sunt:

- puterea emițătorului în dBm;
- frecvența semnalului;
- câștigul antenei de emisie în dBi;
- câștigul antenei de recepție în dBi – dacă se dorește ca mărimea de ieșire să fie puterea la bornele antenei de recepție;
- constantele care caracterizează din punct de vedere electric suprafețele reflectoare cu care interacționează undele care ajung la receptor.

Asupra acestor parametri trebuie făcute câteva observații. Legat de câștigul antenei de emisie, acest parametru se referă la câștigul nominal al antenei. Programul de simulare apelează la o funcție care permite determinarea câștigului pe orice direcție în jurul antenei. Pentru aceasta însă trebuie să se cunoască caracteristicile în planul E și H ale respectivei antene. Datele respective trebuie introduse în fișiere text, cu rezoluție de 1°, începând cu valorile corespunzătoare unghiului de 0°. De asemenea, utilizatorul trebuie să specifice unghiul azimut al antenei și eventual unghiul de tilt cu care poate fi prevăzută antena la instalarea stației de bază.

În ceea ce privește constantele solului respectiv ale peretelui clădirii care reflectă unda, aceasta este o problemă delicată, deoarece acești parametri (conductivitatea și permitivitatea dielectrică) se pot cunoaște doar cu o anumită aproximație. În [14] sunt date constantele care caracterizează diferite tipuri de soluri, informație care a fost găsită și în [94]. În [95] este dată o listă cu materiale, pentru care se specifică valoarea permitivității dielectrice relative. De asemenea în [17] se găsește o listă de tipuri de materiale de construcții, incluzând betonul și cărămida, în care sunt specificate valori ale acestor constante.

Mărimile de natură geometrică sunt foarte importante, deoarece au o influență foarte mare la stabilirea mediei locale a atenuării. Toate modelele de propagare, deterministe sau empirice folosesc aceste date pentru a realiza predicția. Pentru programul de simulare prezentat, sunt necesare următoarele date:

- coordonatele emițătorului respectiv ale receptorului;
- înălțimile antenelor;
- înălțimea clădirii obstacol;
- distanța de la receptor până la clădirea de obstacol de pe stradă;
- lățimea străzii;
- unghiul în grade făcut de stradă cu linia imaginară care unește poziția transmițătorului cu nordul geografic.

Coordonatele emițătorului respectiv coordonatele poziției punctului de recepție sunt date de obicei în coordonate geografice, care pot fi citite de pe dispozitivele portabile GPS sau din programele de localizare și cartografiere terestră disponibile pe internet (de exemplu Google Earth). Programul de simulare însă folosește un alt tip de coordonate, și anume coordonatele geodezice UTM (Universal

Transverse Mercator). Pentru Timișoara, de exemplu, se folosește Zona 34N, elipsoidul WGS84 [96]. Prin acest sistem de coordonate, folosit în topografie, valorile pentru latitudine și longitudine sunt exprimate în metri. Acest sistem folosește transformarea unei porțiuni din suprafața terestră într-o suprafață plană. Pentru transformarea din coordonatele geografice în cele topografice se pot folosi calculatoare care pot fi găsite pe internet [97].

Înălțimile antenelor emițătorului și receptorului, precum și celelalte mărimi geometrice introduse de către utilizator sunt în metri. Dacă coordonatele geografice specifică poziția legăturii radio în planul  $xOy$ , valorile înălțimilor oferă și cea de a treia dimensiune. Dar într-un oraș cu un relief denivelat această informație nu este suficientă. De aceea, dacă utilizatorul are la dispoziție elevația terenului față de nivelul mării, aceasta poate fi introdusă prin intermediul unor fișiere text, de unde sunt citite și luate în considerare.

Distanța de la receptor la clădirea obstacol se referă la perpendiculara de la punctul de recepție la clădirea de pe stradă care realizează umbrirea receptorului. Se subliniază faptul că nu interesează direcția pe care o are traseul emițător – receptor, față de orientarea clădirilor de pe stradă. Această informație, alături de lățimea străzii reprezintă informații care pot fi aflate de către utilizator fără efort, Google Earth putând fi o sursă foarte accesibilă de informare.

Stabilirea unghiului făcut de stradă cu linia imaginară care unește poziția transmițătorului cu nordul geografic, este explicată în Fig. 5.2.

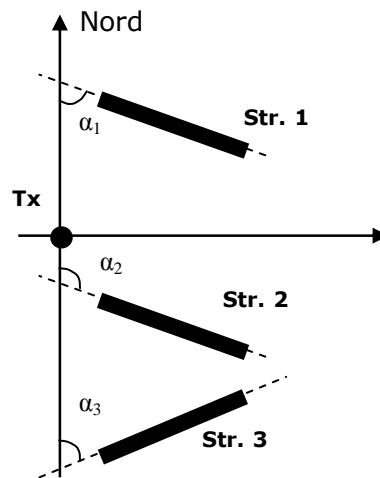


Fig. 5.2 Explicativă la stabilirea unghiului străzii

Poziția emițătorului față de aria pe care o acoperă cu semnal poate fi considerată ca centrul unui sistem de coordonate, cu o axă orientată în nordul geografic. Față de acest sistem de axe de coordonate se stabilește unghiul străzii, așa cum se arată în figura de mai sus. Astfel, strada 1 situată în cadranul I crează cu direcția emițător – nord un unghi ascuțit, la fel ca și strada 3, care este situată în cadranul IV al sistemului de coordonate. Strada 2 crează în exemplul dat, un unghi obtuz. Acest tip de informație se poate determina foarte ușor cu ajutorul programului Google Earth.

Cu ajutorul acestor informații se stabilesc în interiorul programului de simulare toți ceilalți parametri care sunt necesari pentru determinarea atenuării de propagare. Mai exact, în planul  $xOy$  se determină coordonatele punctului unde apare difracția pentru unda directă  $(x_{0b}, y_{0b})$ , coordonatele punctului de reflexie la peretele opus clădirii de difracție de pe stradă  $(x_{rp}, y_{rp})$  care se stabilește pe principiul antenei imagine, respectiv coordonatele punctului de difracție  $(x_{0p}, y_{0p})$  pentru unda reflectată de perete (Fig. 5.3).

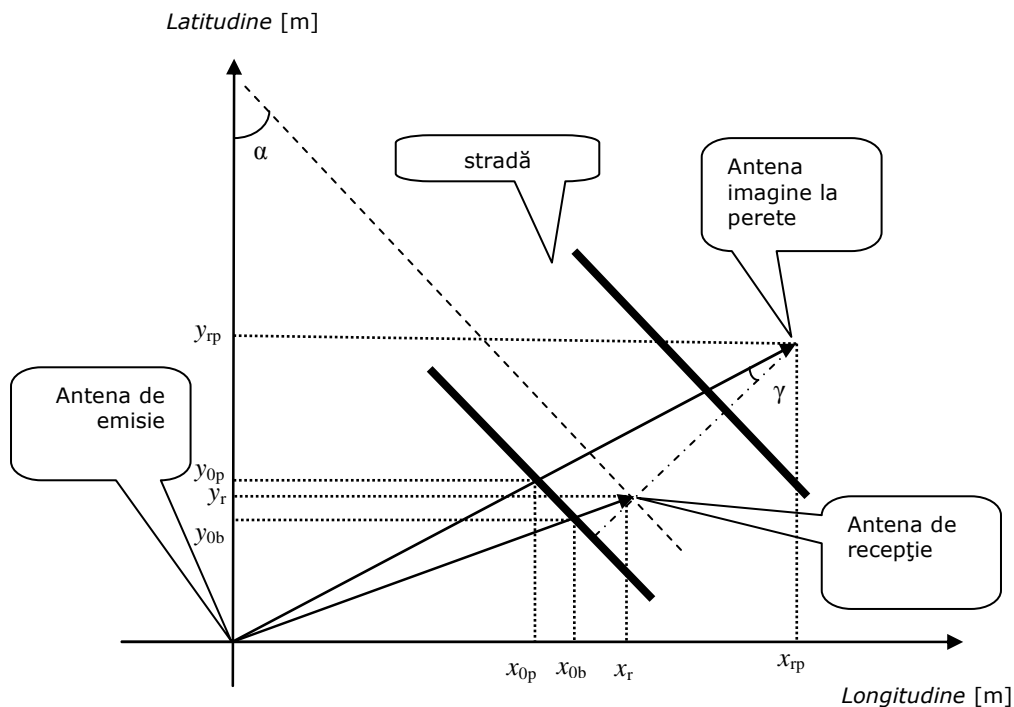


Fig. 5.3 Explicativă la stabilirea parametrilor care influențează calculul atenuării de propagare în programul de simulare

Pe baza acestor coordonate, alături de coordonatele emițătorului și receptorului, și de înălțimile terminalelor și a clădirii care realizează difracția se calculează în interiorul unei funcții: distanțele de la emițător și receptor până la punctele de difracție, deschiderea elipsoizilor Fresnel, și mai departe parametrii de difracție pe baza cărora se calculează atenuarea de difracție a celor trei unde.

De asemenea se stabilește unghiul de reflexie la perete (în Fig. 5.3, unghiul  $\gamma$ ) și unghiul de reflexie la sol, care sunt folosite alături de constantele suprafețelor reflectoare în funcțiile de calcul ale coeficienților de reflexie.

Din punct de vedere matematic, valoarea efectivă a câmpului care ajunge în antena de recepție se exprimă astfel:

$$\bar{E}_{tot} = \frac{E_0}{d_1^p} \cdot F(v_1) \cdot e^{-jkd_1} + R_{gnd} \cdot \frac{E_0}{d_2^p} \cdot F(v_2) \cdot e^{-jkd_2} + R_{perete} \cdot \frac{E_0}{d_3^p} \cdot F(v_3) \cdot e^{-jkd_3} \quad (5.1)$$

- $E_0 = \sqrt{30 \cdot P_t \cdot G_t}$  – valoarea efectivă a câmpului în antena de emisie, având câștigul  $G_t$  și puterea  $P_t$ ;
- $F(v_i)$  – funcția de atenuare Fresnel;
- $d_i$  – distanțele pe care se propagă cele trei unde între emițător și receptor;
- $R_{gnd}$ ,  $R_{perete}$  – coeficienții de reflexie ai suprafețelor de reflexie (la sol respectiv peretele clădirii);
- $p$  este exponentul propagării.

Programul de simulare este listat și prezentat împreună cu funcțiile adiacente create, în Anexe.

Introducerea unui exponent al propagării are rolul de corectare a imperfecțiunilor modelării și poate fi tratat ca o variabilă statistică. Dacă se ia în discuție de exemplu coeficientul de reflexie, influențele asupra valorii acestuia sunt numeroase și se modifică de la situație la situație. În primul rând constantele electrice ale suprafețelor reflectoare sunt greu de stabilit mai ales că într-un oraș există o diversitate mare de construcții, de la cele din cărămidă cum sunt clădirile mai vechi până la blocuri de locuințe din beton armat sau clădiri moderne de birouri cu structură de oțel și pereți de sticlă. Geometria fețelor clădirilor poate duce la reflexii multiple și difuze, dimensiunea și densitatea ferestrelor intervin de asemenea în discuție [20]. De aceea încercarea de a stabili cu exactitate coeficienții ar fi o complicație și ar duce acest program de simulare în direcția predicției deterministe.

Modelarea difracției în program se face pe baza metodei Fresnel, prezentată în paragraful 2.5. O modelare exactă a acestei difracții ar fi greu de realizat, pentru că acoperișurile din țiglă sau colțurile blocurilor duc la o atenuare de difracție diferită [98]. De aceea, în ideea de a avea un program de simulare cu o utilizare cât mai simplă și care să exprime o medie locală a atenuării cu o eroare acceptabilă, prin exponentul propagării se face o corecție a acestor neajunsuri legate de o modelare imperfectă. În plus, această abordare are acoperire în studii teoretice și experimentale realizate de alți cercetători în domeniu. În [46] se prezintă studii de propagare din diverse orașe din Europa pentru care s-au determinat valori ale exponentului propagării în funcție de condițiile întâlnite.

Pentru stabilirea valorii exponentului propagării se pornește de la ideea că în spațiul liber  $p = 1$ , iar dacă se ia în calcul cazul propagării cu două raze,  $p = 2$  (2 respectiv 4, dacă se consideră puterea). Între aceste două valori ideale, într-o zonă urbană, în funcție de tipul zonei de propagare, poate lua valori diferite: mai mari ca 1 dar apropiate de 1, dacă propagarea se face într-o zonă rezidențială de case și mai mare decât 2 dacă propagarea se face în zone cu densitate mare de clădiri și regim mare de înălțime. Determinarea cu o acuratețe bună a lui  $p$  se poate face prin procedeul de calibrare al modelului de propagare folosit în practica proiectării acoperirii cu semnal radio [99], [100] plecând de la valori măsurate de câmp în zona de propagare.

Pentru validarea programului de simulare a propagării propus și prezentat mai sus, s-a realizat o predicție a cărei rezultate au fost comparate cu date experimentale obținute dintr-o campanie de măsurări realizate într-o celulă de comunicații mobile de către operatorul proprietar al rețelei. O poză preluată din Google Earth, care arată geometria străzilor în zona în care au fost realizate măsurările, este prezentată în Fig. 5.4.

Datele despre emițător și receptor (putere de emisie, înălțime, caracteristicile antenelor, date despre elevația terenului) au fost introduse în programul de simulare. Faptul că măsurările au fost făcute la nivelul străzilor a făcut

posibilă comparația dintre valorile de putere măsurate și cele prezise de program. Atât puterea măsurată cât și cea prezisă au fost mediate pe baza criteriului Lee [101], astfel încât să se elimine variațiile rapide ale semnalului și să se ofere o imagine a mediei locale a atenuării de propagare.



Fig. 5.4 Situl unde s-au realizat măsurările

În Fig. 5.5 și Fig. 5.6 se reprezintă puterea măsurată și prezisă pentru două străzi, una denumită „strada paralelă” deoarece este orientată aproximativ paralel cu direcția emițător – nord, iar cea de a două, denumită „strada perpendiculară”, fiind perpendiculară pe direcția amintită.

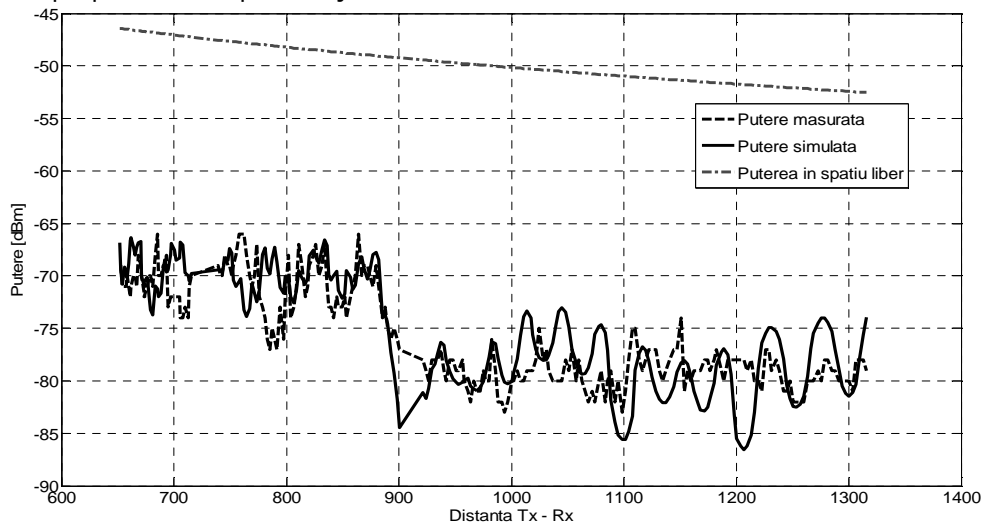


Fig. 5.5 Puterea măsurată și simulată pe strada paralelă

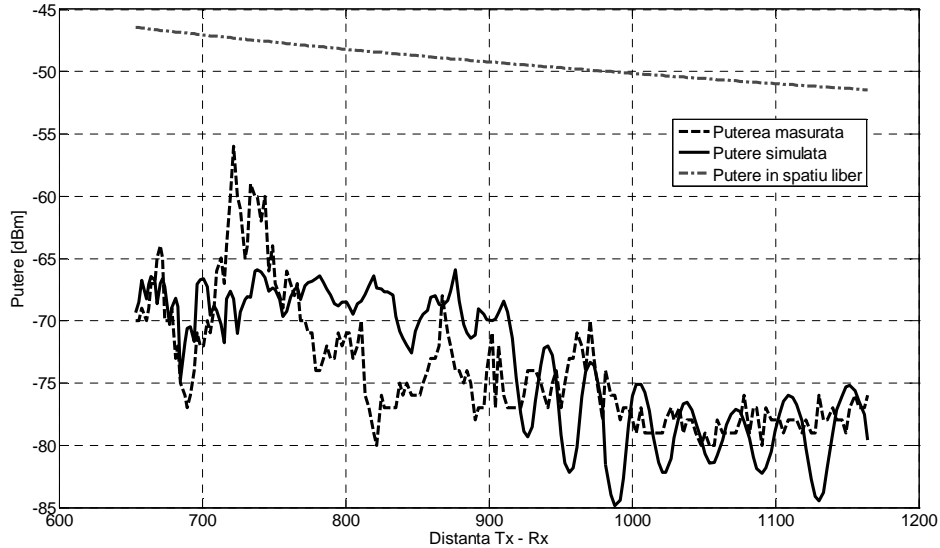


Fig. 5.6 Puterea măsurată și simulată pe strada perpendiculară

În Fig. 5.5 și 5.6 pe lângă puterea măsurată și cea simulată cu ajutorul programului Matlab, este afișată și puterea în spațiul liber. Se observă că atenuarea suplimentară care apare față de aceasta, este în medie de 25 dB.

În tabelul 5.1 este prezentată statistica semnalului de radiofrecvență înregistrată pentru cele două străzi analizate.

Tabelul 5.1 Datele statistice pentru cele două străzi

Date statistice	$\sigma$ [dB] măsurat	$\sigma$ [dB] simulat	$\sigma$ [dB] eroare	Coef. corelație
<b>Strada paralelă</b>	4.6	5.33	3.35	0.78
<b>Strada Perpendiculară</b>	5.11	5.48	4.64	0.62

În primul rând dispersia puterii măsurate și cea a puterii simulate înregistrează valori care se regăsesc și în alte rapoarte de propagare [102], pentru zona de propagare, care este una rezidențială, cu înălțimi ale clădirilor de până la 10 metri. De altfel exponentul propagării, în programul de simulare a fost  $p = 1$  pentru câmpul electric, o valoare normală pentru propagarea într-o zonă rezidențială.

De asemenea este important de remarcat corelația bună între datele obținute în măsurări și cele obținute prin programul de simulare. În plus, dispersia erorii dintre cele două seturi de date este una acceptabilă.

Dacă se analizează cele două curbe care afișează puterea – cea simulată și cea rezultată din măsurări, se observă unele zone în care diferențele sunt mai mari de 10 dB. Acest comportament al simulării se explică prin faptul că strada pe care se realizează simularea este tratată unitar, fără a se lua în considerare diversele variații ale înălțimilor clădirilor și, ceea ce este mai important, fără a ține cont de intersecțiile străzilor, acolo unde atenuarea de difracție este mai puțin pronunțată iar atenuarea de propagare are un comportament diferit de ceea ce se simulează prin program.



Un minus al acestui program de simulare este imposibilitatea de a furniza atenuarea de propagare ca și suprafață care să acopere o anumită zonă teritorială. O piedică importantă este limitarea de calcul care exista în Matlab, la care se adaugă lipsa unor rutine software mai complexe care să poată descrie geometric zona de propagare.

## 5.3 Studiul propagării pe verticală a undelor

### 5.3.1 Reflectarea temei în literatura actuală

O modalitate de predicție a câmpului pe verticală este aceea de a apela la metode empirice sau semiempirice de determinare a „câștigului” care apare în punctul de recepție, atunci când înălțimea antenei de recepție este mai mare de 1,5 m – 2 m. Mai departe, acest câștig poate fi adăugat ca și corecție la valorile prezise pentru înălțimea de 1,5 m – 2 m a antenei de recepție, întrucât la ora actuală există o gamă variată de metode de proiectare a acoperirii cu semnal pentru această înălțime. Totodată, din punct de vedere practic, dacă se realizează măsurări în vederea realizării unor calibrări a modelelor de propagare folosite, sau verificarea corectitudinii predicției în vederea acoperirii cu semnal radio, acestea pot fi realizate mult mai rapid și ușor într-un oraș dacă se folosesc înălțimi mici ale antenei de recepție. Nu același lucru se poate spune despre cazul în care s-ar dori desfășurarea unei campanii de măsurări având o înălțime a antenei de recepție de 10 m, care presupune plimbarea pe străzi cu un autovehicul de măsurare a cărui antenă să fie plasată pe un catarg de înălțimea respectivă – lucru aproape imposibil de realizat datorită cablurilor, pasajelor și a altor limitări de înălțime care pot fi întâlnite la tot pasul într-un oraș. Singura posibilitate de măsurare pentru înălțimi mari ale antenei de recepție este cea statică, în punct fix.

Un exemplu de extrapolare a câmpului pentru alte înălțimi decât cea la care se face predicția se găsește în norma ITU-R 370 [11], însă în acest caz predicția se face pentru înălțimea antenei de recepție de 10 m, iar extrapolarea are loc pentru înălțimi ale receptorului cuprinse între 1,5 m și 40 m. Calcularea câștigului datorat înălțimii antenei de recepție se face conform relației (5.2).

$$\text{Câștig} = \frac{c}{6} \cdot 20 \cdot \lg\left(\frac{h_r}{10}\right) \quad (5.2)$$

unde  $c$  este dat în tabelul 5.2, în funcție de benzile de frecvențe VHF și UHF și de tipul zonei în care se realizează propagarea.

Tabelul 5.2 Valori ale coeficientului  $c$  în dB în funcție de mediul de propagare și de banda de frecvențe

Zonă	Banda VHF	Banda UHF
Rurală	4	4
Suburbană	5	6
Urbană	6	8

Norma ITU-R P.370 se referă la serviciul de radiodifuziune, în banda de frecvențe 30 – 1000 MHz. În plus, această normă nu mai este în vigoare.

Norma ITU-R P.1546 [32] este în vigoare și se referă la propagarea undelor radio în cazul serviciilor de comunicații terestre, în banda de frecvențe 30 – 3000 MHz, și pentru distanțe cuprinse între 1 km și 1000 km. Se consideră că această normă dă rezultate acceptabile ale predicției pentru situația în care cel puțin una

dintre antenele implicate în legătura radio are o înălțime mai mare decât înălțimea obstrucțiilor din zona de propagare învecinată.

Înălțimea antenei de emisie se calculează în funcție de înălțimea geometrică a antenei și de influența mediului de propagare din jurul antenei (a reliefului), curbele de propagare fiind valabile pentru valori ale înălțimii efective între 10 m și 1200 m, cu posibilități de corecție pentru înălțimi mai mici de 10 m.

În ceea ce privește înălțimea antenei de recepție, înălțimile de referință se consideră a fi: 10 m pentru zone de propagare suburbane, 20 m pentru zone urbane și 30 m pentru zone urbane dense. Corecția pentru înălțimea antenei de recepție (notată cu  $h_2$ ) este dată de relația:

$$\begin{aligned} \text{Corectia} &= 6,03 - J(\nu)[dB], \text{ pentru } h_2 < R' \\ \text{Corectia} &= K_{h_2} \cdot \lg(h_2 / R')[dB], \text{ pentru } h_2 \geq R' \end{aligned} \quad (5.3)$$

unde:

$$R' = (1000dR - 15h_1) / (1000d - 15)[m] - \text{înălțimea clutterului}$$

$$K_{h_2} = 3,2 + 6,2 \cdot \lg(f)$$

$$J(\nu) = \left[ 6,9 + 20 \lg \left( \sqrt{(\nu - 0,1)^2 + 1} + \nu - 0,1 \right) \right]$$

$$\nu = K_{nu} \sqrt{h_{dif} \cdot \theta_{clut}} \quad (5.4)$$

$$K_{nu} = 0,0108 \sqrt{f}$$

$$h_{dif} = R' - h_2 [m]$$

$$\theta_{clut} = \arctan(h_{dif} / 27) - \text{în grade}$$

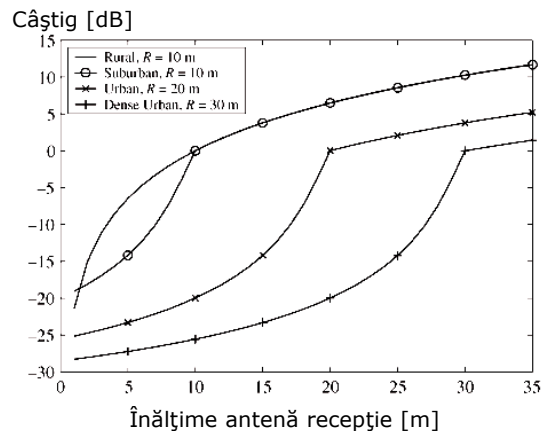


Fig. 5.7 Variația coeficientului de corecție pentru variația înălțimii antenei de recepție, propus în ITU-R P.1546

O analiză a corecțiilor propuse de norma ITU-R P.1546 se regăsește în [103], în care se calculează valoarea coeficientului de corecție a înălțimii antenei de recepție, în cazul în care aceasta variază între 1 și 35 metri pentru tipurile de medii

de propagare (rural, suburban, urban și dens urban), cu referințele  $R$  corespunzătoare, în ipoteza unui semnal pentru care distanța de propagare este de 10 km, înălțimea antenei de emisie este de 35 m, la o frecvență de 881,52 MHz (Fig. 5.7 – reproducere din articol). De asemenea, se face o comparație între modelul de propagare cu două raze și modelul propus de norma ITU-R P.1546.

În [104] se amintește că în cazul modelului Hata-Okumura pentru propagarea în zone urbane cu regim moderat de înălțime a clădirilor, la o dublare a înălțimii receptorului de la 4 m la 8 m apare o scădere a atenuării de 12 dB, ceea ce se consideră a fi prea mare, și se prezintă o formulă de evaluare a câștigului relativ la o înălțime de referință a receptorului de 2 m calculată după relația (5.5).

$$C = 10,7 \cdot \lg\left(\frac{h_r}{2}\right), \quad 2 \text{ m} < h_r < 8 \text{ m} \quad (5.5)$$

De asemenea, în norma ITU-R P.1146 privind predicția pentru comunicațiile mobile terestre (nu mai este în vigoare) este prezentat în formă tabelată câștigul antenei de recepție, cu variație între 1 m și 30 m, pentru cele patru tipuri de medii de propagare prezente și în ITU-R P.1546, la frecvența de 1000 MHz respectiv la 3000 MHz.

Influența înălțimilor antenelor implicate într-o legătură radio a fost constatată și tratată de la începutul studiilor de propagare. Spre exemplificare, în modelul propus de Lee în [45] în 1980, se prezintă o modalitate de calcul a înălțimii efective a antenei, ținând seama de influențele reliefului din vecinătatea antenei.

Există modele de propagare în care se poate face predicția și pentru înălțimi ale antenei de recepție mai mari decât 1.5 – 2 m. Un exemplu este modelul Hata-Okumura (vezi capitolul 3, relațiile 3.3, 3.4). Acest model însă poate realiza predicția până la frecvența de 1500 MHz. Un alt model care admite o corecție pentru înălțimea antenei de recepție este modelul Sakagami – Kuboi (vezi capitolul 3, relația 3.13). Frecvența limită de aplicabilitate a acestui model este de 2200 MHz. Tendința actuală de dezvoltare a serviciilor de comunicații mobile este să meargă spre limitele superioare ale spectrului de frecvențe. Prin urmare este nevoie de modele de predicție la frecvențe de 2500 – 3500 MHz, și care să permită proiectarea acoperirii cu semnal pentru înălțimi ale receptorului mai mari de 2 m.

### 5.3.2 Măsurarea propagării pe verticală

Pentru studiul propagării pe verticală a undelor au fost desfășurate două campanii de măsurare în Timișoara. Măsurările au fost făcute în zona de acoperire cu semnal a două celule de comunicații mobile experimentale. Din punct de vedere urbanistic, o primă campanie s-a desfășurat într-o zonă rezidențială, de case, cu o densitate medie construită, străzi largi și regim de înălțime a acestora de până în 10 metri. Cea de a doua campanie a vizat o zonă urbană densă, cu străzi mai înguste și clădiri cu înălțimi de 20 metri sau chiar mai înalte.

Stația de bază în zona căreia s-a realizat campania 1 de măsurări a avut următoarele caracteristici:

- înălțime: 18 m;
- putere: 35 dBm;
- frecvență: 2610 MHz;
- azimut: 290°;
- tilt: 1°
- câștig antenă: 18.3 dbi

Pentru campania 2 de măsurări, caracteristicile stației de bază sunt:

- înălțime: 24 m;

- putere: 35 dBm;
- frecvență: 2525 MHz;
- azimut: 45°;
- tilt: 1°
- câștig antenă: 17.4 dBi

Măsurările au fost realizate cu o autospecială care avea un catarg a cărui înălțime se putea modifica de la 2m la 10m. Măsurările au fost realizate în punct fix, iar înălțimile la care s-a măsurat în fiecare punct au fost: 2 m, 4 m, 6 m și 10 m [105]. Antena de măsurare a fost un monopol așezat pe o placă metalică cu rolul de plan de masă.

Puterea măsurată în fiecare punct și la fiecare înălțime pentru cele două campanii este prezentată în tabelele 5.3. și 5.4.

Tabelul 5.3 Puterea măsurată în campania 1

Punct măs./h.	Pr [dBm]				
	Dist. Tx- Rx [m]	2 m	4 m	6 m	10 m
P1	263	-61,41	-62,64	-60,45	-62,67
P2	346	-86,51	-86,44	-88,30	-79,68
P3	429	-67,03	-67,51	-60,56	-46,96
P4	446	-73,64	-78,04	-74,44	-68,69
P5	456	-73,33	-76,48	-72,15	-53,96
P6	495	-73,33	-69,77	-71,75	-56,34
P7	762	-77,30	-70,49	-79,40	-63,31
P8	802	-84,94	-81,92	-82,76	-78,01
P9	524	-64,29	-72,01	-66,24	-56,76
P10	277	-52,72	-50,44	-52,25	-47,01

Tabelul 5.4 Puterea măsurată în campania 2

Punct măs./h.	Pr [dBm]				
	Dist. Tx- Rx [m]	2 m	4 m	6 m	10 m
P1	312	-55,59	-49,93	-52,14	-56,63
P2	326	-56,68	-56,06	-51,90	-56,59
P3	342	-62,23	-62,49	-56,33	-53,95
P4	357	-62,48	-56,80	-65,23	-56,74
P5	359	-59,57	-65,33	-65,15	-71,80
P6	348	-71,01	-64,84	-64,56	-66,97
P7	355	-66,18	-59,17	-69,17	-58,76
P8	344	-69,62	-75,82	-69,67	-66,00
P9	322	-73,00	-70,69	-68,61	-69,06
P10	321	-66,77	-73,21	-72,73	-70,19
P11	231	-75,60	-72,02	-74,02	-61,81
P12	239	-70,47	-70,71	-74,43	-67,97
P13	471	-72,55	-67,58	-74,46	-74,45
P14	458	-64,48	-75,34	-73,12	-71,06

Amplasarea celor două stații de bază și poziția punctelor de măsurare sunt prezentate în Fig. 5.8a și 5.8b.

Asupra felului în care s-au realizat măsurările se pot face câteva observații. În primul rând, modalitatea de măsurare nu permite caracterizarea fadingul spațial care apare în fiecare punct, și aceasta deoarece măsurarea pe înălțime s-a făcut doar la înălțimile menționate, deci doar în niște puncte discrete. Având în vedere

lungimea de unda de aproximativ 11 cm, este foarte posibil ca la o modificare de câțiva centimetri a înălțimii să avem o valoare a puterii foarte diferită de cea măsurată anterior.



Fig. 5.8a Amplasarea emițătorului și a punctelor de măsurare din campania 1



Fig. 5.8b Amplasarea emițătorului și a punctelor de măsurare din campania 2

Se observă că într-un ecart de înălțime de 2 m sunt în jur de 19 lungimi de undă. Din acest punct de vedere, o măsurare care să fi permis realizarea unei caracterizări mult mai bune și mai complete a variației câmpului recepționat pe înălțime ar fi trebuit să aibă mult mai multe puncte de măsurare între 2 m și 10 m. Din păcate, din considerente de timp și costuri, acest lucru nu a fost posibil.

Ceea ce s-a putut realiza a fost să se înregistreze, în fiecare punct și la fiecare înălțime, puterea măsurată într-un interval de un minut, prin aceasta putându-se observa fadingul temporal [106]. Valorile de putere din tabelele 5.3 și 5.4 reprezintă o valoare medie a puterii înregistrate pe durata unui minut.

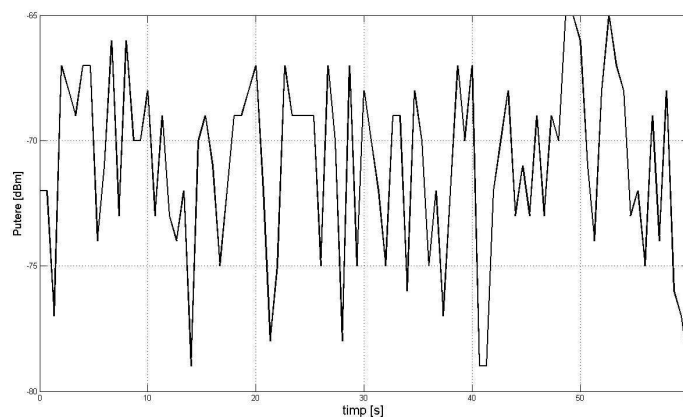


Fig. 5.9a Puterea înregistrată la înălțimea de 2 m, pe o durată de 1 minut, în punctul P6 din campania 2

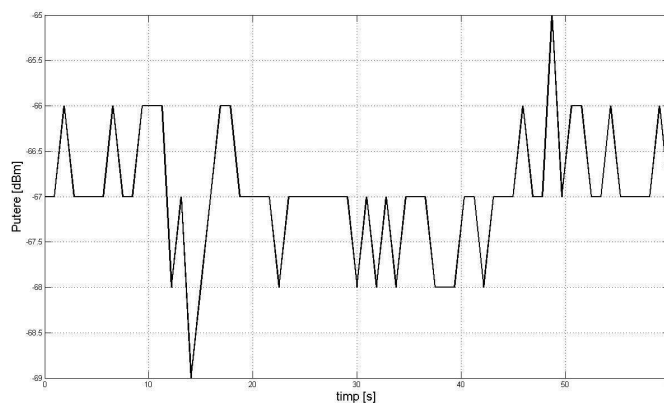


Fig. 5.9b Puterea înregistrată la înălțimea de 10 m, pe o durată de 1 minut, în punctul P6 din campania 2

În Figurile 5.9a și 5.9b sunt prezentate puterile măsurate pe parcursul unui minut, la 2 m respectiv la 10 m pentru punctul 6 din campania 2. Se poate observa că puterea recepționată are variații de  $\pm 2$  dB în jurul valorii de  $-67$  dBm la

înălțimea antenei de recepție de 10 m, în timp ce în cazul înălțimii de 2 m variațiile au fost mult mai pronunțate și se situează în limitele de  $-65$  dBm și  $-79$  dBm, rezultând o valoare medie de  $-71$  dBm, o explicație fiind traficul rutier din zonă.

Trasarea grafică a curbelor care arată evoluția puterii măsurate pe verticală și listată în tabelele 5.3 și 5.4 este prezentată în Anexe.

O analiză a valorilor de putere rezultate din măsurări arată că nu se poate trage o concluzie elocventă legată de evoluția câmpului pe verticală. În unele puncte de măsurare rezultă un câștig de putere atunci când înălțimea antenei de recepție este mai mare de 2 m. Astfel, în punctele din campania 1, (cu excepția punctului P1) între puterea înregistrată la 2 m și cea corespunzătoare înălțimii de 10 m se înregistrează un câștig de minim 4 dB, dar evoluția pe verticală a puterii nu este una monotonă, existând situații în care puterea la 4 m sau la 6 m este mai mică sau comparabilă cu cea de la 2 m. În campania 2 doar în punctele P3, P8, P11 și P12 există o evoluție ascendentă a puterii, în celelalte puncte înregistrându-se variații importante.

În Fig. 5.10 este prezentată evoluția pe verticală pentru câteva dintre punctele de măsurare, acolo unde s-a înregistrat o evoluție crescătoare a puterii când antena de recepție își modifică crescător înălțimea. În Fig. 5.11 sunt prezentate câteva puncte unde evoluția puterii pe verticală este oscilantă.

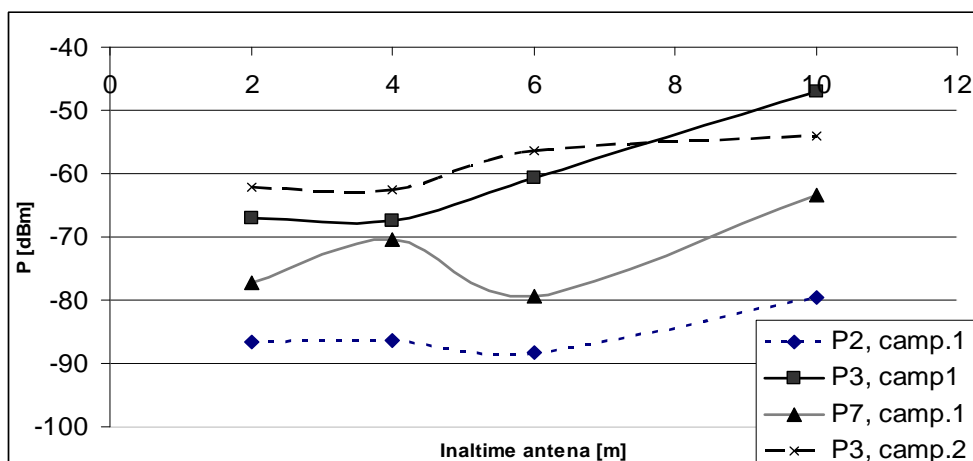


Fig. 5.10 Evoluția puterii pe verticală, în puncte în care s-a înregistrat un câștig de putere

Diferența de putere dintre valorile înregistrate la 2 m și cele de la 10 m este prezentată în tabelul 5.5, pentru ambele campanii de măsurare. Se poate observa că diferența dintre puterile de la cele două înălțimi are o dispersie mare de valori, de la  $-6,5$  dB la 20 dB. Valorile negative ale acestei diferențe înseamnă un „câștig negativ”, puterea măsurată la 2 m fiind mai mare decât cea de la 10 m.

O descriere a condițiilor de propagare este făcută în cele ce urmează. Astfel, pentru campania 1 de măsurări, punctul 1 se afla situat în spatele unui bloc de 10 etaje, într-o parcare. Acest bloc nu avea în linie cu el alte clădiri pe direcția de propagare, astfel că difracția undelor s-a realizat pe lateralul acestuia. În plus, blocurile din spatele clădirii de obstrucție care erau situate în jurul parării au condus la reflexii multiple ale undelor.

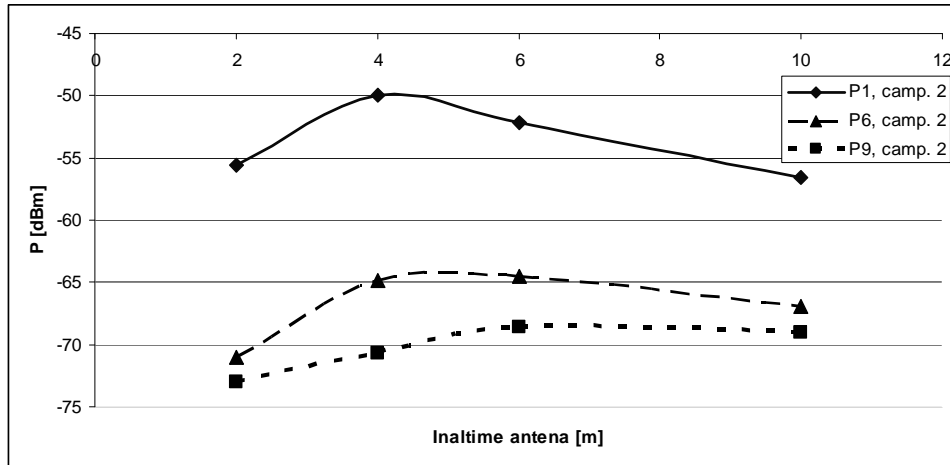


Fig. 5.11 Evoluția puterii pe verticală, în puncte în care nu s-a înregistrat un câștig de putere

Tabelul 5.5 Variația puterii între înălțimea antenei la 10 m și la 2 m

Campania 1		Campania 2	
Pct.	Dif 10m_2m [dB]	Pct.	Dif 10m_2m [dB]
P1	-1,27	P1	-1,04
P2	6,83	P2	0,09
P3	20,07	P3	8,27
P4	4,95	P4	5,73
P5	19,37	P5	-12,24
P6	16,99	P6	4,04
P7	13,99	P7	7,42
P8	6,93	P8	3,62
P9	7,53	P9	3,94
P10	5,71	P10	-3,42
		P11	13,79
		P12	2,50
		P13	-1,90
		P14	-6,58

Punctul 2 a fost situat pe o stradă în spatele unui șir de blocuri de 4 etaje cu acoperiș de țiglă, propagarea făcându-se prin difracție, pe acoperișul blocului și reflexii, care apar pe blocurile de pe partea opusă a străzii. Punctele 3, 4, 5 s-au aflat pe aceeași stradă iar punctele 6 și 7 pe străzi paralele, mai departe de emițător, dar în același tip de zonă de propagare, o zonă rezidențială de case cu străzi largi, cu înălțimi de până la 8 – 10 m. Punctele 8, 9 și 10 s-au aflat plasate în zonă deschisă, pe un bulevard, fără clădiri de obstrucție în imediata apropiere.



În campania 2, punctele 1, 2, 3 și 4 au fost plasate în spatele aceleiași clădiri, care se găsea într-o piață. Punctul 1 este cel mai apropiat de emițător fiind plasat la colțul clădirii. Punctele 5, 6 și 7 au fost alese pe o stradă perpendiculară față de amplasarea punctelor 1 – 4. Pentru aceste puncte propagarea s-a realizat prin difracție și reflexii multiple pe clădirile care erau dispuse pe stradă. În această zonă clădirile aveau 2 – 3 etaje și erau clădiri cu acoperiș, cu înălțimi în jurul a 20 m. Strada era îngustă, cu o lățime în jurul a 10 m. Punctele 8, 9 și 10 au fost amplasate pe aceeași stradă, cu același regim de înălțime și clădiri cu aceleași caracteristici, diferența fiind că în spate se găsea o piață. Punctele 11 și 12 au fost de asemenea pe o stradă îngustă, paralelă cu strada în care s-au măsurat punctele 5 – 10, dar mai apropiată de emițător. Punctele 13 și 14 au fost situate într-unul dintre colțurile pieței în fața căreia au fost realizate măsurările pentru punctele 8 – 10, deci în fața receptorului a fost o zonă deschisă fără obstrucții, dar antenele nu se aflau în vizibilitate directă, difracția fiind realizată de aceleași clădiri ca și pentru punctele anterioare. În spatele antenei de recepție se găseau clădiri care puteau reflecta undele spre antena de recepție.

Se poate concluziona că acolo unde propagarea se realizează pe trasee multiple cu numeroase reflexii și difracții, așa cum este punctul 1 din campania 1 și toate punctele din campania 2, variația pe verticală a puterii este fluctuantă și nu arată o îmbunătățire a recepției odată cu creșterea înălțimii, cel puțin la frecvența la care au fost făcute măsurările, în jur de 2600 MHz. În punctele din campania 1, acolo unde la înălțimi ale antenei de 10 m există o direcție de propagare privilegiată, se poate vorbi despre un câștig de propagare pe înălțime.

### 5.3.3 Modelarea teoretică a propagării pe verticală

Pornind de la analiza măsurărilor semnalului radio pe verticală prezentată în paragraful anterior și pe baza programului Matlab de simulare a propagării, dezvoltat de autor și prezentat în paragraful 5.2, s-a încercat modelarea evoluției pe verticală a semnalului radio.

Dacă se analizează din punct de vedere teoretic cazul propagării cu două raze, în spațiu deschis (se ia în considerare reflexia la sol), rezultă că pe traseul de propagare apare un câștig de 6 dB la dublarea înălțimii antenei de recepție. În acest sens, în Fig. 5.12a și Fig. 5.12b s-a reprezentat atenuarea de propagare cu două raze pentru o înălțime a emițătorului de 25 m, iar înălțimea antenei de recepție ( $h_r$ ) se dublează de la 9 m la 18 m, la o frecvență de 2600 MHz și o polarizare verticală. Diferența dintre cele două figuri este că în Fig. 5.12a distanța dintre emițător și receptor este de 5 km iar în Fig. 5.12b de 900 m. În prima figură se poate observa că apare câștigul pe verticală odată cu creșterea înălțimii antenei de recepție, însă după punctul de răsfrângere.

În [107] se prezintă o relație de calcul a distanței punctului de răsfrângere pentru cazul propagării în mediul urban, acolo unde prezența clădirilor duce la modificarea valorii care s-ar obține în cazul propagării într-un spațiu degajat. În calculul punctului de răsfrângere se ține seama, pe lângă înălțimile terminalelor, și de lățimea străzilor, coeficientul de reflexie al clădirilor și de distanța dintre clădiri.

Din Fig. 5.12a reiese că acest câștig de 6 dB la dublarea înălțimii antenei se regăsește și la distanțe mici între terminale, cei 6 dB diferență se observă doar la începutul curbei. Excluzând zona de proximitate dintre terminale, care de obicei nu prezintă interes în calculul acoperirii cu semnal, se poate concluziona că apariția unui câștig de propagare apare doar după punctul de răsfrângere.

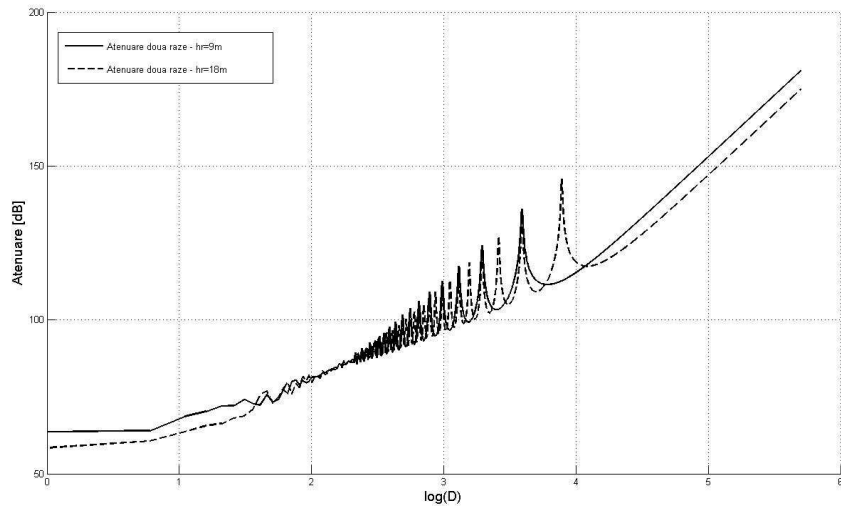


Fig. 5.12a Variația atenuării de propagare în cazul dublării  $h_r$  de la 9m la 18 m,  $D = 5$  km

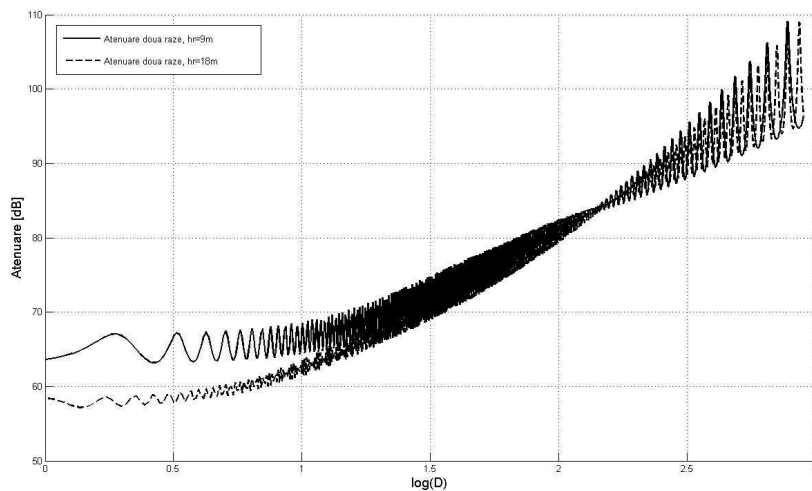


Fig. 5.12b Variația atenuării de propagare în cazul dublării  $h_r$  de la 9m la 18 m,  $D = 900$  m

Propagarea într-o microcelulă, în ipoteza unui scenariu de propagare în spațiu deschis, fără obstrucții, se desfășoară în prima zonă, așadar nu se poate vorbi despre o modificare a atenuării și de un câștig pe verticală, atunci când se modifică înălțimea terminalelor, cel puțin nu în termenii unei medii locale. Variații ale valorii momentane a câmpului, pot să apară de la situație la situație, datorită recombinației aleatorii a undelor în antena de recepție. Aceste concluzii sunt confirmate atât analitic cât și experimental în [108], cu observația că în

experimentele prezentate, desfășurate la o frecvență de 1900 MHz, cea care se modifică este înălțimea antenei de emisie, în timp ce antena receptorului este fixă, la 1,7 m.

Pentru determinarea unei relații matematice care să caracterizeze câștigul de propagare pe verticală, s-a analizat impactul modificării înălțimii antenei de recepție în următoarele ipoteze care au fost introduse în programul de simulare prezentat în paragraful 5.2: punctul de recepție este umbrat de clădiri, iar în antena de recepție ajung cele trei raze difractate și/ sau reflectate de sol și clădiri. Antena de recepție se modifică între 2 m și 10 m. Unghiul străzii a fost considerat  $90^\circ$ , iar distanța dintre terminale de 500 m.

Se fac următoarele notații: înălțimea antenei de recepție –  $h_r$ , înălțimea clădirii de obstrucție –  $h_b$ , distanța dintre clădirea de obstrucție și antena de recepție –  $d_{obstrucție}$ .

În urma analizei realizate asupra parametrilor care influențează propagarea în ipotezele considerate (parametrul de difracție, coeficienții de reflexie) rezultă că impactul distanței dintre terminale este foarte mic și poate fi neglijat deoarece, deși contribuie la stabilirea deschiderii primului elipsoid Fresnel prin care se calculează parametrul de difracție, dacă distanța între un terminal și obstrucție este mică (în cazul acesta de câțiva metri) atunci deschiderea elipsoidului este aproximată prin  $\sqrt{\lambda \cdot d_{obstrucție}}$ . De asemenea, un impact foarte mic are și înălțimea emițătorului, cu condiția ca aceasta să nu fie mai mare de  $1,5 \cdot h_b$ .

În primul rând, impunându-se înălțimea emițătorului la 25 m, înălțimea obstrucției la 15 m, distanța  $d_{obstr}$  = 5 m, s-a modificat lățimea străzii de la 10 m la 15 m apoi la 20 m (lățimea străzii apare ca și parametru). În Figura 5.13 este prezentat rezultatul simulării, mai exact variația mediată a câmpului în funcție de înălțimea receptorului.

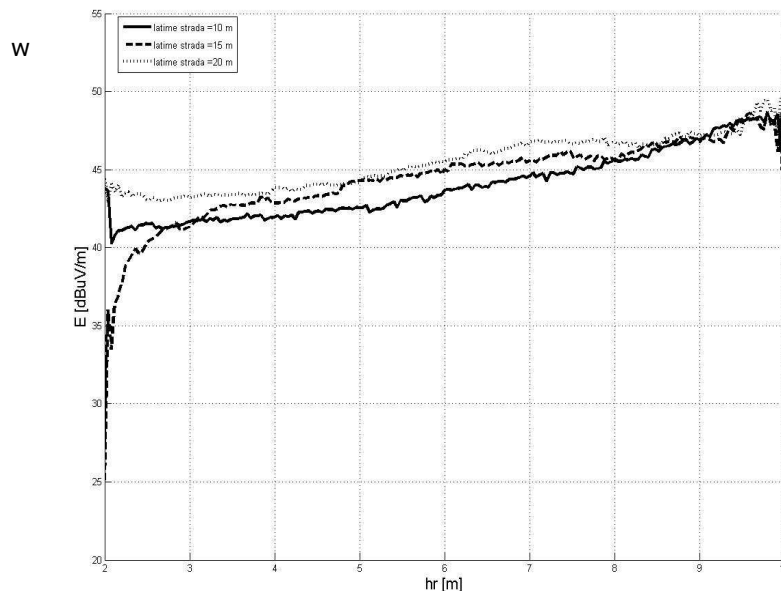


Fig. 5.13 Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție atunci când se modifică lățimea străzii

Fig. 5.14 arată, pentru aceleași date ca în Fig. 5.13, impactul pe care îl are modificarea  $d_{obstr}$  la 5 m respectiv 10 m. Lățimea străzii a fost considerată 15 m.

Din aceste analize exemplificate aici prin cele două figuri rezultă că parametrii amintiți nu au o influență foarte mare în modificarea câmpului recepționat atunci când se modifică înălțimea antenei de recepție. Dacă analizăm Fig. 5.14 se observă că deși între cele trei curbe există un decalaj, au totuși aceeași pantă. Întrucât ceea ce interesează în acest studiu este câștigul care apare pornind de la o valoare de câmp deja cunoscută pentru înălțimea de 2 m, rezultă că de fapt interesează panta pe care o are media câmpului atunci când se modifică diverși parametri care pot influența propagarea.

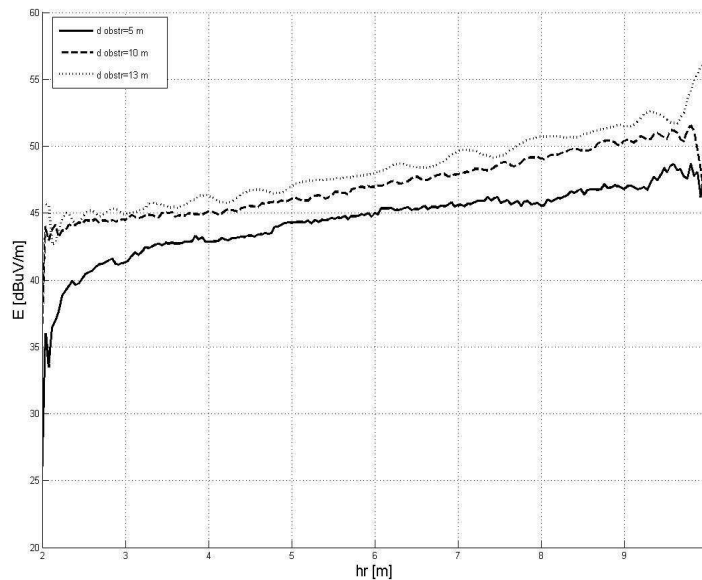


Fig. 5.14 Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție atunci când se modifică distanța între receptor și clădirea obstacol

Ultimul parametru care trebuie analizat este înălțimea clădirii de obstrucție,  $h_b$ , cea care realizează difracția. Pentru evidențierea impactului pe care acest parametru îl are, s-a păstrat înălțimea emițătorului la 25 m, lățimea străzii de 12 m și  $d_{obstr} = 6$  m. În Fig. 5.15 este prezentată evoluția câmpului în cazul în care înălțimea obstrucției a fost de 12 m, 18 m respectiv 23 m. Se observă că acest parametru influențează foarte mult evoluția câmpului pe verticală, modificându-se panta curbei care descrie valoarea medie a câmpului.

De asemenea se observă că acolo unde receptorul este puternic obturat, cum este în situația în care  $h_b = 23$  m, evoluția câmpului în funcție de înălțimea receptorului poate fi aproximată cu o dreaptă. Dacă însă  $h_b = 12$  m, ceea ce se traduce printr-un grad mai mare de degajare a elipsoidului Fresnel, evoluția câmpului pe înălțime tinde să aibă o evoluție exponențială. Dacă se aproximează și în acest caz curba câmpului cu o dreaptă, panta este mai mare decât în cazul  $h_b = 23$  m. Cu alte cuvinte, câștigul pe verticală depinde într-o mare măsură de înălțimea obstrucției și este cu atât mai pronunțat cu cât elipsoidul Fresnel este mai degajat.

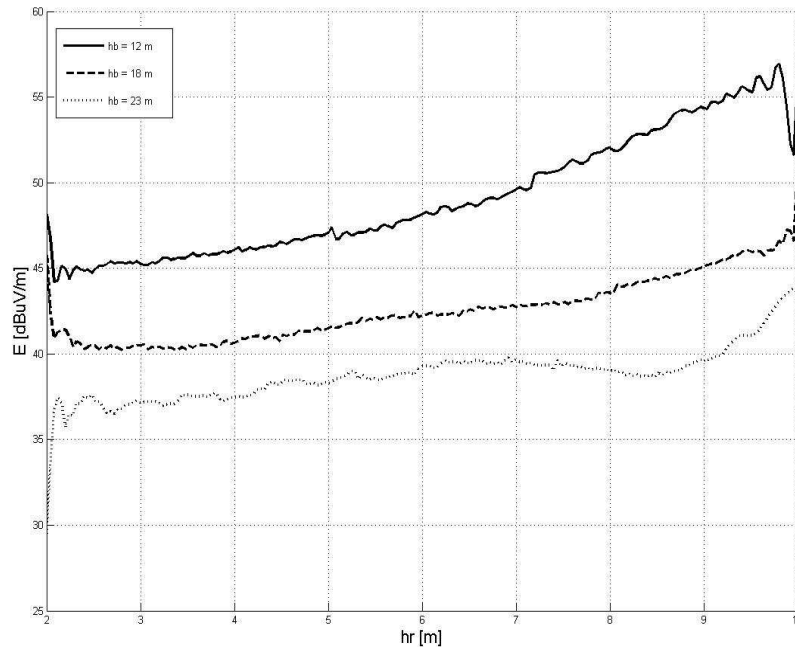


Fig. 5.15 Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție atunci când se modifică înălțimea clădirii de obstrucție

Pornind de la aceste analize exemplificate sumar mai sus, s-a încercat găsirea unei formule matematice care să poată fi folosită la extrapolarea câmpului pe verticală, ca o corecție în funcție de înălțimea receptorului care să fie adăugată unei valori de câmp măsurat sau prezis prin diverse modele de propagare, la înălțimea de referință de 2 m a antenei de recepție.

Rezultatul acestui studiu s-a materializat prin găsirea a două relații matematice pentru această corecție: o relație simplificată în care s-a ținut seama doar de înălțimea clădirii de obstrucție și o a doua relație în care intervin toate mărimile geometrice care afectează propagarea pe verticală la nivelul unei străzi.

*Relația de corecție simplificată* s-a dedus pe baza observației că evoluția câmpului în funcție de modificarea lui  $h_b$  este una exponențială. Prin urmare, corecția câmpului în funcție de  $h_r$  s-a considerat a fi una care poate fi aproximată cu o dreaptă a cărei intersecție cu axa  $Oy$  este considerată câmpul la înălțimea de referință de 2 m, iar panta se modifică după o lege exponențială în funcție de  $h_b$ .

$$\begin{aligned}
 C_1 &= m \cdot (h_r - 2)[dB], \\
 m &= k_1 \cdot \exp(-0,2155 \cdot h_b) + k_2, \\
 k_1 &= 29; \quad k_2 = 0,2; \quad h_r < h_b < h_t \text{ în metri.}
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$

Asupra relației (5.7) se pot face câteva observații:

- această relație este valabilă doar în cazul în care înălțimea obstrucției este mai mică decât înălțimea transmițătorului; nu s-a analizat cazul în care emițătorul

este plasat sub regimul de înălțime al clădirilor din celula pe care o acoperă cu semnal, caz destul de rar în celulele de comunicații din România;

- coeficienții  $k_1$  și  $k_2$  au valori care depind de frecvență, iar valorile din relația 5.4 sunt date pentru frecvența de 2600 MHz.

Modificarea frecvenței înseamnă modificarea deschiderii elipsoidului Fresnel și de aici modificarea gradului de obturare a receptorului. Analiza pe baza căreia s-a găsit relația de mai sus este valabilă pentru 2600 MHz deoarece acolo s-au putut obține rezultate experimentale cu care să se poată realiza comparații. O analiză mai extensivă ar putea stabili coeficienții în funcție de frecvență  $k_{1,2} = k_{1,2}(f)$ .

*Relația de corecție detaliată* a pornit de la trasarea curbelor în funcție de  $h_r$  considerând parametru fiecare dintre mărimile care influențează propagarea în scenariul descris. Modificarea fiecărui parametru a impus menținerea celorlalți parametri constanți, prin urmare s-au stabilit niște mărimi de referință: pentru înălțimea clădirii de obstrucție  $h_{b0} = 20$  m, pentru distanța între clădirea de obstrucție și receptor  $d_{obstr0} = 6$  m, pentru lățimea străzii  $l_0 = 12$  m.

Pentru scrierea relației de corecție se fac următoarele notații:

$$\alpha = \frac{h_b - 20}{h_r} ;$$

$$\beta = d_{obstr} - 6 ;$$

$$\gamma = l - d_{obstr} - 6$$

Cu aceste notații stabilite, coeficientul de corecție cu înălțimea al câmpului față de înălțimea de referință de 2 m se calculează după relația:

$$\begin{aligned} C_2(h_r)[dB] = & \alpha^2 \cdot [15 + \exp(0,42 \cdot h_r)] / 2 - \alpha \cdot (9,8 \cdot h_r + 6,25) + \\ & + \beta \cdot [0,22 - 0,3 \cdot \sin(0,28\pi h_r - 0,1h_r)] + \gamma \cdot (0,154 - 0,007h_r) + \\ & + \exp(0,175h_r) + 0,584h_r - 3,28 - C_2(2) \end{aligned} \quad (5.7)$$

În relația 5.8 înălțimea antenei de recepție se introduce în metri și, la fel ca și relația 5.7, este valabilă pentru  $h_r < h_b < h_{tr}$ , deci în scenarii de propagare în care elipsoidul Fresnel este obturat. În Figurile 5.16 și 5.17 sunt prezentate valorile măsurate în P3 – campania 1, respectiv P4 – campania 2, alături de rezultatele valorilor de câmp obținute prin simulări și de cele două corecții. În Fig. 5.16 corecțiile sunt mai apropiate de valorile măsurate, în timp ce în celălalt exemplu există diferențe importante între valorile măsurate și cele care rezultă din corecțiile propuse. Acest lucru se poate explica prin lipsa unui număr mai mare de măsurări care să pună în evidență fadingul local care apare la modificarea înălțimii antenei de recepție pe de o parte și de imperfecțiunile celor două formule de câștig pe înălțime introduse mai sus.

De asemenea se observă că în cazul câștigului introdus prin  $C_2$ , deoarece acesta ia în considerare toți parametrii care influențează propagarea pe verticală, acesta nu are o variație liniară ci prezintă maxime și minime în funcție de combinația acestor parametrii în fiecare situație în parte.

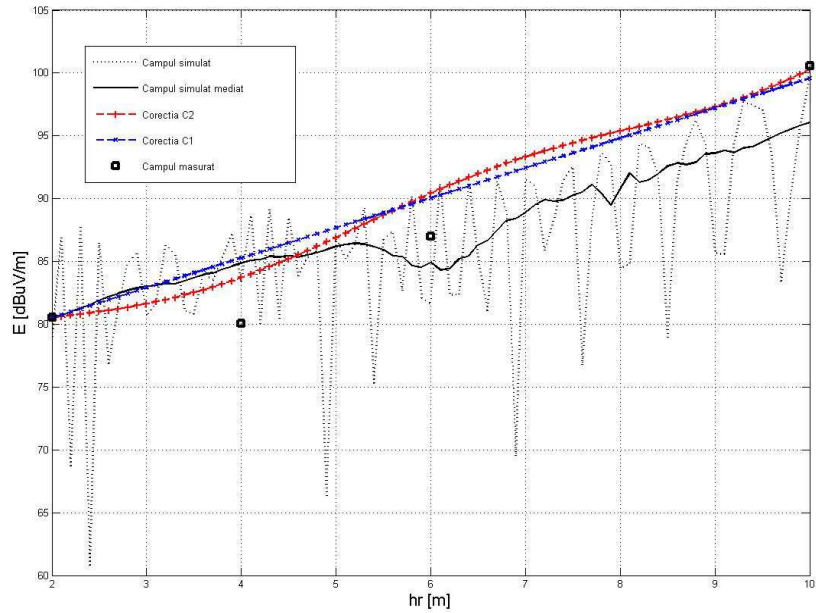


Fig. 5.16 Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție în punctul P3 din campania 1 – valorile măsurate, simulate respectiv corecțiile C1 și C2

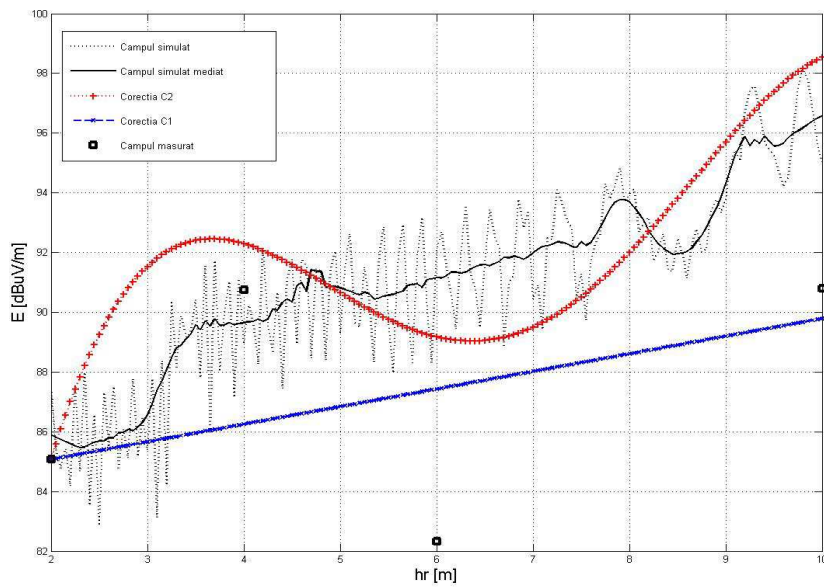


Fig. 5.17 Variația câmpului cu înălțimea antenei de recepție în punctul P4 din campania 2 – valorile măsurate, simulate respectiv corecțiile C1 și C2

#### 5.4 Studiul propagării pe verticală a undelor în interiorul clădirilor

În studiul care se prezintă în acest paragraf s-a dorit analiza comportamentului propagării undelor atunci când ne referim la nivelul de câmp înregistrat în preajma clădirilor sau în interiorul acestora respectiv comportamentul pe verticală pentru un mediu de propagare pe căi multiple și cu reflexii multiple, cum este cel din interiorul clădirilor.

Pentru acest tip de analiză s-a realizat o campanie de măsurări într-o clădire aflată în apropierea unei stații de bază care deservea o celulă de comunicații mobile la frecvența de 2600 MHz [109]. Antena de emisie se afla plasată pe o clădire, având înălțimea de 15 m. Datele despre emițător sunt următoarele:

- înălțime 15 m;
- putere: 40 dBm;
- frecvență: 2600 MHz;
- azimut: 200°;
- tilt: 1°.
- câștig antenă: 17 dBi.

Antena de emisie este direcțională având câștigul în planul orizontal aproximativ constant la valoarea nominală (o variație de 1,5 dB) într-un unghi de 26°, iar în planul vertical într-un unghi de 4°.

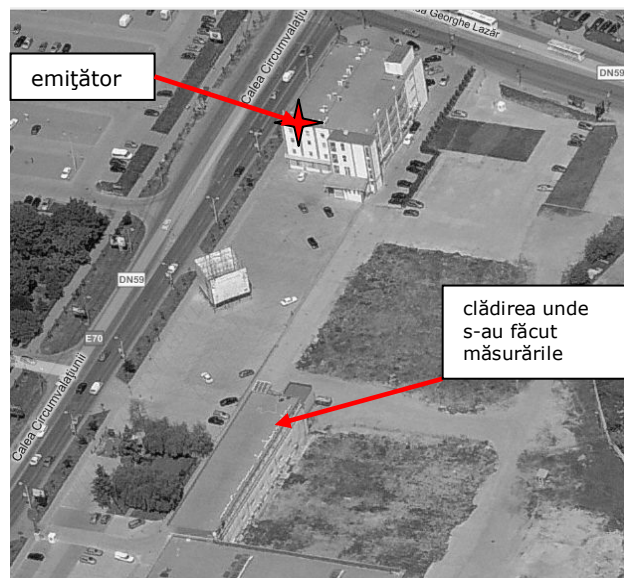


Fig. 5.18 Amplasamentul emițătorului și al clădirii monitorizate

Clădirea în care s-au realizat măsurările s-a aflat poziționată în vizibilitate directă, în lobul principal de radiație al emițătorului, la o distanță de aproximativ 110 m de emițător. Între clădirea pe care se afla amplasat emițătorul și clădirea



monitorizată exista o parcare, fără vegetație sau alte obstacole. Peretele din planul apropiat emițătorului (lățimea clădirii) avea 14 m, iar lungimea acesteia măsura 55 m, fiind o clădire de birouri cu 3 etaje și parter cu o înălțime de aproximativ 12 m. Amplasamentul descris se găsește în Fig. 5.18.

Măsurările au fost realizate cu o antenă omnidirecțională cu câștig de 6 dBi și s-au realizat la parterul clădirii respectiv la etajul 3. S-a căutat ca punctele de pe cele două niveluri să se suprapună cât mai bine. Cu toate acestea, la parter, în planul depărtat față de emițător, existând un spațiu de depozitare, nu s-au putut realiza măsurări, astfel că numărul de puncte de la etaj a fost mai mare decât cel de la parter. Din Fig. 5.18 se poate observa că pe lungimea clădirii o față se află în vizibilitate directă (notată LoS) iar cealaltă este „umbrită” (notată NLoS). Planul clădirii pentru cele două niveluri și amplasarea punctelor de măsurare sunt prezentate în Fig. 5.19. Indexul punctelor în care au fost realizate măsurările va fi folosit ca referință în explicațiile de mai jos.

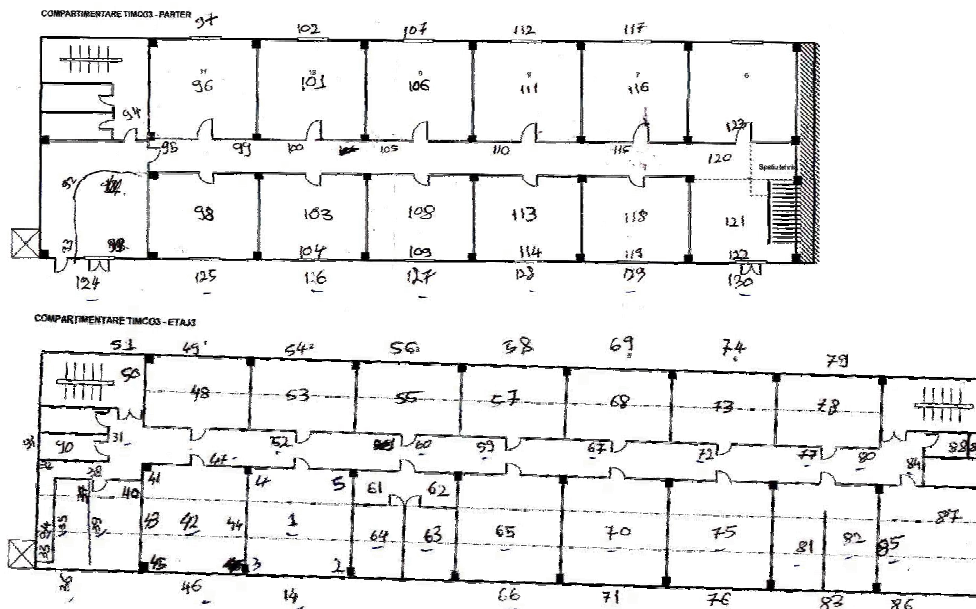


Fig. 5.19 Schițele clădirii și amplasarea punctelor de măsurare

Din punctul de vedere al citirii acestor schițe, fața LoS a clădirii este cea cu punctele 36, 46, etc. pentru etaj și 124, 125, etc. pentru parter. Amplasarea emițătorului este înspre partea de clădire cu liftul exterior, respectiv punctele 124 (parter) și 36 (etaj) sunt cele mai apropiate de acesta.

Considerând ca referință fața LoS a clădirii, punctele de măsurare au fost alese pe șiruri în interiorul clădirii, șirurile fiind notate în funcție de distanțele față de referință: LoS, 1m, 3m, 7m, 11m, 14m NLoS. Semnificația acestor notații este următoarea: punctele de pe șirul LoS sunt puncte măsurate în exteriorul clădirii, antena fiind scoasă pe geam, la aproximativ 40 cm în afara clădirii, același lucru fiind făcut și pentru partea de clădire care nu se află în vizibilitate directă. Clădirea

fiind structurată cu două șiruri de birouri despărțite de un coridor, iar măsurările în interior au fost făcute la 1 m de geamul feței aflată în vizibilitate directă, 3 m de geam (în mijlocul biroului), 7 m de geam (pe coridor), 11 m de geam (în mijlocul celui de-al doilea birou). Din punct de vedere al înălțimii la care s-a aflat receptorul la cele două etaje, la parter înălțimea antenei de recepție a fost de 1.5 m față de sol, iar la etajul 3 de 10.5 m față de sol, adică o diferență de înălțime de 9 m.

Deoarece distanța dintre emițător și clădirea monitorizată a fost relativ mică (între 112 m și 160 m – deplasare pe lungimea clădirii), în prelucrarea măsurărilor a trebuit să se țină seama de variația câștigului pe caracteristica de directivitate verticală a antenei emițătorului. Câștigul pe verticală este constant la valoarea nominală într-un unghi de  $4^\circ$ , iar deplasarea de-a lungul clădirii pentru punctele de măsurare de la parter a condus la modificarea unghiului dintre terminale pe verticală de până la  $8^\circ$ .

Analizând mecanismul de propagare al undelor în clădire și în jurul acesteia (Fig. 5.20) se poate considera că pentru fața aflată în vizibilitate directă, deoarece între clădire și emițător există un spațiu fără obstrucții, ajung două unde dominante – unda directă și cea reflectată de sol, iar pentru fața din partea umbră a clădirii ajung aceleași unde dar difractate de muchiile clădirii. În interiorul clădirii aceste unde ajung prin difracții și reflexii multiple. De asemenea există o componentă a unei care se propagă prin pereți. În [54] este prezentat un studiu în care se analizează unda care se propagă prin perete, pentru diferite clădiri realizate din diferite tipuri de materiale de construcție.

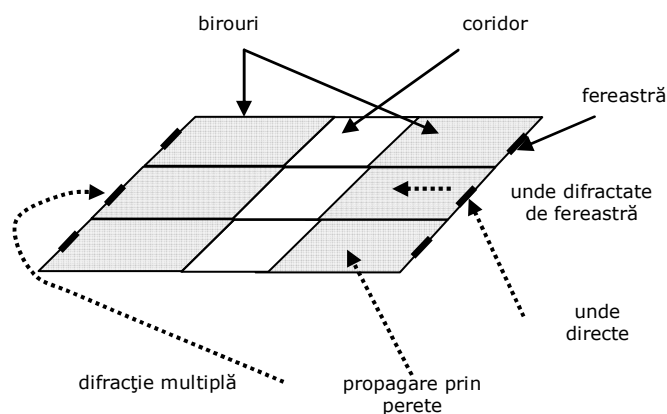


Fig. 5.20 Explicativă la mecanismul de propagare în clădire

Valorile puterii măsurate în exteriorul clădirii la cele două niveluri sunt prezentate în tabelul 5.6.

În Fig. 5.21a și 5.21b sunt reprezentate grafic datele din tabel. Se observă că în cazul punctelor aflate mai aproape de emițător diferența dintre etajul 3 și parter nu este mare. O posibilă explicație poate fi faptul că în aceste puncte nu există o influență foarte mare din partea clădirii (reflexii multiple de pe pereții clădirii), fiind un comportament similar cu cazul propagării cu două raze. Pe măsură ce receptorul se deplasează de-a lungul clădirii, diferența dintre puterea recepționată la cele două înălțimi crește, cu un maxim de 6,3 dB. Pentru aceste puncte apare o obturare a elipsoidului Fresnel de către clădire.

La reprezentarea grafică s-a folosit ca referință, pe abscisă, indexul punctelor de la parter.

Tabel 5.6 Puterea măsurată în punctele LoS

parter		etaj 3		Câștig [dB]
index	P [dBm]	index	P [dBm]	
124	-53,00	36	-51,90	1,10
125	-51,50	46	-49,70	1,80
126	-53,45	14	-49,05	4,40
127	-60,00	66	-54,50	5,50
128	-58,10	71	-54,50	3,60
129	-54,50	76	-50,90	3,60
130	-55,00	83	-48,70	6,30
		86	-49,20	

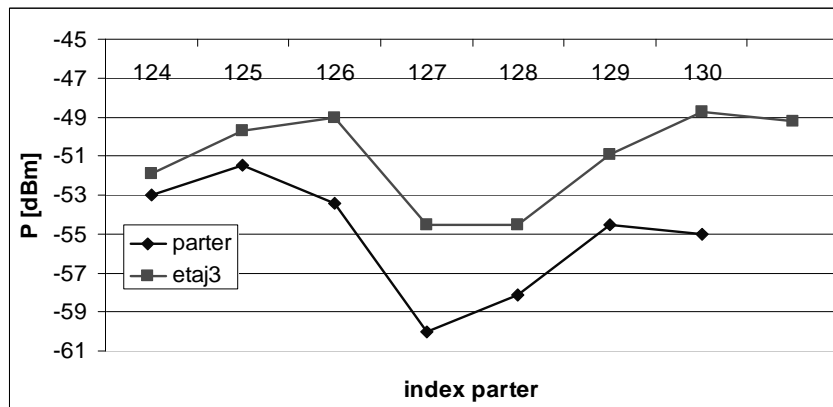


Fig. 5.21a Măsurările pentru punctele LoS la cele două etaje

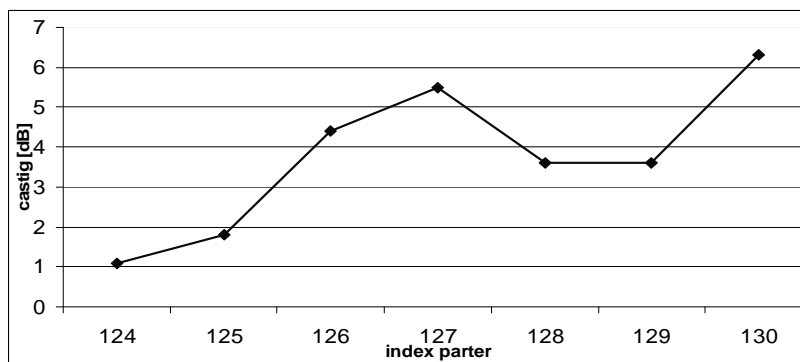


Fig. 5.21b Câștigul pe înălțime între cele două etaje

Între cele două curbe din Fig. 5.21a există o corelație a cărei coeficient este de 0,78. Calculând o valoare medie a câștigului rezultat se obține o valoare de 3,76 dB, adică o evoluție pe verticală de 0,42 dB/m.

Tabelele 5.7 și 5.8 prezintă măsurările la parter respectiv la etajul 3, pentru șirurile de puncte din interiorul clădirii respectiv cele din exteriorul clădirii, în partea umbră a acesteia.

Tabel 5.7 Puterea măsurată la parter

1 m interior		3 m interior		7 m interior		11 m interior		14 m exterior	
index	P [dBm]	index	P [dBm]	index	P [dBm]	index	P [dBm]	index	P [dBm]
<b>93</b>	-63	<b>92</b>	-69,4	<b>95</b>	-74	<b>94</b>	-75,1	<b>x</b>	
<b>x</b>	-63	<b>98</b>	-68,9	<b>99</b>	-72,8	<b>96</b>	-72,7	<b>97</b>	-71,3
<b>104</b>	-62,7	<b>103</b>	-63,4	<b>100</b>	-73,4	<b>101</b>	-79,9	<b>102</b>	-68,1
<b>109</b>	-66,4	<b>108</b>	-76	<b>105</b>	-74,4	<b>106</b>	-80,1	<b>107</b>	-70,2
<b>114</b>	-53,5	<b>113</b>	-69,6	<b>110</b>	-81,8	<b>111</b>	-84,9	<b>112</b>	-72,4
<b>119</b>	-70,7	<b>118</b>	-74,0	<b>115</b>	-82,8	<b>116</b>	-82,8	<b>117</b>	-73,1
<b>122</b>	-72,7	<b>121</b>	-78,7	<b>120</b>	-78,9	<b>123</b>	-85,8	<b>x</b>	

Tabel 5.8 Puterea măsurată la etajul 3

3 m interior		7 m interior		11 m interior		14 m exterior	
index	P [dBm]	index	P [dBm]	index	P [dBm]	index	P [dBm]
<b>35</b>	-63,4	<b>90</b>	-70,5		-66,7		-70,9
<b>39</b>	-62,9	<b>31</b>	-71,9	<b>50</b>	-66,7	<b>51</b>	-70,9
<b>43</b>	-66,6		-72,9		-78,5		-73,2
<b>42</b>	-67,7		-72,9		-78,5		-73,2
<b>44</b>	-64,9	<b>47</b>	-72,9	<b>48</b>	-78,5	<b>49</b>	-73,2
<b>1</b>	-71,7	<b>52</b>	-75,9	<b>53</b>	-78,2	<b>54</b>	-76,1
<b>63</b>	-61,5		-75,3		-78,1		-73,9
<b>64</b>	-64,3	<b>60</b>	-75,3	<b>55</b>	-78,1	<b>56</b>	-73,9
<b>65</b>	-62,9	<b>59</b>	-74,6	<b>57</b>	-80,9	<b>58</b>	-75,9
<b>70</b>	-70,6	<b>67</b>	-72,9	<b>68</b>	-78,4	<b>69</b>	-70,2
<b>75</b>	-63,6	<b>72</b>	-77	<b>73</b>	-73,9	<b>74</b>	-79,7
<b>81</b>	-69,6	<b>77</b>	-80,4		-79,7		-72,9
<b>82</b>	-78,6	<b>80</b>	-80,6	<b>78</b>	-79,7	<b>79</b>	-72,9
<b>85</b>	-78,1	<b>84</b>	-76,5	<b>x</b>		<b>x</b>	

În tabelele de mai sus, la indexul punctelor apariția unui „x” se traduce prin faptul că în acel punct nu a fost făcută măsurarea și din considerente de reprezentare grafică a fost preluată valoarea din punctul de măsurare anterior.

Reprezentarea grafică a acestor date este prezentată în Fig. 5.22 și 5.23. În cazul măsurărilor de la parter au fost măsurate valorile de câmp și în imediata apropiere a pereților feței LoS în interior. Acest șir de măsurări nu se regăsește însă și la etajul 3. Se poate observa că nivelul câmpului măsurat în exteriorul clădirii pentru punctele LoS este cu aproximativ 10 dB mai mare decât nivelul punctelor din interior la 3 metri de perete. De asemenea, puterea în punctele din exterior, de pe partea umbră a clădirii este în linii mari egală cu puterea măsurată la 7 m în interior (pe coridor).

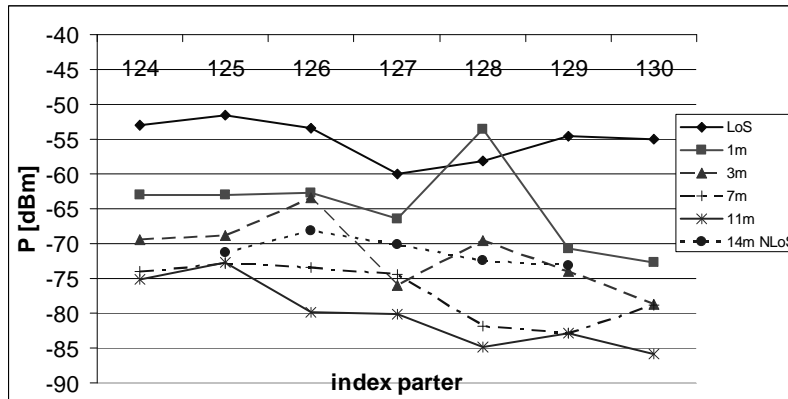


Fig. 5.22 Puterea măsurată la parter

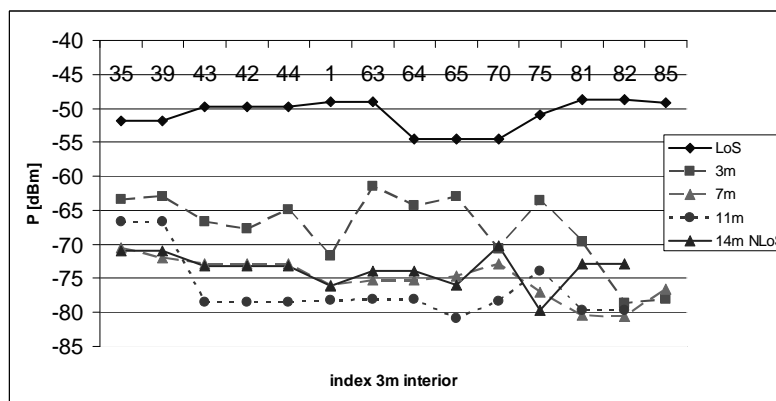


Fig. 5.23 Puterea măsurată la etajul 3

Media valorilor măsurate pe fiecare șir de puncte de la cele două niveluri este prezentată în tabelul 5.9.

Tabelul 5.9 Valorile medii ale puterii și câștigul pe verticală pentru interiorul clădirii

<b>Putere medie [dBm]</b>			
<b>3m parter</b>	<b>7m parter</b>	<b>11m parter</b>	<b>14m NLoS parter</b>
-71,4	-76,9	-80,2	-71
<b>3m etaj</b>	<b>7m etaj</b>	<b>11m etaj</b>	<b>14m NLoS etaj</b>
-67,6	-74,1	-76,6	-73,6
<b>Câștig [dB]</b>			
<b>3m</b>	<b>7m</b>	<b>11m</b>	<b>14m Nlos</b>
3,8	2,8	3,6	-2,6

Se observă apariția unui câștig mediu pe verticală în interiorul clădirii, în jurul a 3,4 dB, ceea ce înseamnă o rată de îmbunătățire a recepției pe verticală de 0,37 dB/m.

În ceea ce privește puterea în punctele NLoS, nu se poate vorbi de apariția unui câștig pe verticală, valorile măsurate fiind fluctuante și apropiate ca valoare, neputându-se trage o concluzie legată de evoluția pe verticală a câmpului în acest caz.

O altă informație care este importantă este evoluția atenuării pornind din exteriorul clădirii de pe partea aflată în vizibilitate directă și continuând cu interiorul clădirii. Pentru comparație s-au ales punctele măsurate în mijlocul clădirii, referința fiind punctul 129 de la parter, celelalte puncte corespunzând șirurilor 3m, 7m, 11m și 14m NLoS (Fig. 5. 24).

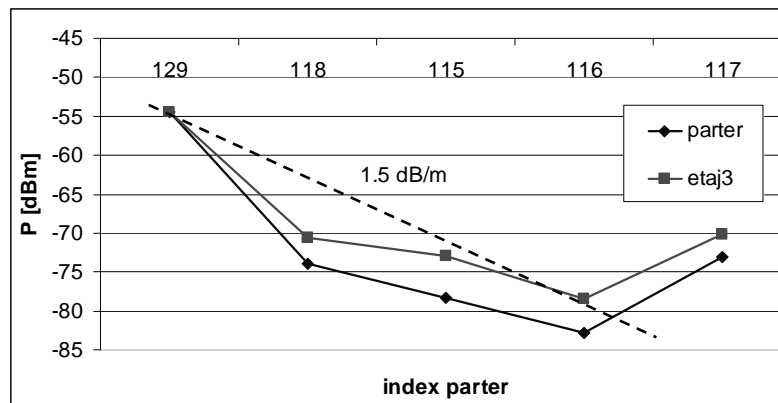


Fig. 5.24 Evoluția atenuării de la exterior (fața LoS) spre interior

Se poate observa o atenuare medie cu o pantă 1,5 dB/m. Comparând valorile măsurate pe fața LoS a clădirii cu cele din șirul 3m există o atenuare de 18 dB, iar între punctele de pe șirul 3m și 11m, o atenuare de 8 dB. Pentru exemplul ales, câmpul în punctele din șirul 14m NLoS are același nivel ca cele din șirul 3m.

Dacă se reprezintă ca suprafață diferența dintre puterea măsurată la cele două niveluri, prin interpolarea datelor, se obține caracteristica din Fig. 5.25. Deși se observă atenuarea de la exteriorul clădirii spre interior, respectiv colțul mai apropiat de stația de bază spre cel îndepărtat, totuși este o caracteristică cu maxime și minime. Acest comportament poate fi pus pe seama propagării pe trasee multiple și recombinația undelor constructiv sau distructiv la receptor. În plus, există diferențe privind mobilierul și persoanele prezente în birourile unde au fost făcute măsurările, ceea ce influențează de asemenea recepția.

Pentru a vedea care este comportamentul propagării câmpului în interiorul clădirii și care este variația puterii receptionate într-o arie din jurul unui punct de măsurare, s-a realizat un studiu de propagare într-o suprafață restrânsă – suprafața unui birou aflat la etajul 3, cu geamul pe fața LoS a clădirii [110].

Pentru aceasta s-au realizat măsurări într-un birou pe al cărui perete exterior se găsea o fereastră cu dimensiuni 4 m lățime, cu 1,42 m înălțime, fiind plasat la aproximativ 1 m de podea. Biroul unde au fost făcute măsurările avea ca dimensiuni 5.5 m × 5 m, și o înălțime de 2.9 m (peretele exterior avea 5.5 m).

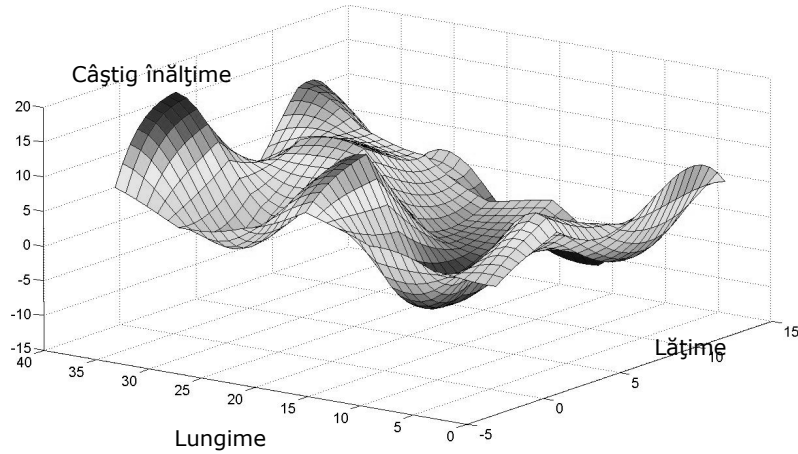


Fig. 5.25 Diferența dintre puterea măsurată la etajul 3 și cea măsurată la parter

Antena de măsurare, omnidirecțională, cu 3 dBi câștig, și aproximativ 1 dB pierderi pe fider a fost plasată la 1,3 m de podea, ceea ce înseamnă că față de nivelul solului se găsea la o înălțime de aproximativ 10,3 m.

În primul rând s-au realizat măsurări în câteva puncte din birou: în cele patru colțuri respectiv în mijlocul biroului, iar valorile măsurate sunt prezentate în Fig. 5.26.

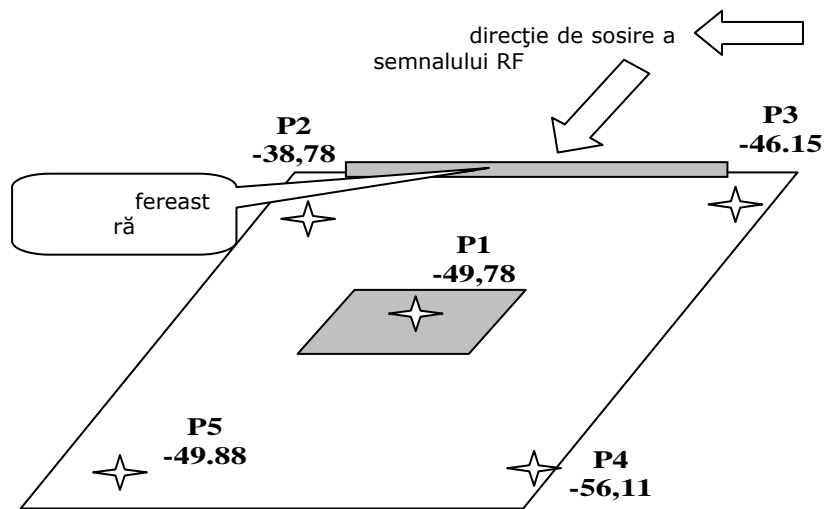


Fig. 5.26 Valorile măsurate în birou în dBm

Având în vedere direcția de sosire a semnalului de radiofrecvență și valorile rezultate din măsurări se observă că punctul P2 este cel mai puțin obturat de către pereții ferestrei iar punctul P5 este cel mai umbrit – lucru confirmat și de valorile puterii măsurate. Apoi s-a realizat un set de măsurări în mijlocul biroului. Punctele de măsurare au fost alese pe două direcții ortogonale, o direcție fiind direcția perpendiculară pe suprafața geamului. Punctul de intersecție a celor două direcții a fost ales la 2 m de fereastră, direcția geam-ușă fiind colineară cu mijlocul ferestrei. Măsurările au fost făcute din 10 în 10 cm, astfel încât între două puncte de măsurare să fie o distanță de aproximativ  $1 \times \lambda$ .

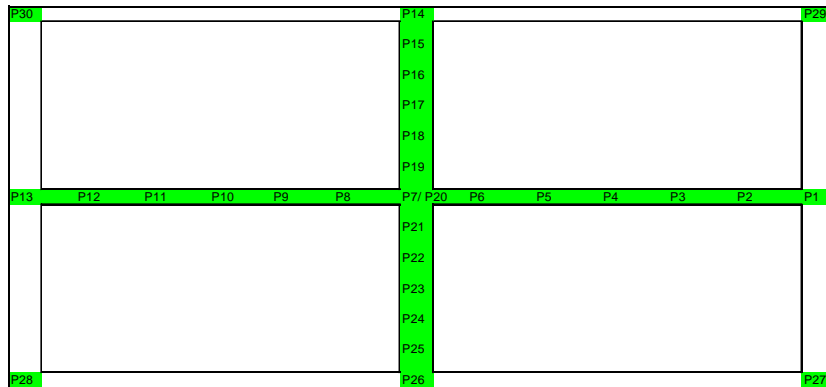


Fig.5.27 Harta punctelor de măsurare din mijlocul biroului

Tabelul 5.10 Valorile măsurate pe cele două direcții în mijlocul biroului. Valorile minime, maxime și media înregistrată pe durata unui minut.

Punct	Pmax [dBm]	Pmedie [dBm]	Pmin [dBm]	Punct	Pmax [dBm]	Pmedie [dBm]	Pmin [dBm]
P1	-46,69	-52,14	-67,20	P16	-43,71	-47,18	-52,78
P2	-45,00	-47,88	-51,13	P17	-42,26	-46,30	-61,00
P3	-46,10	-49,43	-53,88	P18	-43,86	-49,07	-55,77
P4	-40,56	-43,99	-46,75	P19	-46,52	-56,09	-66,52
P5	-43,84	-47,31	-49,82	P20	-45,58	-49,41	-58,86
P6	-43,26	-47,14	-52,90	P21	-44,91	-47,49	-49,81
P7	-46,15	-52,91	-60,85	P22	-43,81	-45,67	-48,11
P8	-45,18	-48,81	-53,75	P23	-47,14	-50,31	-57,48
P9	-47,58	-51,25	-56,86	P24	-43,26	-44,85	-46,22
P10	-42,28	-44,33	-48,48	P25	-46,27	-48,49	-54,70
P11	-46,61	-48,86	-57,30	P26	-46,08	-48,32	-52,00
P12	-43,71	-47,93	-55,06	P27	-45,24	-46,60	-49,53
P13	-45,46	-50,66	-59,06	P28	-46,47	-49,00	-53,70
P14	-42,92	-45,55	-49,36	P29	-44,98	-46,72	-48,06
P15	-42,15	-44,46	-48,53	P30	-42,01	-43,01	-44,00



De asemenea, măsurări au fost făcute în colțurile pătratului imaginar care conține în mijlocul său cele două direcții pe care s-au realizat măsurările. În fiecare punct s-a monitorizat puterea pe durata unui minut. Harta acestor puncte de măsurare și valorile puterii măsurate sunt prezentate în Fig. 5.27 și tabelul 5.10.

Pe lângă aceste măsurări, s-a realizat un program de simulare Matlab [50], pornind de la aceeași abordare a propagării ca cea prezentată în paragraful 5.2, doar că în acest caz difracția este realizată de către pereții care formează fereastra. Se poate observa din Fig. 5.26 că fereastra poate fi asimilată cu o sursă de radiație pentru biroul respectiv, dimensiunile acesteia influențând valorile măsurate în incintă. Astfel, în orice punct de observație din incintă se consideră că în antena de recepție sosesc patru raze, ca urmare a reflexiei la sol respectiv a reflexiei pe pereții incintei (Fig. 5.28): o undă directă, difractată de către muchiile ferestrei, o undă reflectată de sol și apoi difractată de muchiile ferestrei, la care se adaugă încă două unde care au mecanisme de propagare similare, dar care ajung în punctul de recepție după ce sunt reflectate de către peretele interior al biroului (se consideră principiul antenei imagine). Programul de simulare este prezentat în Anexe.

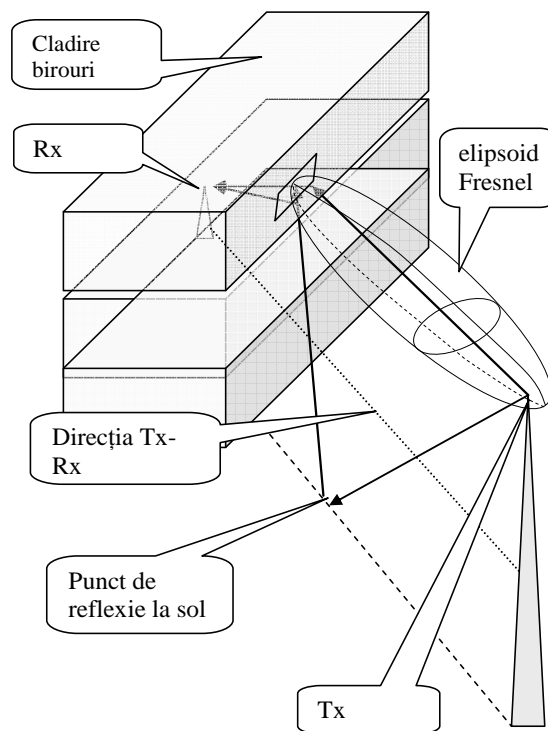


Fig. 5.28 Explicativă la modelarea propagării câmpului în incinta măsurată

Prin acest program de simulare s-a urmărit obținerea valorilor de putere pe cele două direcții ortogonale unde au fost făcute măsurările. De asemenea s-a făcut predicția pe suprafața pătratului imaginar în ale cărui colțuri au fost făcute măsurări.

Rezultatul simulărilor și comparația cu măsurările pentru cele două direcții sunt prezentate în Fig. 5.29a și Fig. 5.29b. În aceste figuri rezultatele experimentale au fost interpolate astfel încât să se poată face o comparație cât mai bună cu datele experimentale. În simulare apare câmpul ca fiind dependent de distanță în forma  $1/d^p$ , unde  $p$  este exponentul propagării, care depinde de mediul de propagare.

O statistică a măsurărilor respectiv a simulărilor pentru cele două direcții ortogonale analizate este prezentată în tabelul 5.11.

Din statistica prezentată mai sus și din figurile reprezentând suprafețele de putere rezultă o bună concordanță între datele experimentale și simulări, ceea ce conduce la ideea că se poate folosi acest tip de simulare pentru analiza propagării în interiorul clădirilor. Acest studiu confirmă ideea că deschiderile în pereții clădirilor reprezintă o cale dominantă de propagare a undelor electromagnetice în interiorul clădirilor.

Făcând o interpolare a puterilor măsurate în interiorul pătratului imaginar, astfel încât să se poată reprezenta distribuția puterii măsurate ca o suprafață, s-a obținut Fig. 5.30. Același lucru s-a făcut și în cazul simulării (Fig. 5.31). Suprapunerea celor două suprafețe de putere a semnalului de radiofrecvență este prezentată în Fig. 5.32.

Tabelul 5.11 Statistica rezultatelor experimentale și simulate pe cele două direcții ortogonale

	<b>direcție paralelă geam</b>	<b>dir. normală geam</b>
<b>Media măsurări</b>	-48 dB	-48.27 dB
<b>St_dev măs.</b>	1.85 dB	3.19 dB
<b>Media Sim.</b>	-48.3 dB	-48.8 dB
<b>St_dev Sim.</b>	1.91 dB	2.37 dB

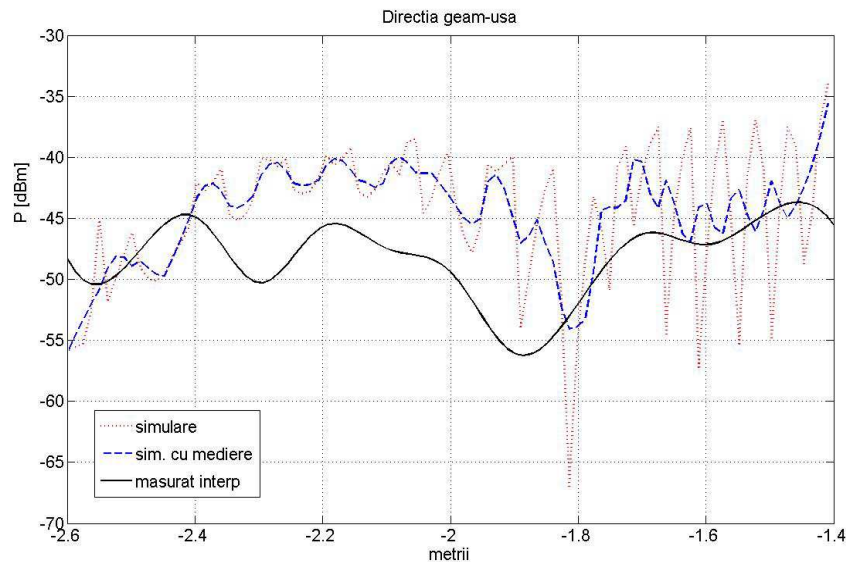


Fig. 5.29a Puterea măsurată și simulată pe direcția perpendiculară pe suprafața ferestrei

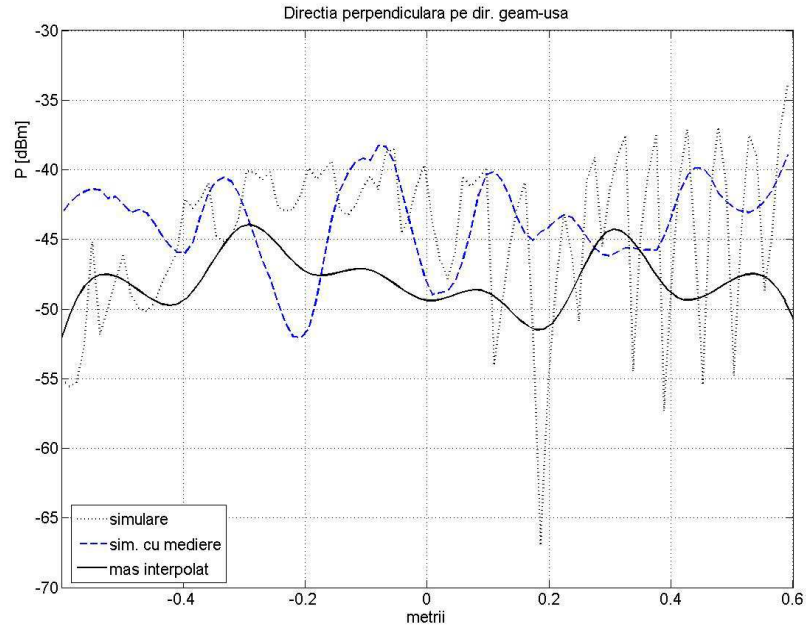
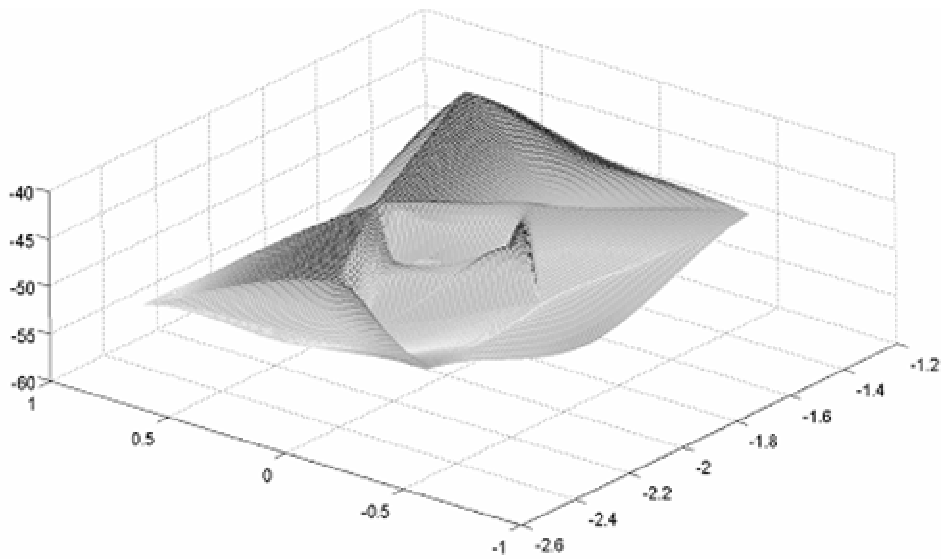
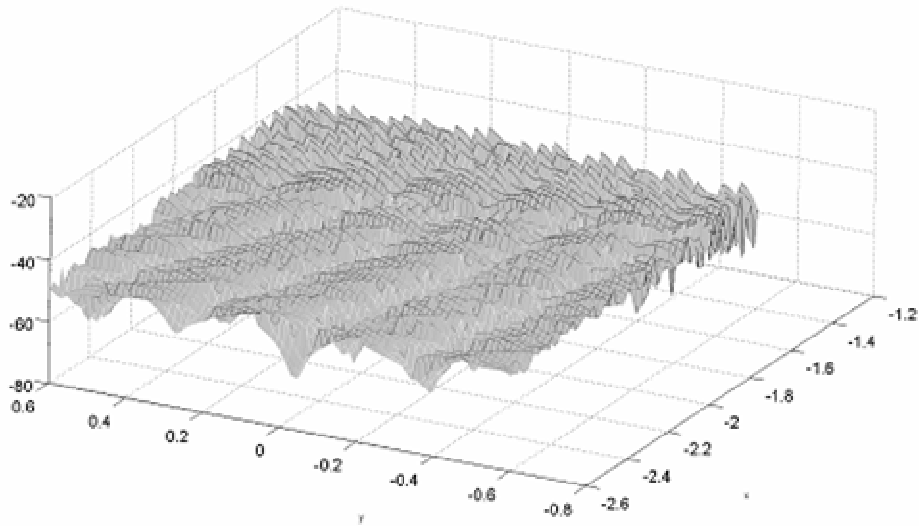


Fig. 5.29b Puterea măsurată și simulată pe direcția paralelă la suprafața ferestrei



5.30 Puterea măsurată – reprezentată ca suprafață prin interpolarea datelor



5.31 Puterea simulată, reprezentată ca suprafață

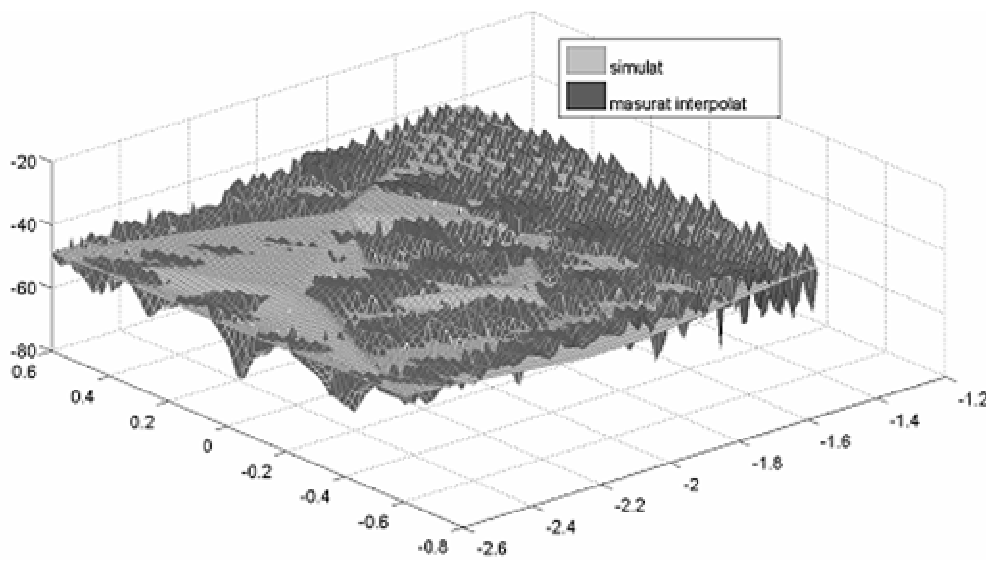


Fig. 5.32 Suprapunerea suprafețelor de putere măsurată și simulată

Dacă se compară valorile medii de putere obținute pe cele două direcții (măsurate și simulate) cu valoarea de putere din mijlocul biroului (P1 din Fig. 5.26) se observă că sunt foarte apropiate, ceea ce conduce la ideea că într-un astfel de scenariu de propagare, o valoare măsurată într-un punct poate caracteriza nivelul semnalului pe o suprafață în jurul său de cel puțin  $10\lambda \times 10\lambda$  – suprafața pe care s-a făcut analiza prezentată mai sus. Exponentul propagării pentru situația simulată a fost obținut  $p = 2,11$ .

## 5.5 Concluzii

În acest capitol au fost prezentate studii legate de propagarea semnalului de radiofrecvență în mediul urban. Scenariile de propagare din mediul urban sunt cele mai complexe și greu de prezis datorită complexității interacțiunilor care apar între undele radio și densitatea și diversitatea mare de obstacole. Propagarea se face pe căi multiple prin difracții și reflexii multiple care conduc la un semnal foarte fluctuant în punctul de recepție. Predicția acoperirii cu semnal radio se poate face prin exprimarea unei medii locale a atenuării de propagare care este foarte diferită de la stradă la stradă și de la localitate la localitate, fiind foarte dificil să se facă o caracterizare și o modelare unitară a propagării pentru acest tip de mediu de propagare.

Pe baza literaturii extensive care poate fi găsită relativ la această problematică, s-a încercat găsirea unei metode de predicție a atenuării semnalului radio în mediul urban. Acest lucru a fost realizat prin implementarea unui program de simulare Matlab – o soluție ieftină și ușor de folosit de către utilizator pentru predicția propagării. Din compararea cu datele experimentale avute la dispoziție de autor, s-a dovedit că această metodă de predicție este fiabilă, și poate furniza rezultate bune.

Un alt studiu întreprins a privit propagarea semnalului radio pe verticală. Interesul din punct de vedere practic este dat de faptul că tendințele de dezvoltare a serviciilor de comunicații la ora actuală impun o caracterizare tridimensională a acoperirii cu semnal radio. Majoritatea modelelor empirice exprimă o atenuare a semnalului radio pentru o înălțime a antenei de recepție de 1,5 – 2 metri și de aici nevoia de extrapolare a valorilor atenuării la înălțimi mai mari ale antenei receptorului. În plus, în campaniile de măsurare antena de recepție folosită nu poate avea înălțimi mai mari de 2 -3 metri deoarece ar fi imposibilă deplasarea într-un mediu urban a unei mașini de test cu un catarg ridicat la mai mulți metri datorită cablurilor, pasajelor, coronamentului copacilor care se întâlnesc la tot pasul în mediul urban.

În vederea studiului propagării pe verticală au fost realizate măsurări și o analiză teoretică, ajungându-se la exprimarea unei relații de calcul a câștigului de putere care apare atunci când antena de recepție are o valoare mai mare de 2 m.

De asemenea s-a studiat teoretic și experimental propagarea undelor radio în interiorul unei clădiri. S-a reușit astfel exprimarea unei atenuări de propagare de la exteriorul unei clădiri spre interiorul acesteia pe de o parte și evoluția pe verticală a semnalului radio în interiorul clădirii pe de altă parte. În plus s-a reușit crearea unui program de simulare Matlab care să modeleze comportamentul propagării în interiorul unei încăperi din interiorul clădirii. Compararea datelor obținute din simulări cu cele experimentale arată o corelare bună și de aici rezultă ideea că poate fi o soluție de investigare a propagării în interiorul clădirilor.

## 6. ANALIZA STATISTICĂ A PROPAGĂRII UNDELOR RADIO

### 6.1 Modelarea statistică a propagării undelor radio

Prin natura mecanismelor care apar în procesul de transmitere a informației pe calea undelor, caracterizarea propagării semnalului radio impune o analiză statistică. Undele radio care pornesc de la un emițător ajung în antena de recepție pe trasee de propagare multiple, fiind influențate de către mediul în care se propagă în mod diferit. Interacțiunea dintre mediul de propagare și unde variază în funcție de acel mediu și de frecvența undelor, iar combinarea semnalului radio în antena de recepție se face în mod aleatoriu, ceea ce se obține fiind o mărime fluctuantă în timp și în spațiu. Toate acestea sunt argumentele care permit și impun ca semnalul radio să fie modelat ca o variabilă statistică.

În analiza propagării undelor se poate face distincție între fluctuația semnalului radio atunci când punctul de observație își modifică poziția pe distanțe mai mari (în engleză „large-scale fading” - notate aici prin  $m(d,t)$ ), deplasarea însemnând, ca ordin de mărime, o deplasare de minim câteva zeci de lungimi de undă, și fluctuația locală a semnalului care se înregistrează pentru o deplasare a punctului de observație într-o arie sau o distanță mică, de câteva lungimi de undă ale semnalului (în engleză „small-scale fading” - notate aici prin  $v(d,t)$ ).

Așadar, din punct de vedere matematic, semnalul radio într-un punct de recepție poate fi modelat după o relație de tipul [112]:

$$s(d,t) = m(d,t) \cdot v(d,t) \quad (6.1)$$

unde  $d$  și  $t$  reprezintă distanța, respectiv timpul.

Caracterizarea din punct de vedere statistic al semnalului se face în mod diferit în literatură pentru cei doi factori din relația (6.1).

Fluctuațiile semnalului pe distanțe mari sunt puse pe seama dispersiei undelor pe măsură ce distanța față de emițător crește, la care se adaugă prezența obstacolelor (variații ale formelor de relief, prezența clădirilor, etc.). Aceste fluctuații pot fi caracterizate printr-o medie locală a atenuării atunci când se face un calcul de propagare.

Teorema limită centrală [113] arată că distribuția de probabilitate a mediei mai multor distribuții, chiar dacă acestea nu sunt distribuții Gauss, se apropie de o distribuție normală. Prin urmare, caracterizarea statistică a mediei atenuării de propagare se poate face printr-o distribuție de probabilitate gaussiană. Există studii [10] care prezintă măsurări ale atenuării semnalului și care arată concordanța cu această modelare statistică, cu observația că valorile luate în discuție sunt exprimate în dB. Dacă se face transformarea în mărimi neraportate atunci distribuția de probabilitate devine una de tip log-normală.

În Fig. 6.1a este prezentată puterea măsurată într-o celulă de comunicații mobile în funcție de distanța dintre emițător și receptor, iar în Fig. 6.1b se găsește histograma puterii și curba distribuției Gauss corespunzătoare, suprapusă peste histogramă.

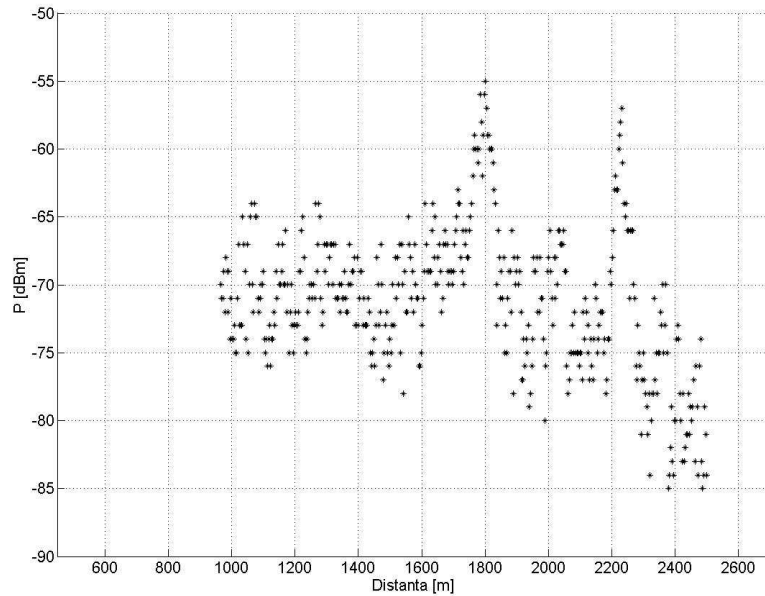


Fig. 6.1a Puterea măsurată într-o celulă de comunicații mobile – reprezentare în funcție de distanță

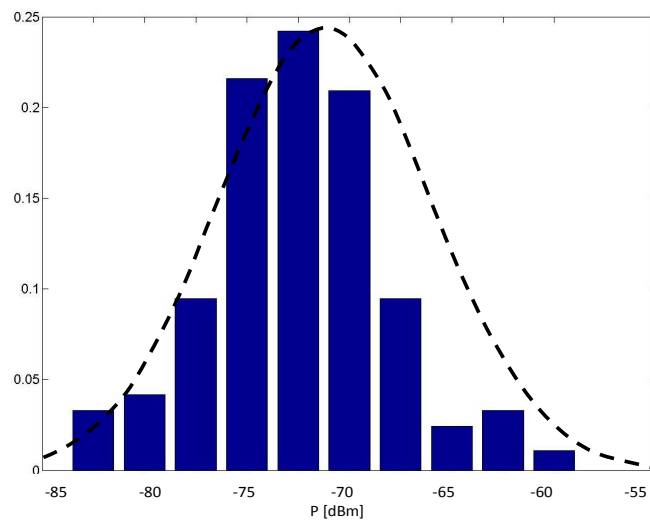


Fig. 6.1b Distribuția de probabilitate a datelor prezentate în Fig. 6.1a

Valoarea medie a puterii din exemplul de mai sus este -71 dBm iar deviația standard 5,31 dB. Se poate observa că distribuția de probabilitate a puterii semnalului se apropie de o distribuție Gauss. Pe lângă media locală, deviația standard furnizează o imagine de ansamblu a comportamentului canalului radio, putându-se face astfel o clasificare pe zone a suprafeței pentru care se proiectează acoperirea cu semnal radio.

Fluctuațiile locale ale semnalului radio apar în punctul de observație din cauza recombinației undelor care ajung în antena receptorului pe căi de propagare multiple. Aceasta se datorează reflexiilor și/ sau difracțiilor și împrăștierea undelor de către obstacolele din zona respectivă și de reflexiile la sol. Dacă notăm cu  $v_i(t)$  semnalul radio care ajunge în punctul de observație pe traseul de propagare  $i$ , atunci componenta corespunzătoare fluctuației locale a semnalului este  $v(t) = \sum v_i(t)$ . Propagarea pe trasee multiple are impact atât asupra amplitudinii cât și a fazei semnalului. Modelând matematic cu ajutorul funcțiilor complexe acest comportament (componentele în fază și cuadratură), se poate scrie:

$$v_i(t) = x_i(t) + j \cdot y_i(t) \quad (6.2)$$

Componentele  $x(t)$  și  $y(t)$  se pot considera ortogonale și având un comportament aleatoriu, prin urmare pot fi considerate variabile statistice gaussiene. Prin compunerea lor în antena de recepție, anvelopa componentei de variație locală a semnalului radio devine:

$$v(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (6.3)$$

Din punct de vedere matematic, anvelopa semnalului din relația 6.3 are o distribuție de probabilitate de tip Rayleigh [114]. În zonele unde punctul de recepție este puternic obturat de către obstacole, cum este cazul propagării în zonele urbane, mecanismele de propagare sunt exclusiv difracția și reflexia, undele care ajung în antena de recepție sunt puternic atenuate și conduc la fluctuații foarte puternice ale semnalului. Acesta este cazul cel mai defavorabil de propagare. Dacă receptorul se deplasează spre emițător pe distanțe mici, s-a constatat experimental că anvelopa semnalului se apropie de distribuția Rayleigh [115].

Dacă una dintre componentele semnalului care contribuie la formarea anvelopei  $v(t)$  are o energie mai mare în comparație cu celelalte (aparitia unei componente dominante în semnal), atunci distribuția de probabilitate prin care se poate modela statistic semnalul este de tip Rice (în literatură „Rician fading”) [116]. Dacă punctul de observație se găsește într-o arie deschisă, cum ar fi un bulevard mare aflat orientat radial față de emițător, o piață sau în majoritatea zonelor suburbane, atunci în antena de recepție ajunge o undă dominantă din punct de vedere energetic alături de celelalte unde care au fost reflectate de sol sau de alte obstacole. Dacă se notează cu  $P_{dom}$  – puterea componentei dominante a semnalului, și cu  $\sigma$  deviația standard a semnalelor care se însumează în antena de recepție, se definește „factorul Rician” prin care se descrie distribuția Rice, notat cu  $K$ .

$$K[dB] = 10 \lg \left( \frac{P_{dom}}{\sigma^2} \right) \quad (6.4)$$

Dacă nu există o componentă dominantă în compunerea semnalului la recepție, ( $K$  tinde spre zero), distribuția Rice se transformă într-o distribuție de tip Rayleigh.

## 6.2 Modelul elipsei de concentrare

Proiectarea acoperirii cu semnal radio impune utilizarea unor modele de propagare prin care să se realizeze o estimare a atenuării care apare în zona de acoperire. Calitatea proiectării se verifică cu ajutorul măsurărilor realizate pe teren, iar datele teoretice și experimentale se compară, rezultând o statistică a calității predicției. De asemenea, pe baza măsurărilor realizate, în unele cazuri se face o



calibrare [99] a parametrilor modelului de propagare folosit, în ideea de a aduce eroarea de predicție spre o valoare minimă.

O problemă care apare în acest proces este legată de prelucrarea acestor date din punct de vedere statistic și interpretarea lor în sensul deciziei dacă aceste date sunt sau nu relevante în statistica finală a propagării. Așa cum s-a amintit în paragraful anterior, puterea care rezultă într-un proces de măsurare a semnalului radio poate fi considerată o variabilă statistică aleatoare. Aceleași considerente se pot aplica și pentru puterea prezisă de către un model de propagare. Aceste variabile se apropie de o distribuție de tip Gauss și pot fi considerate variabile independente.

Se notează cu  $M(m_i)$  – variabila statistică care are ca realizări valorile măsurate  $m_i$  (vectorul care conține valorile măsurate) și cu  $P(p_i)$  – variabila statistică care are ca realizări valorile de putere  $p_i$  prezise de modelul de propagare în punctele în care au fost realizate măsurările. Din calculul statistic care se realizează pentru cei doi vectori rezultă o medie notată cu  $\bar{m}$  respectiv  $\bar{p}$  și o deviație standard  $\sigma_m$  și  $\sigma_p$ . Din compararea acestor date statistice se poate face o estimare a calității predicției dată de model. Ideea calibrării modelului este aceea de minimizare a erorii  $\varepsilon_i = m_i - p_i$  și a dispersiei erorii  $\sigma_\varepsilon$ . O posibilitate de reprezentare grafică a celor doi vectori se poate face sub forma unui „nor”, având pe axa  $Ox$  valorile vectorului care conține valorile măsurate, iar pe axa  $Oy$ , vectorul valorilor prezise.

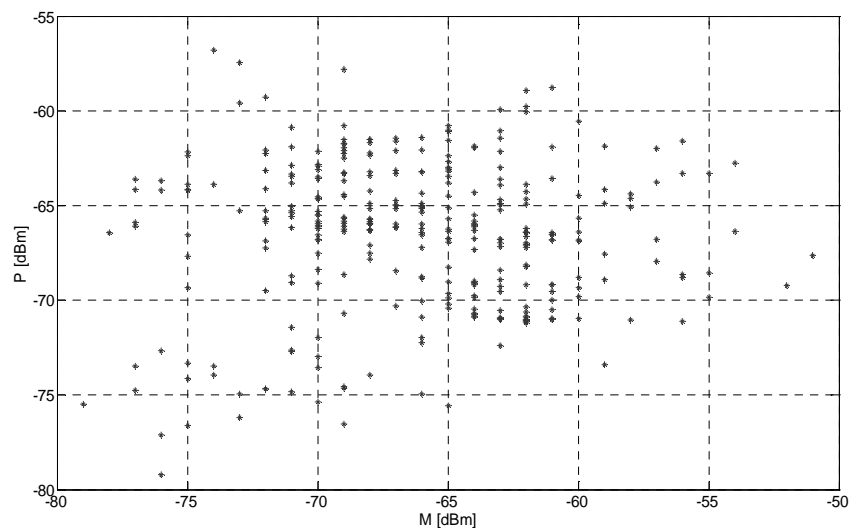


Fig. 6.2 Reprezentarea perchiilor de date măsurat - prezis

În Fig. 6.2 se prezintă o astfel de reprezentare grafică pentru un set de date care provin dintr-o campanie de măsurări realizată într-o celulă de comunicații mobile. Se observă că majoritatea datelor sunt concentrate într-o arie în mijlocul figurii în timp ce există unele puncte care sunt dispersate în jurul „norului” majoritar. Aceste valori, care sunt dispersate față de majoritatea populației, pot fi date care din anumite motive au fost afectate de erori mari. Spre exemplificare, în

șirul datelor măsurate se pot găsi și valori în puncte unde măsurarea s-a realizat cu o eroare inacceptabilă. Amplasarea antenei lângă un semn de circulație sau în vecinătatea unor cabluri face ca valoare măsurată să nu fie cea care caracterizează în mod corect propagarea în acel punct. O conexiune incorectă a fiderului antenei poate de asemenea conduce la erori de măsurare. La acestea se poate adăuga eroarea umană de înregistrare a măsurării. În procesul de predicție, modelele de propagare sunt în marea lor majoritate dezvoltate pentru o caracterizare globală a unei zone de propagare și nu pot ține seama de fiecare situație particulară care se întâlnește în fiecare punct analizat. Prezența acestor valori eronate în cele două șiruri de date are un impact negativ asupra statisticii și totodată conduce la concluzii care nu reflectă realitatea.

Problema care se pune este aceea de a găsi acele valori care conduc la o statistică eronată. O simplă analiză a erorii  $\varepsilon_i$  și impunerea unui prag maxim pentru aceasta nu este o soluție corectă deoarece acele date ar putea fi situate în mijlocul norului, adică ar urmări tendința majorității populației datelor. Rezolvarea acestei probleme se poate face cu modelul elipsei de concentrare prezentat în continuare. Acest model pornește de la ideea elipsei de eroare [117], care permite separarea datelor care se încadrează într-un interval de încredere impus. Datele care se găsesc în interiorul elipsei sunt cele asumate de intervalul de încredere, iar datele care se situează în afara elipsei sunt excluse.

Ideea de la care se pleacă este aceea că dacă avem două distribuții gaussine pentru două variabile statistice  $X(x_i)$  și  $Y(y_i)$ , atunci distribuția variabilei compuse  $XY(x_i, y_i)$  va avea o distribuție de probabilitate  $\chi^2$  („chi – square” în literatura de specialitate). Valorile parametrilor acestei distribuții sunt tabelate și pot fi alese în funcție de intervalul de încredere pe care utilizatorul îl dorește.

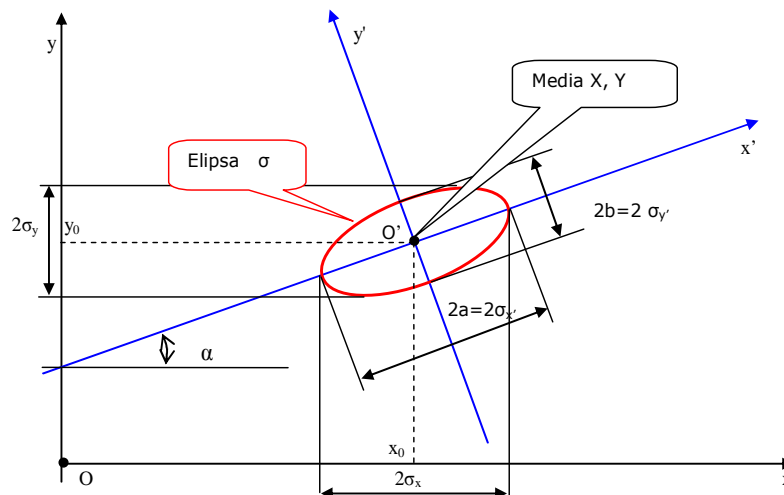


Fig. 6.3 Explicativă la elipsa de eroare

Dacă cele două variabile  $X$  și  $Y$  au o distribuție normală standard, cu deviațiile standard notate cu  $\sigma'_x$  și  $\sigma'_y$ , atunci într-un sistem de axe de coordonate  $x'O'y'$ , elipsa de eroare are centrul situat în origine și axele:  $a = \sigma'_x$ ,  $b = \sigma'_y$  (Figura 6.3). Ecuația elipsei este:

$$\frac{x'^2}{a^2} + \frac{y'^2}{b^2} - 1 = 0 \quad (6.5)$$

Decizia cu privire la perechea de date  $(x'_q, y'_q)$  care trebuie excluse în funcție de intervalul de încredere ales se face prin condiția:

$$\frac{(x'_q)^2}{a^2} + \frac{(y'_q)^2}{b^2} = \begin{cases} < 1, \text{ în interior} \\ = 1, \text{ pe elipsa} \\ > 1, \text{ în exterior} \end{cases} \quad (6.6)$$

Dar variabilele X și Y nu sunt variabile normale standard, ci au valori medii diferite de zero, notate  $X_{med}$  și  $Y_{med}$ . Prin urmare elipsa va fi translatată astfel încât centrul elipsei să fie în punctul  $(X_{med}, Y_{med})$ .

Între cele două variabile se poate stabili o corelație liniară pe baza metodei de aproximare a celor mai mici pătrate, iar elipsa va fi orientată astfel încât axa mare a elipsei să aibă aceeași orientare cu dreapta de regresie liniară. În această situație elipsa suferă pe lângă translație, și o rotație după un unghi  $\alpha$  – unghi care rezultă din panta dreptei de regresie.

Dacă se consideră o pereche de  $n$  observații  $(x_i, y_i)$ , panta dreptei de regresie liniară se determină ca fiind [118]:

$$m = \frac{\frac{\left(\sum_{i=1}^n y_i\right) \cdot \left(\sum_{i=1}^n x_i\right)}{n} - \sum_{i=1}^n x_i \cdot y_i}{\frac{\left(\sum_{i=1}^n x_i\right)^2}{n} - \sum_{i=1}^n x_i^2} \quad (6.7)$$

iar  $\alpha = \arctg\{m\}$

Această situație implică faptul că ecuația canonică a elipsei de eroare este exprimată în sistemul de axe de coordonate  $x'Oy'$  iar datele care urmează a fi prelucrate se găsesc într-un sistem de axe de coordonate  $xOy$  față de care, sistemul de axe  $x'Oy'$  este translatat cu originea în punctul  $(X_{med}, Y_{med})$  și rotit cu unghiul  $\alpha$ . Trecerea la noul sistem de axe de coordonate se face conform relațiilor:

$$\begin{aligned} x' &= (x - X_{med}) \cos \alpha + (y - Y_{med}) \sin \alpha \\ y' &= -(x - X_{med}) \sin \alpha + (y - Y_{med}) \cos \alpha \end{aligned} \quad (6.8)$$

Această schimbare a axelor de coordonate are impact și asupra deviației standard a celor două șiruri de date, transformarea făcându-se după relația:

$$\begin{aligned} \sigma_x'^2 &= \cos^2 \alpha \cdot \sigma_x^2 + \sin^2 \alpha \cdot \sigma_y^2 \\ \sigma_y'^2 &= \sin^2 \alpha \cdot \sigma_x^2 + \cos^2 \alpha \cdot \sigma_y^2 \end{aligned} \quad (6.9)$$

În noul sistem de axe de coordonate, ecuația algebrică a elipsei având axele  $a$  și  $b$  se poate scrie:

$$\begin{aligned} a_x x^2 + a_y y^2 + 2a_0 xy - 2(a_x x_0 + a_0 y_0)x - 2(a_y y_0 + a_0 x_0)y + \\ + a_x x_0^2 + a_y y_0^2 + 2a_0 x_0 y_0 = 1 \end{aligned} \quad (6.10)$$

cu următoarele notații:

$$\begin{aligned}
 a_x &= \left( \frac{\cos^2 \alpha}{a^2} + \frac{\sin^2 \alpha}{b^2} \right) \\
 a_y &= \left( \frac{\cos^2 \alpha}{b^2} + \frac{\sin^2 \alpha}{a^2} \right) \\
 a_0 &= \left( \frac{1}{a^2} - \frac{1}{b^2} \right) \sin \alpha \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

Algoritmul după care se poate implementa metoda de filtrare a perechii de date *putere măsurată – putere prezisă* care rezultă în urma analizei propagării este următorul:

- se calculează statistica celor doi vectori de date conținând valorile măsurate și prezise, respectiv mediile  $\bar{m}$ ,  $\bar{p}$  și deviațiile standard  $\sigma_m$  și  $\sigma_p$ ;
- se calculează unghiul  $\alpha$  din panta drepte de regresie liniară;
- se calculează parametrii din relația (6.10) care intervin în ecuația elipsei;
- se impun axele elipsei  $a$  și  $b$  în conformitate cu intervalul de încredere ales.
- se elimină perechile de date care cad în afara elipsei pentru intervalul de încredere considerat.

Stabilirea intervalului de încredere se face cu ajutorul distribuției de probabilitate, respectiv distribuția  $\chi^2$ . În tabelul 6.1 se prezintă câteva valori pentru coeficientul  $k$  [119] care permite alegerea probabilității  $P$  cu care se face analiza:

$$P = P(\bar{m} - k\sigma_m \leq m \leq \bar{m} + k\sigma_m, \bar{p} - k\sigma_p \leq p \leq \bar{p} + k\sigma_p) \tag{6.12}$$

Axele elipsei se calculează după relația:

$$\begin{aligned}
 a &= k \cdot \sigma_m \\
 b &= k \cdot \sigma_p
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Acest algoritm care implementează modelul elipsei de concentrare poate fi implementat în Matlab sau Excel și poate fi folosit pentru eliminarea datelor nerelevante într-o analiză a propagării, contribuind astfel la o statistică îmbunătățită și care poate caracteriza mai corect procesul de măsurare respectiv cel de predicție.

Tabelul 6.1 Valori ale coeficientului distribuției  $\chi^2$  care permite alegerea intervalului de încredere

<b>k</b>	<b>P [%]</b>
1	39,4
2	86,5
2,45	95
3	98,9
3,03	99
3.72	99,9

Pentru exemplificarea aplicabilității modelului propus [120], în cele ce urmează se prezintă un set de date măsurat – prezis care provine dintr-o campanie de măsurări într-o celulă de comunicații GSM. Este vorba despre un număr de 1000 de puncte de măsurare provenind din deplasarea receptorului de-a lungul unei rute pentru care distanța dintre terminale a fost cuprinsă între 160 m și 1 km. Valorile prezise au fost obținute dintr-un model de propagare hibrid.

Reprezentarea grafică a valorilor de putere măsurate și prezise este prezentată în Fig. 6.4.

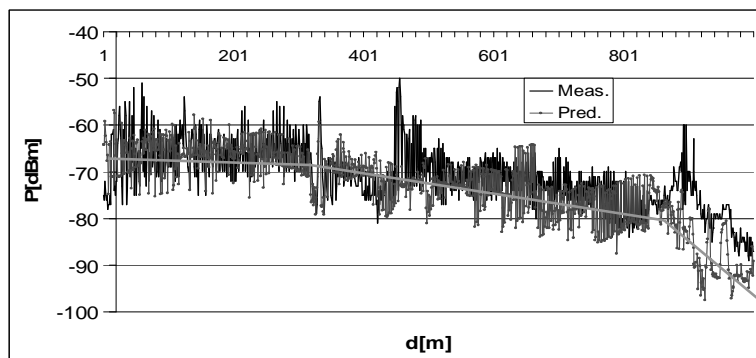


Fig. 6.4 Reprezentarea grafică în funcție de distanță a puterii măsurate și prezise

Din figura de mai sus se poate observa că evoluția puterii în funcție de distanță are comportament diferit de-a lungul rutei măsurate, în sensul că panta de atenuare cu distanța a puterii semnalului este diferită (exponentul propagării se modifică) evidențiindu-se trei zone, notate *Zona I*, *Zona II* și *Zona III*. Despre acest comportament al propagării s-a vorbit pe larg în capitolul 5.

Statistica acestor date este prezentată în tabelul 6.2.

Tabelul 6.2 Statistica datelor inițiale pentru valorile măsurate și prezise

	Date Inițiale (1000 puncte)	
	M	P
<b>Val. Medie [dBm]</b>	-70,99	-73,43
<b>Deviația Standard [dB]</b>	6,57	8,05

Dacă acestor date li se aplică algoritmul de filtrare conform modelului elipsei de concentrare, pentru un interval de încredere de 95%, ceea ce înseamnă în stabilirea axelor elipsei aplicarea unui coeficient  $k = 2,45$ , rezultă o îmbunătățire a statisticii, așa cum se prezintă în tabelul 6.3.

Tabelul 6.3 Compararea statisticii datelor prezentate – înainte și după ce a fost aplicat algoritmul de filtrare al datelor conform modelului elipsei de concentrare

Zona I (Număr puncte)	Date Inițiale (330 puncte)		Date Finale (323 puncte)	
	M	P	M	P
<b>Val. Medie [dBm]</b>	-66,25	-66,55	-66,11	-66,42
<b>Deviația Standard [dB]</b>	5,11	3,89	4,90	3,68
<b>Zona II</b>	<b>519 puncte</b>		<b>441 puncte</b>	
<b>Val. Medie [dBm]</b>	-71,98	-74,10	-72,20	-73,69
<b>Deviația Standard [dB]</b>	5,27	4,97	3,68	4,20
<b>Zona III</b>	<b>151 puncte</b>		<b>137 puncte</b>	
<b>Val. Medie [dBm]</b>	-77,98	-86,14	-78,64	-86,57
<b>Deviația Standard [dB]</b>	5,71	6,71	4,66	6,43
<b>Total</b>	<b>1000 puncte</b>		<b>901 puncte</b>	
<b>Val. Medie [dBm]</b>	-70,99	-73,43	-70,99	-73,04
<b>Deviația Standard [dB]</b>	6,57	8,05	6,05	7,97

Reprezentarea grafică a perechii de date putere măsurată – prezisă este prezentată în Fig. 6.5, în care s-au reprezentat grafic și elipsele pentru cele trei zone respectiv elipsa pentru toată populația de date.

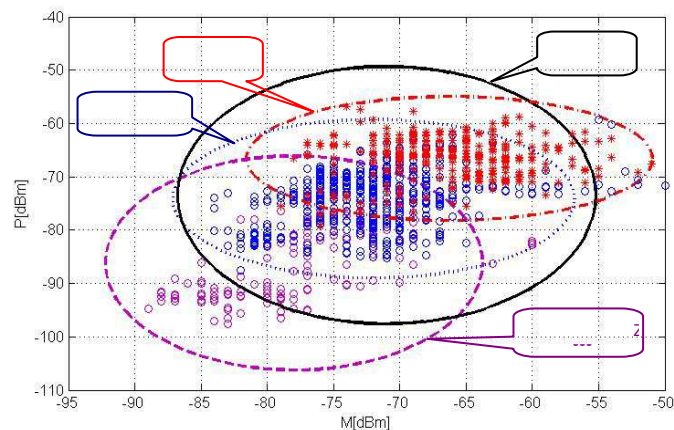


Fig. 6.5 Perechea de date măsurat – prezis și aplicarea elipselor de filtrare

Pentru exemplul prezentat s-au eliminat 99 puncte din cele 1000 de puncte aflate inițial în cei doi vectori de date. Se constată o îmbunătățire a statisticii, în special dacă se aplică o filtrare zonală în locul unei filtrări globale a datelor. Această observație își găsește explicația în felul în care apar mecanismele de propagare în diferite puncte din aria de propagare. În apropierea emițătorului există posibilitatea ca cele două terminale să se găsească în vizibilitate directă, propagarea putându-se realiza cu ajutorul modelului cu două raze. În această zonă rezultă un anumit „nor” de concentrare a datelor. Pe măsură ce receptorul se îndepărtează de emițător, apare o umbră datorată clădirilor și a altor obstacole, putând rezulta atenuări puternice pe măsură ce densitatea de obstacole crește. Aceasta conduce la modificarea exponentului propagării și totodată la deplasarea „norului” de date. Din punct de vedere al metodei de filtrare propusă, este recomandat, dacă este posibil, să se facă o astfel de analiză prin împărțirea datelor pe zone de propagare, deoarece îmbunătățirea statisticii are o relevanță mai mare decât în cazul unei filtrări globale.

### 6.3 Prelucrarea datelor cu ajutorul metodei FSV

Algoritmul FSV (Feature Selective Validation) a fost dezvoltat de profesorul Orlandi de la Universitatea din Aquila [121] cu scopul de a compara două seturi de date și de a furniza un rezultat care să fie într-o formă obiectivă și comprehensivă. Bazele care au stat la baza dezvoltării acestui model au fost:

- necesitatea de control a variațiilor care apar printr-o comparație vizuală a celor două seturi de date;
- costuri reduse de prelucrare (însemnând și timp scurt de prelucrare);
- dorința de reducere a ambiguităților;
- dificultățile pe care un om le are atunci când trebuie să compare două seturi de date care conțin un număr mare de valori.

Pe baza comparațiilor realizate de către acest algoritm se exprimă trei figuri de merit: ADM (în engleză „Amplitude Difference Measure”), FDM (în engleză „Feature Difference Measure”) și GDM (în engleză „Global Difference Measure”). Rezultatul acestor analize se exprimă într-un limbaj comun printr-o scară care conține șase categorii: excelent (în engleză – excellent), foarte bun (în engleză – very good), bun (în engleză – good), corect (în engleză – fair), slab (în engleză – poor), foarte slab (în engleză – Very Poor).

În sinteză, algoritmul parcurge următorii pași: se citesc cele două seturi de date și se interpolează eventual unul dintre seturi, astfel încât să existe același număr de valori. Se aplică apoi transformarea Fourier discretă. Din valorile rezultate, în urma transformării, se face o filtrare trece – jos respectiv trece – sus a datelor astfel încât să se facă o selecție a variațiilor lente respectiv rapide. De asemenea se extrag valorile de „componenta continuă” sau altfel spus valorile care sunt constante.

Componentele ADM se calculează prin media ponderată a diferențelor punct cu punct a componentelor filtrate trece jos, iar FDM se calculează similar însă pentru derivatele componentelor filtrate, în ideea de a se scoate mai bine în evidență variațiile.

Componentele GDM de calculează din ADM și FDM după relația:

$$GDM = \sqrt{k_1 \cdot ADM^2 + k_2 \cdot FDM^2} \quad (6.14)$$

unde  $k_1$  și  $k_2$  sunt coeficienți de ponderare.

Pe baza acestui algoritm, a cărui variantă software se poate utiliza cu acordul autorului, s-au analizat datele de propagare care au fost prezentate în capitolul 5, paragraful 5.4, referitoare la caracterizarea variațiilor semnalului radio în interiorul unui birou aflat la etajul 3 al unei clădiri aflate în vizibilitate directă cu emițătorul unei stații de bază.

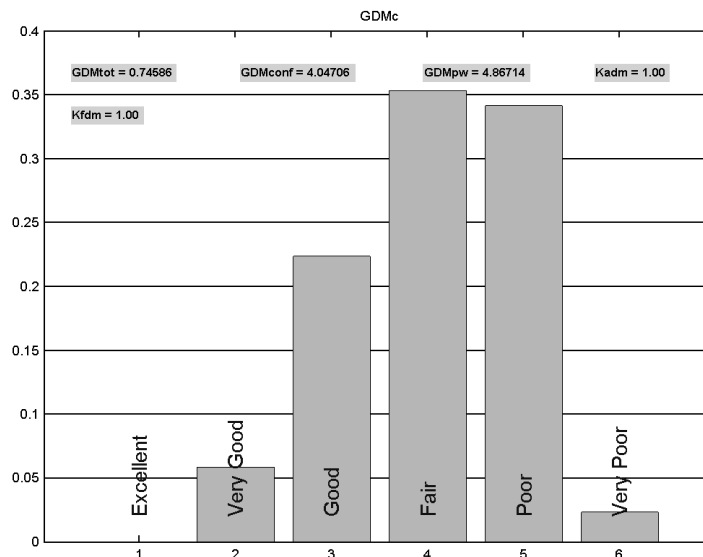


Fig. 6.6 Rezultatele analizei FSV pentru direcția perpendiculară pe geamul biroului

În acest studiu de caz, măsurările s-au realizat pe două direcții ortogonale față de fereastra biroului, notate direcția „perpendiculară” pe geam, respectiv „paralelă” cu geamul. Aceste date măsurate au fost comparate cu datele obținute din programul de simulare Matlab dezvoltat cu scopul modelării propagării într-o astfel de situație [110].

Rezultatul analizei folosind algoritmul FSV pentru cele două direcții este prezentat în Fig. 6.6 și 6.7.

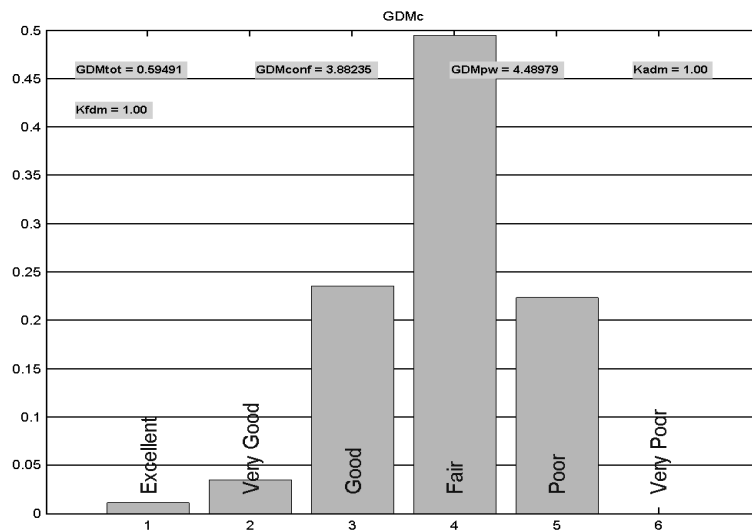


Fig. 6.7 Rezultatele analizei FSV pentru direcția paralelă față de geamul biroului

Prin această analiză se arată o altă abordare a prelucrării datelor dintr-un studiu de propagare, care în anumite situații poate fi adoptată în vederea afișării unor concluzii, într-un limbaj cât mai explicit.

## 6.4 Concluzii

În acest capitol s-a prezentat abordare a propagării undelor radio din punct de vedere statistic. Comportamentul propagării semnalului radio într-o anumită arie în jurul emițătorului face ca datele obținute prin măsurări, sau prezise cu ajutorul unui model de propagare, să poată fi modelate prin variabile statistice. Numeroasele studii care se cunosc în prezent arată că fluctuațiile locale se supun unei distribuții Rice în zonele care nu sunt puternic umbrite de obstacole și distribuția Rayleigh pentru zonele umbrite și în care semnalul ajunge pe trasee de propagare multiple. Pe de altă parte, variația de ansamblu a atenuării semnalului (atenuarea medie) are un comportament care se apropie de o distribuție gaussiană, dacă datele analizate sunt exprimate în dB.

Una dintre problemele care apar în proiectarea acoperirii cu semnal radio a teritoriului este de a alege cât mai corect parametrii modelului de propagare folosit, astfel încât erorile de predicție să fie cât mai mici. Verificarea calității predicției se face prin măsurări, iar compararea lor cu valorile prezise poate conduce la decizia



modificării unor parametri în modelului de propagare folosit în sensul minimizării erorii – proces numit calibrarea modelului de propagare. Dacă însă apar erori de măsurare care conduc la o statistică eronată, procesul de calibrare poate fi compromis. Campaniile de măsurări repetate nu reprezintă o opțiune din punct de vedere a costurilor care le implică, deci se caută o eficientizare a utilizării datelor obținute într-o singură campanie de măsurări.

Modelul elipsei de concentrare este o soluție de optimizare a prelucrării datelor, așa cum s-a văzut în exemplul prezentat. Eliminarea datelor care nu sunt relevante în statistica inițială se face în mod asumat, prin alegerea unui interval de încredere în funcție de care se face caracterizarea propagării.

## **7. CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII**

### **7.1 Concluzii generale**

Undele radio au fost descoperite cu mai bine de un secol în urmă, dar studiile privind propagare continuă și astăzi să fie de actualitate, datorită dinamicii cu care se dezvoltă și evoluează piața de comunicații mobile, concomitent cu noile tehnologii și noile aplicații care apar an de an.

Chiar dacă există un număr mare de studii referitoare la modelarea interacțiunii dintre unde și mediul de propagare, datorită complexității fenomenelor, este imposibil de realizat o caracterizare globală a comportamentului propagării. De aici rezultă un interes continuu pentru găsirea unor modele care să corespundă cu specificitatea aplicațiilor pentru care se dorește proiectarea acoperirii cu semnal de radiofrecvență.

Deloc de neglijat în practică sunt costurile de proiectare. Astfel, companiile de profil caută să găsească o soluție de proiectare cât mai ieftină și mai fiabilă, în condițiile în care licențele unor programe software dedicate calculului atenuării de propagare pentru o legătură radio sunt foarte ridicate. Pe de altă parte, modelele deja cunoscute, cele mai multe dintre ele fiind modele empirice, au limitări în ceea ce privește aplicabilitatea din punct de vedere al benzii de frecvență sau înălțimea antenei terminalelor.

Această stare de fapt conduce la oportunități de studiu privind extinderea capabilităților de predicție a unor modele de propagare existente respectiv, să se găsească noi metode cât mai ieftine și mai fiabile de predicție.

Teza de față prezintă studiile autorului în această direcție de optimizare – eficientizare a modelării propagării undelor radio. Studiile au pornit de la o analiză teoretică a fenomenelor și mecanismelor de propagare, respectiv a modelelor de propagare existente, prin consultarea unui număr mare de titluri bibliografice însumând articole publicate de-a lungul timpului, cărți și tratate în domeniu. O prezentare sumară în acest sens este realizată pe parcursul capitolelor 2 și 3 ale tezei. Una dintre componentele principale pe care s-a sprijinit cercetarea a constituit-o partea experimentală. Datele experimentale privind propagarea au fost obținute de către autor prin campanii de măsurare, atât în mediul urban cât și în afara localităților. O contribuție importantă în realizarea măsurărilor a avut-o colaborarea cu companiile Kathrein România și Alcatel – Lucent Romania, respectiv cu Autoritatea Națională pentru Administrare și Reglementare în Comunicații, care au manifestat un interes comun cu al autorului în realizarea acestor studii, pe care le-au sprijinit material și logistic. O altă componentă a cercetării a fost analiza teoretică a modalităților prin care se poate determina atenuarea de propagare într-o legătură radio. De aici au rezultat corecții aplicate modelului Longley-Rice, pentru îmbunătățirea performanțelor de predicție care vizează serviciile de radiodifuziune. Aceste studii sunt prezentate în capitolul 4. În ceea ce privește modelele de propagare care calculează nivelul semnalului de radiofrecvență în mediul urban, în marea lor majoritate exprimă atenuarea de propagare pentru înălțimi ale antenei de recepție de 1,5 – 2 metri. Pentru acestea a fost dezvoltată o corecție care să

permite extinderea domeniului de înălțime până la 10 metri. De asemenea a fost creat un program de simulare pentru predicția propagării la nivelul unei străzi în mediul urban. Aceste rezultate sunt descrise în capitolul 5. La ora actuală, viața cotidiană impune ca un procent important din traficul dintr-o rețea de comunicații mobile să se realizeze între stația de bază și terminale care se găsesc în interiorul unor clădirilor de birouri, rezidențiale sau aflate în zone industriale. Prin urmare prezintă un mare interes evoluția propagării în jurul sau în interiorul unei astfel de clădiri. În partea de final a capitolului 5 se prezintă un astfel de studiu de propagare.

În procesul de proiectare a acoperirii cu semnal este vehiculat un volum mare de date rezultate din modele de propagare și din măsurări. Rezultatele prelucrării acestor date conduc spre o statistică care să caracterizeze erorile de predicție și calitatea acoperirii cu semnal. Una dintre problemele care apar este și felul în care se realizează această statistică. În capitolul 6 este prezentată o metodă originală de filtrare a datelor în vederea obținerii unei statistici cât mai relevante pentru fiecare situație în parte.

Toate rezultatele cercetării desfășurate pe parcursul stagiului doctoral au fost publicate de către autor la conferințe în domeniu, atât din țară cât și din străinătate, însumând 14 articole, dintre care la 8 dintre ele este prim autor.

## 7.2 Contribuții

Teza de față cuprinde contribuții originale care au fost elaborate în urma cercetărilor elaborate în perioada programului de doctorat. În continuare se vor prezenta aceste contribuții.

- ✓ În prima parte a lucrării este prezentat un studiu bibliografic asupra principalelor metode de modelare a mecanismelor de propagare (capitolul 2) și asupra modelelor de propagare cele mai cunoscute și utilizate în predicția propagării în celulele de comunicații mobile din mediul rural și urban, respectiv pentru cazul serviciilor de radiodifuziune (capitolul 3).
- ✓ Autorul a realizat un studiu teoretic detaliat asupra modelului de propagare Longley – Rice, prezentat în paragraful 4.2.
- ✓ Pe parcursul cercetării s-au întreprins trei campanii de măsurări în vederea obținerii datelor experimentale care să permită analiza propagării semnalului provenit de la stațiile de radiodifuziune, datele fiind prezentate în paragrafele 4.3.1 și 4.3.2.
- ✓ Autorul a făcut observații importante asupra influenței reliefului asupra atenuării semnalului radio în banda VHF, cu identificarea ariei din jurul receptorului ca fiind critică atât în procesul de măsurare cât și în cel de predicție (paragraful 4.3.1).
- ✓ Prin măsurarea unui traseu de propagare pornind din apropierea emițătorului și alegând puncte colineare într-o deplasare radială s-a reușit crearea unei curbe experimentale de evoluție a atenuării pe un astfel de traseu propagare (paragraful 4.3.3).
- ✓ Prin compararea datelor experimentale cu cele furnizate de modelul Longley – Rice s-a determinat o corecție care să fie aplicată modelului pentru o mai bună performanță, prezentată în relația (4.24) din paragraful 4.3.3.
- ✓ În paragraful 4.4 este analizată posibilitatea de a utiliza modelul Longley–Rice în predicția propagării în mediul urban. Autorii modelului

Longley-Rice au introdus o formulă de corecție („urban factor”) care să adauge o atenuare suplimentară pentru zone de propagare obstructionate de clădiri. S-a constatat că pentru zone rezidențiale, cu clădiri de dimensiuni mici, rezultatele sunt satisfăcătoare. Această corecție are recomandarea de utilizare doar pentru mediile rezidențiale și zonele rurale de câmpie. Autorul acestei teze a propus o nouă formulă de corecție a modelului Longley – Rice (relația (4.26)), care s-a dovedit a avea rezultate bune în condițiile de propagare din zonele rezidențiale. Această corecție ține seama de atenuarea de difracție, prin urmare nu se impun limitări asupra regimului de înălțime al orașului în care să fie utilizată.

- ✓ În capitolul 5, prin combinarea modelelor fizice de propagare cu o abordare empirică a fost creat un model de simulare în Matlab care are capacitatea de a furniza puterea, valoarea efectivă a componentei câmpului electric sau atenuarea de propagare într-un scenariu de propagare din mediul urban. Modelul folosește, în determinarea câmpului la recepție, contribuția a 3 unde care ajung în antena de recepție pe trasee de propagare diferite. Întreaga geometrie, pe baza căreia se calculează interacțiunea undelor cu mediul de propagare, este calculată de către program pe baza introducerii unor date minimale de către utilizator: coordonatele terminalelor, înălțimile antenelor, frecvența, câștigul antenelor, lățimea străzilor și înălțimea medie a clădirilor de pe stradă, unghiul de orientare a străzii față de Nord. Acest model este descris în capitolul 5, paragraful 5.2 și listat în Anexe.
- ✓ Comparația mărimilor de ieșire a programului de simulare cu date experimentale arată că simularea conduce spre rezultate corecte de predicție și la posibilitatea de utilizare în practică (paragraful 5.2).
- ✓ S-a realizat un studiu experimental legat de propagarea pe verticală a semnalului radio în mediul urban, prin măsurarea puterii semnalului în două celule de comunicații mobile la înălțimi ale antenei de recepție de 2 m, 4 m, 6 m, 10 m. Acest studiu, prezentat în paragraful 5.3.2 conduce la reliefaarea comportamentului undelor radio pe verticală.
- ✓ Pe baza măsurărilor și a simulărilor realizate cu ajutorul programului de simulare amintit mai sus s-a stabilit o relație matematică (relațiile (5.7) și (5.8) din paragraful 5.3.3) care permite stabilirea unui „câștig” de propagare pe verticală, atunci când antena de recepție își modifică înălțimea de la 2 m până la 10 m.
- ✓ În paragraful 5.4 se prezintă o campanie de măsurare care a vizat studierea comportamentului propagării undelor radio în interiorul unei clădiri și în jurul acesteia. Pe baza rezultatelor obținute autorul a reușit caracterizarea evoluției semnalului radio pe verticală în interiorul clădirilor, determinarea unui câștig de propagare pe înălțime și evoluția atenuării de propagare din exteriorul clădirii spre interior.
- ✓ A fost creat un program de simulare în Matlab a variabilității atenuării în interiorul unei încăperi a unei clădiri. Modelul a fost validat prin măsurări.
- ✓ În capitolul 6 se prezintă o metodă statistică de filtrare a perechilor de date măsurat – prezis care se obțin într-un proces de calibrare a unui model propagare folosit în proiectarea acoperirii cu semnal a unei celule de comunicații. Metoda propusă este una versatilă din punct de vedere al alegerii de către utilizator a unui interval de încredere cu care să

realizeze această filtrare. Rezultatele experimentale care sunt prelucrate în vederea exemplificării aplicabilității metodei (paragraful 6.2) arată o îmbunătățire a statisticii, prin eliminarea datelor nerelevante.

- ✓ În paragraful 6.3 s-a prezentat o metoda alternativă de analiză a perechii de date măsurat – prezis, care are la bază algoritmul FSV.

### 7.3 Direcții de dezvoltare

Studiile care stau la baza acestei lucrări pot oferi un punct de pornire spre noi direcții de studiu a propagării.

În primul rând, legat de programul de simulare, rescrierea rutinelor într-un alt mediu software pot extinde capacitățile de simulare și de analiză prin furnizarea valorilor de câmp sub forma unor suprafețe sau chiar posibilitatea de furnizare a câmpului în variantă 3D. De asemenea o interfață de lucru în care utilizatorul să introducă datele de intrare în model și să solicite raportul cu datele de ieșire într-un anumit format ar fi îmbunătățire considerabilă.

O altă direcție de dezvoltare este studiul propagării din perspectiva MIMO, prin analiza felului în care se poate îmbunătății legătura radio prin această tehnică.

Analiza canalului radio în mediul urban și a varianței sale în cazul comunicațiilor de bandă largă este un alt subiect de interes pentru autor.

La ora actuală există un interes crescut în industria auto pentru implementarea de aplicații care folosesc ca și canal de comunicație canalul radio. Datorită vitezei de deplasare a unui autovehicul și a modificărilor care intervin în distribuția câmpului în jurul caroseriei, modelarea propagării poate fi un subiect de cercetare foarte actual și foarte ofertant ca și posibilități de analiză.

## BIBLIOGRAFIE

- [1] C. Şora, "Bazele electrotehnicii", Ed. Didactică și pedagogică, 1982.
- [2] A. Ignea, E. Mârza, A. De Sabata, "Antene și propagare", Editura de Vest, 2002.
- [3] [www. antenna-theory.com/basics/friis.php](http://www.antenna-theory.com/basics/friis.php).
- [4] S. R. Saunders, A. Aragón-Zavala, "Antennas and Propagation for Wireless Communications System", John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [5] [www.itu.int/rec/R-REC-P/en](http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en).
- [6] R. Struzak, "Radio-wave propagation basics", ICTP-ITU-URSI School on Wireless Networking for Development, 2006.
- [7] Propagation tutorial, <http://www.mike-willis.com/Tutorial/refraction.htm>.
- [8] ITU Recommendation P.834-6, [www.itu.int/rec/R-REC-P.834-6-200701-I/en](http://www.itu.int/rec/R-REC-P.834-6-200701-I/en).
- [9] [www.ndt-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/Ultrasonics/Physics/refractionsnells.htm](http://www.ndt-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/Ultrasonics/Physics/refractionsnells.htm).
- [10] J. D. Parsons, "Mobile radio propagation channel", 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & Sons Ltd, 2000.
- [11] ITU Recommendation P. 370, [www.itu.int/rec/R-REC-P.370/en](http://www.itu.int/rec/R-REC-P.370/en).
- [12] W. C. Y. Lee, "A New Propagation Path-Loss Prediction Model for Military Mobile Access" IEEE Military Communications Conference (MILCOM 1985), Volume: 2, pp. 359 – 368, 1985.
- [13] "Fermat's Principle", Mathematical Models for Computer Graphics, Stanford University, 1998, [http://cva.stanford.edu/classes/ee482a/docs/lect20\\_sample.pdf](http://cva.stanford.edu/classes/ee482a/docs/lect20_sample.pdf).
- [14] "Propagation over a Plane Earth", <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr03/pel/pel.htm>
- [15] "World atlas of ground conductivities", [http://hamwaves.com/antennas/gnd-sigma/vlf\\_mf\\_ground\\_conductivity\\_atlas.pdf](http://hamwaves.com/antennas/gnd-sigma/vlf_mf_ground_conductivity_atlas.pdf)
- [16] ITU Recommendation P.527-3, <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.527-3-199203-I/en>
- [17] S. Loredó, L. Valle, R.P.Torres, "Accuracy analysis of GO/UTD radio-channel modeling in indoor scenarios at 1.8 and 2.5 GHz", Antennas and Propagation Magazine, Volume: 43 , Issue: 5, pp. 37 – 51, 2001.
- [18] T. S. Rappaport, S. Sandhu, "Radio-wave propagation for emerging wireless personal-communication systems", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume: 36, Issue: 5, pp. 14 – 24, 1994.
- [19] D. Liang, P. Xu, K. S. Chen, Z. Gui, L. Tsang, "Bistatic reflection and transmission of electromagnetic scattering by rough surfaces with large heights and slopes", Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Volume: 2, pp. II-97 - II-100, 2009.
- [20] S. Kwon, I.-S. Koh, H.-W. Moon, J.-W. Lim, Y.J. Yoon, "Model of Inhomogeneous building facade for ray tracing method", Electronics Letters, Volume: 44 , Issue: 23, pp. 1341 – 1342, 2008.
- [21] <http://www.britannica.com/EBchecked/topic/277775/Christiaan-Huygens#ref136394>
- [22] R. C. Menendez, S. W. Lee, "On the role of the geometrical optics field in aperture diffraction", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 25 , Issue: 5, pp. 688 – 695, 1977.

- 
- [23] C.L. Giovaneli, "An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 32 , Issue: 3, pp. 297 – 301, 1984
- [24] J. Deygout, "Multiple knife-edge diffraction of microwaves", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 14 , Issue: 4, pp. 480 – 489, 1966.
- [25] L.E. Vogler, "The Attenuation of Electromagnetic Waves By Multiple Knife-Edge Diffraction", NTIA Report 81-86, US Department of Commerce, 1981
- [26] J. B. Keller, "Geometrical Theory of Diffraction", Journal of the Optical Society of America, Volume: 5, No. 2, pp. 116 – 130, 1962.
- [27] R.G. Kouyoumjian, P.H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface", Proceedings of the IEEE, Volume: 62 , Issue: 11, pp. 1448 – 1461, 1974.
- [28] P.H. Pathak, R.G. Kouyoumjian, "An analysis of the radiation from apertures in curved surfaces by the geometrical theory of diffraction", Proceedings of the IEEE Volume: 62 , Issue: 11, pp. 1 438 – 1447, 1974.
- [29] R. Luebbers, "Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 32 , Issue: 1, pp. 70 – 76, 1984.
- [30] D.G. Michelson, J. Chuang, M. Kicherer, "Requirements for Standard Radiowave Propagation Models for Vehicular Environments", IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, (VTC 2006-Spring), pp. Volume: 6, 2006.
- [31] Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems, COST 231 Final Report, [http://radioexp.ru/books/Digital\\_Mobile\\_Radio\\_Towards\\_Future\\_Generation\\_Sysyems.pdf](http://radioexp.ru/books/Digital_Mobile_Radio_Towards_Future_Generation_Sysyems.pdf)
- [32] ITU Recommendation P.1546-4, <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.1546-4-200910-I/en>
- [33] ITU Recommendation Recommendation P.1411-6, <http://www.itu.int/rec/R-REC-P.1411-6-201202-I/en>
- [34] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, K. Fukuda, "Fieldstrength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service", Review of the Electrical Communication Laboratory, pp. 825-873, 1968.
- [35] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 29 , Issue: 3, pp. 317 - 325, 1980.
- [36] M. F. Ibrahim, J. D. Parsons, "Signal strength prediction in built-up areas. Part 1: Median signal strength", IEE Proceedings of Communications, Radar and Signal Processing, Volume: 130 , Issue: 5, pp. 377- 384, 1983.
- [37] K. Kitao, S. Ichitsubo, "Path Loss Prediction Formula for Urban and Suburban Areas for 4G Systems", IEEE 63rd Vehicular Technology Conference (VTC 2006), Volume: 6, pp. 2911- 2915, 2006.
- [38] F. Ikegami, S. Yoshida, T. Takeuchi, M. Umehira, "Propagation factors controlling mean field strength on urban streets", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 32, Issue: 8, pp. 822 - 829, 1984.
- [39] F. Ikegami, T. Takeuchi, S. Yoshida, "Theoretical prediction of mean field strength for urban mobile radio", Volume: 39, Issue: 3, 299 - 302, 1991.
- [40] J. Walfisch, H.L. Bertoni, "A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 36, Issue: 12, pp. 1788 - 1796, 1988.

- [41] H. H. Xia, "A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 46, Issue: 4, pp. 1040 - 1046, 1997.
- [42] H. H. Xia, H. L. Bertoni, "Diffraction of cylindrical and plane waves by an array of absorbing half-screens", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 40, Issue: 2, pp. 170 - 177, 1992.
- [43] H. H. Xia, H. L. Bertoni, L. R. Maciel, A. Lindsay-Stewart, R. Rowe, "Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 41, Issue: 10, pp. 1439 - 1447, 1993.
- [44] V. Erceg, L. J. Greenstein, S. Tjandra, S. R. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius, R. Jastrzab, "An empirically-based path loss model for wireless channels in suburban environments", IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 1998), Volume: 2, pp. 922 - 927, 1998.
- [45] W. C. Y. Lee, "A New Propagation Path-Loss Prediction Model for Military Mobile Access" IEEE Military Communications Conference (MILCOM 1985), Volume: 2, pp. 359 - 368, 1985.
- [46] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport, S. Jain, M. L. Lord, R. Singh, "Path loss, scattering and multipath delay statistics in four European cities for digital cellular and microcellular radiotelephone", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 40, Issue: 4, pp. 721 - 730, 1991.
- [47] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice", Prentice Hall, 2002.
- [48] J. Turkka, M. Renfors, "Path Loss Measurements for a Non-Line-of-Sight Mobile-to-Mobile Environment", ITS Telecommunications, 8th International Conference (ITST 2008), pp. 274 - 278, 2008.
- [49] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport, "900 MHz path loss measurements and prediction techniques for in-building communication system design", 41<sup>st</sup> IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 613 - 618, 1991.
- [50] U. K. Shukla, H. I. Volos, R. M. Buehrer, "On the Effect of Antenna Height on the Characterization of the Indoor UWB Channel", IEEE Global Telecommunications Conference (IEEE GLOBECOM 2008), pp. 1 - 5, 2008.
- [51] N. Yarkoni, N. Blaunstein, "Prediction of propagation characteristics in indoor radio communication environments", Progress In Electromagnetics Research, Volume: 59, pp. 151-174, 2006.
- [52] I. Forkel, M. Salzmann, "Radio propagation modelling and its application for 3G mobile Network simulation", 10th Aachen Symposium on signal theory, pp. 363 - 375, 2001.
- [53] P. Burton, "Building Shielding Loss at 5GHz", Radiocommunications Agency, Radio Technology & Compatibility Group, Amended Report, 1997.
- [54] Y. L. C. de Jong, M. H. J. L. Koelen, M. H. A. J. Herben, "A building-transmission model for improved propagation prediction in urban microcells", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 53, Issue: 2, pp. 490 - 502, 2004.
- [55] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Bayram, A. M. Attiya, S. M. Riad, "Ultrawideband through-the-wall propagation", IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation, pp. 581 - 588, 2005.
- [56] R. Hoppe, "An Introduction to the Urban Intelligent Ray Tracing (IRT) Prediction Model", AWE Communications GmbH, 2005.
- [57] R. Wahl, "An Introduction to the Urban Dominant Path Prediction Model", AWE Communications GmbH, 2005.



- [58] "Deterministic Propagation Model for the Planning of Hybrid Urban and Indoor Scenarios", IEEE 16<sup>th</sup> International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2005), Volume: 1, pp. 659 – 663, 2005.
- [59] A. G. Longley, "Radio Propagation in Urban Areas", U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE, OT REPORT 78-144, 1978.
- [60] J. J. Egli, "Radio Propagation above 40 MC over Irregular Terrain", Proceedings of the IRE, Volume: 45, Issue: 10, pp. 1383 – 1391, 1957.
- [61] P. L. Rice, A. G. Longley, K. A. Norton, A. P. Barsis, "Transmission Loss Predictions for Tropospheric Communication Circuits", Technical Note 101, Volumes I and II, Institute for Telecommunication Science Service Administration, 1967.
- [62] G. Hufford, "The ITS Irregular Terrain Model, the Algorithm", National Telecommunications and Information Administration Institute for Telecommunication Sciences, 1985.
- [63] "Longley-Rice Methodology for Evaluating TV Coverage and Interference", OET Bulletin No. 69, 1997.
- [64] A. G. Longley, "Location variability of transmission loss – land mobile and broadcast systems", U.S. Department of Commerce, Office of Telecommunications, 1976.
- [65] M. L. Meeks, "VHF Propagation over Hilly, Forested Terrain", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 31, Issue: 3, pp. 483 – 489, 1983.
- [66] R. J. Luebbers, "Propagation prediction for hilly terrain using GTD wedge diffraction", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 32, Issue: 9, pp. 951 – 955, 1984.
- [67] M. Weiner, "Use of the Longley-Rice and Johnson-Gierhart Tropospheric Radio Propagation Programs: 0.02-20 GHz", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 4, Issue: 2, pp. 297 – 307, 1986.
- [68] K. A. Chamberlin, R. J. Luebbers, "An evaluation of Longley-Rice and GTD propagation models", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 30, Issue: 6, pp. 1093 – 1098, 1982.
- [69] B. Chan, "NSA Requirements for Antenna Calibration for EMC Radiated Emission Measurement", IEEE Technical Forum organized by EMC Hong Kong Chapter, 2010.
- [70] A. Ignea, **A. Mihăiuți**, "Estimarea nivelului semnalelor provenite de la stațiile de radiodifuziune", Simpozionul Interdisciplinar de Compatibilitate Electromagnetică, Bucuresti, pag. 7-12, 2006.
- [71] A. Ignea, **A. Mihăiuți**, M. Sebu, "Software pentru colectarea datelor de monitorizare a spectrului de RF", Simpozionul Interdisciplinar de Compatibilitate Electromagnetică, București, pp. 8-13, 2008.
- [72] A. Ignea, **A. Mihăiuți**, L. Cincu, "Măsurarea radiațiilor electromagnetice neionizante", Simpozionul Interdisciplinar de Compatibilitate Electromagnetică, București, pp. 1-7, 2008.
- [73] **A. Mihăiuți**, "The Methods of Estimation for the Electromagnetic Field Level", Proceedings of the the IX-th International Symposium "Young People and Multidisciplinary Research", Timișoara, pp. 203-208, 2007.
- [74] A. Ignea, **A. Mihăiuți**, "Predicția nivelului câmpului electromagnetic într-un site", Simpozionul Interdisciplinar de Compatibilitate Electromagnetică, pp. 21-29, 2007.

- [75] T. S. Rappaport, K. Blankenship, H. Xu "Propagation and Radio System Design Issues in Mobile Radio Systems for the GloMo Project", Virginia Polytechnic Institute and State University tutorial, 1997.
- [76] A. Ignea, **A. Mihăiuți**, "The Modeling of the Electromagnetic Wave Propagation Emitted by Broadcast TV Stations", Simpozionul "Doctor ETC", Timișoara, pp. 14-18, 2007.
- [77] **A. Mihăiuți**, S. Nemet, "The Study of the Electromagnetic Wave Propagation Emitted by Broadcast TV Stations", Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timisoara, Transactions on Electronics and Communications, Vol. 52(66), No 1, pp. 36-39, 2007.
- [78] A. Ignea, **A. Mihăiuți**, "The Study of Radio Propagation Models for Urban Areas Prediction", Proceedings of "International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC)", 8th edition, Timișoara, Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timisoara, Transactions on Electronics and Communications, Vol. 53(67), No 2, pp. 97-102, 2008.
- [79] G. H. Hagn, "VHF Radio System Performance Model for Predicting Communications Operational Ranges in Irregular Terrain", IEEE Transactions on Communications, Volume: 28, Issue: 9, Part: 1, pp. 1637 - 1644, 1980.
- [80] UMTS forum - "Towards Global Mobile Broadband - Standardising the future of mobile communications with LTE", <http://www.dcell.com/setyobudianto/resources/lte/towards-global-mobile-broadbandlte-white-paper.pdf>.
- [81] Nortel paper - "Long-Term Evolution (LTE): The vision beyond 3G", <http://4g-wirelessevolution.tmcnet.com/topics/4gwirelessevolution/articles/Nortel%20LTE%20The%20vision%20beyond%203G.pdf>.
- [82] "Propagation models, background information", AWE Communications, 2002.
- [83] G. Liang, H. L. Bertoni, "A new approach to 3-D ray tracing for propagation prediction in cities", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 46, Issue: 6, pp. 853 - 863, 1998.
- [84] K. Rizk, J.-F. Wagen, F. Gardiol, "Influence of database accuracy on two-dimensional ray-tracing-based predictions in urban microcells", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 49, Issue: 2, pp. 631 - 642, 2000.
- [85] F. Delfino, P. Girdinio, L. Minervini, M. Nervi, "Electromagnetic plane wave scattering from building surfaces", The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 25 Iss: 4, pp.1007 - 1018, 2006.
- [86] G. Franceschetti, S. Marano, F. Palmieri, "Propagation without wave equation toward an urban area model", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 47, Issue: 9, pp. 1393 - 1404, 1999.
- [87] S., Marano, M. Franceschetti, "Ray propagation in a random lattice: a maximum entropy, anomalous diffusion Process", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 53, Issue: 6, pp. 1888 - 1896, 2005.
- [88] A. Martini, M. Franceschetti, A. Massa, "Stochastic Ray Propagation in Stratified Random Lattices", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume: 6, pp. 232 - 235, 2007.
- [89] M. Franceschetti, J. Bruck, L. J. Schulman, "A Random Walk Model of Wave Propagation", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 52, Issue: 5, pp. 1304 - 1317, 2004.
- [90] W. C. Y. Lee, "Smaller cells for greater performance", IEEE Communications Magazine, Volume: 29, Issue: 11, pp. 19 - 23, 1991.

- 
- [91] S. Y. Tan, H. S. Tan, "A microcellular communications propagation model based on the uniform theory of diffraction and multiple image theory", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume: 44, Issue: 10, pp. 1317 – 1326, 1996.
- [92] D. Shen, Y. Yang, T. Liu, "Physical-statistical Propagation Model for the Land Mobile Communications", *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC 2005)*, Volume: 4, 2005.
- [93] **A. Mihăiuți**, "Simulation for Vertical Distribution of the Radio Waves: A Comparative Measurement - Simulations Study at 2600 MHz", *Annals of DAAAM for 2010 & Proceedings of the 21st International DAAAM Symposium*, Viena, pp. 0693-0694, 2010.
- [94] "Notes on Longley-Rice Propagation", [http://www.softwright.com/faq/engineering/prop\\_longley\\_rice.html](http://www.softwright.com/faq/engineering/prop_longley_rice.html).
- [95] <http://www.clippercontrols.com>
- [96] <http://www.scribube.com/geografie/Sisteme-de-proiectie-sisteme-d22119101617.php>
- [97] <http://home.hiwaay.net/~taylorc/toolbox/geography/geoutm.html>
- [98] J.-V. Rodríguez, J.-M. Molina-García-Pardo, L. Juan-Llácer, "An improved solution expressed in terms of UTD coefficients for the multiple-building diffraction of plane waves", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume: 4, pp. 16 – 19, 2005.
- [99] F. D. Alotaibi, A. A. Ali, "Tuning of lee path loss model based on recent rf measurements in 400 mhz conducted in riyadh city, saudi arabia", *The Arabian Journal for Science and Engineering*, Volume 33, Number 1B, pp.145 – 152, 2008.
- [100] L. Nagy, "Indoor Radio Coverage Optimization for WLAN", *The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, pp. 1 – 6, 2007.
- [101] D. de la Vega, S. López, J. M. Matías, U. Gil, I. Peña, M. M. Vélez, J. L. Ordiales, P. Angueira, "Generalization of the Lee Method for the Analysis of the Signal Variability", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume: 58 , Issue: 2, pp. 506 – 516, 2009.
- [102] V.S. Abhayawardhana, I.J. Wassell, D. Crosby, M.P. Sellars, M.G. Brown, "Comparison of empirical propagation path loss models for fixed wireless access systems", *IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC 2005)*, Volume: 1, pp. 73 – 77, 2005.
- [103] E. Östlin, H. Suzuki, H.-J. Zepernick, "Evaluation of the Propagation Model Recommendation ITU-R P.1546 for Mobile Services in Rural Australia", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume: 57 , Issue: 1, pp. 38 – 51, 2008.
- [104] V. Erceg, "Channel Models for Broadband Fixed Wireless Systems", *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, 2000.
- [105] **A. Mihăiuți**, A. Ignea, "The Influence of the Mobile Communications Receiver Antenna Height in the Urban Propagation Scenario", *Simpozionul "Doctor ETC"*, Timișoara, pp. 67-70, 2009.
- [106] **A. Mihăiuți**, "Statistical Characterisation of the Radio Channel Measurements in Mobile Communications ", *Proceedings of the the XI-th International Symposium "Young People and Multidisciplinary Research"*, Timișoara, pp. 37-40, 2009.
- [107] T. M. J. van Berkel, M. H. A. J. Herben, R. Chávez-Santiago, V. Lyandres, "Impact of the Change of the Propagation Coefficient at the Break Point on

- Fixed Channel Assignment for GSM Networks", IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC. 2006), pp. 1 – 5, 2006.
- [108] M. J. Feuerstein, K. L. Blackard, T. S. Rappaport, S. Y. Seidel, H. H. Xia, "Path loss, delay spread, and outage models as functions of antenna height for microcellular system design", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 43 , Issue: 3, pp. 487 – 498, 1994.
- [109] **A. Mihăiuți**, A. Ignea, "Vertical Distribution of the RF Signal Inside a Building, Illuminated by a 3G Mobile Network Base-Station", Proceedings of "International Symposium on Electronics and Telecommunications (ISETC)", 9th edition, Timișoara, 2010.
- [110] **A. Mihăiuți**, A. Ignea, "Outdoor to Indoor Propagation - an Analysis of Location Variability at 2600 MHz", Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timisoara, Transactions on Electronics and Communications, Vol. 55(69), No 1, pp. 17-20, 2010.
- [111] F. P. Fontan, P. M. Espineira, "Modeling the wireless propagation channel. A simulation approach with Matlab ", John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [112] L. C. Godara, "Handbook of antennas in wireless communications", CRC Press LLC, 2002.
- [113] W. Bryc, "Applied Probability and Stochastic Processes", Lecture Notes, University of Cincinnati, 1995.
- [114] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization", IEEE Communications Magazine, Volume: 35, Issue: 7, pp. 90 – 100, 1997.
- [115] E. Larcheveque, C. Dale, M.-F. Wong, J. Wiart, "Analysis of Electric Field Averaging for In Situ Radiofrequency Exposure Assessment", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 54, Issue: 4, pp. 1245 – 1250.
- [116] A. Abdi, C. Tepedelenlioglu, M. Kaveh, G. Giannakis, "On the estimation of the K parameter for the Rice fading distribution", IEEE Communications Letters, Volume: 5, Issue: 3, pp. 92 -94, 2001.
- [117] D. G. Manolakis, V. K. Ingle, S. M. Kogon, "Statistical and Adaptive Signal Processing, Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering, and Array Processing", Norwood, USA: Artech House, Inc., 2005.
- [118] D. C. Montgomery, G. C. Runger, "Applied Statistics and Probability for Engineers", Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [119] Melbourne School of Engineering, Department of Geomatics website. Available: [http://www.sli.unimelb.edu.au/nicole/surveynetworks/02a/notes09\\_01.html](http://www.sli.unimelb.edu.au/nicole/surveynetworks/02a/notes09_01.html).
- [120] **A. Mihăiuți**, A. Ignea, "Concentration Ellipse, a Statistical Method to Analyse Radio Communications Measurement-Prediction Pair Data", Proceedings of "EuCAP 2009. 3rd European Conference on Antennas and Propagation", Berlin, pp. 2305 – 2308, 2009.
- [121] A. Orlandi, "1D FSV Tool", User's Guide, [http://ing.univaq.it/uaqemc/FSV\\_4\\_0\\_3L/1DFSV\\_Manual.pdf](http://ing.univaq.it/uaqemc/FSV_4_0_3L/1DFSV_Manual.pdf).

## ANEXE

### A1. Amplasarea punctelor de masurare pentru stațiite Oradea FM și Măgura Boiu FM

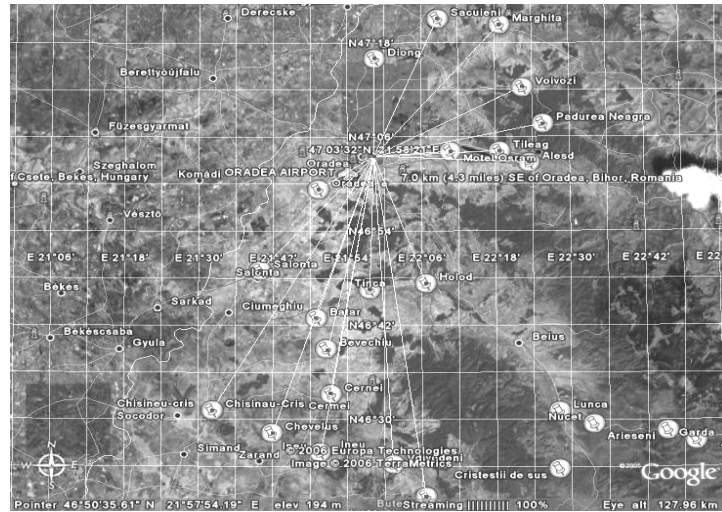


Fig. A 1.1 Punctele de măsurare pentru stația Oradea FM

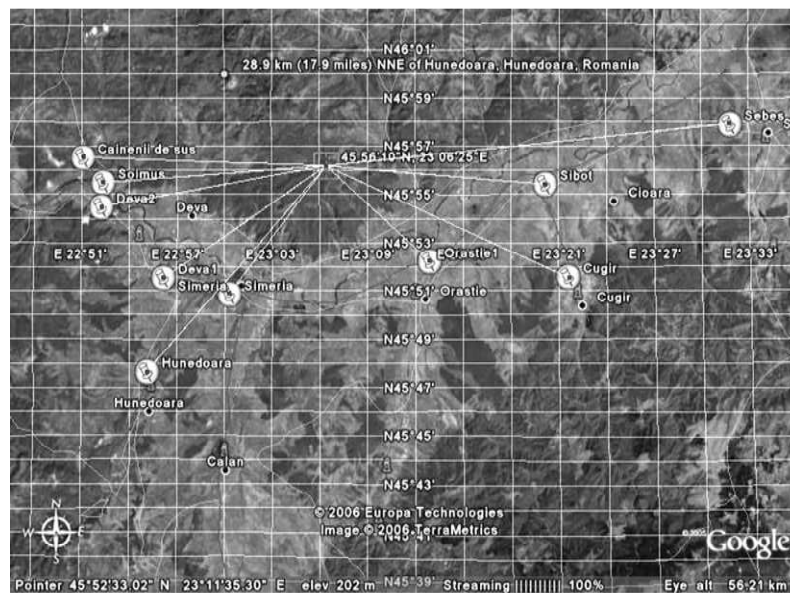


Fig. A 1.2 Punctele de măsurare pentru stația Măgura Boiu FM

**A 2. Repartiția atenuării pe suprafața investigată din jurul punctului de măsurare Bevenchiu și imaginea din satelit a reliefului din zonă.**



Fig. A 2.1 Amplasarea punctului Bevenchiu

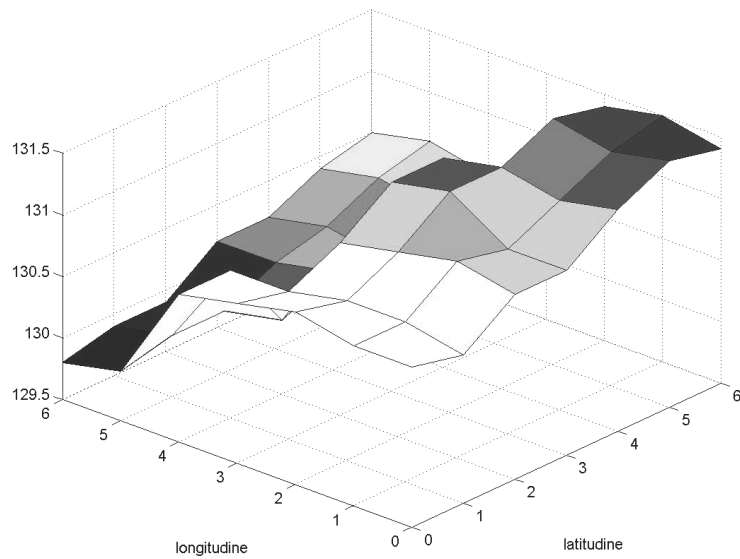


Fig. A 2.2 Punctul Bevenchiu, stația Oradea FM, atenuare în jurul punctului de măsurare, pe o suprafață cuprinsă între +6" și - 6" pe latitudine și între +9" și -9" pe longitudine, echivalent (370 x 380) m

**A 3. Repartiția atenuării pe suprafața investigată din jurul punctului de măsurare Voivozi și imaginea din satelit a reliefului din zonă.**



Fig. A 3.1 Amplasarea punctului Voivozi

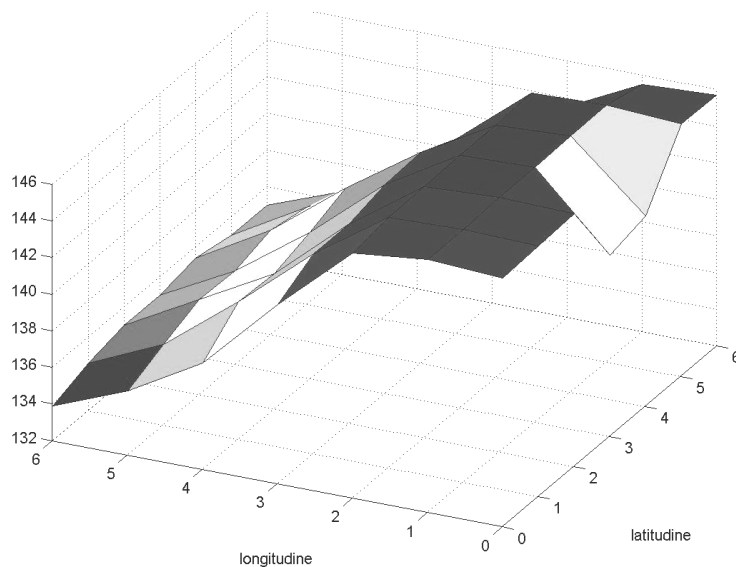


Fig. A 3.2 Punctul Voivozi, stația Oradea FM, atenuare în jurul punctului de măsurare, pe o suprafață cuprinsă între +6" și - 6" pe latitudine și între +9" și -9" pe longitudine, echivalent (370 x 380) m

**A 4. Amplasarea punctelor de măsurare pentru stația Urseni.  
Imagine din satelit a zonei**

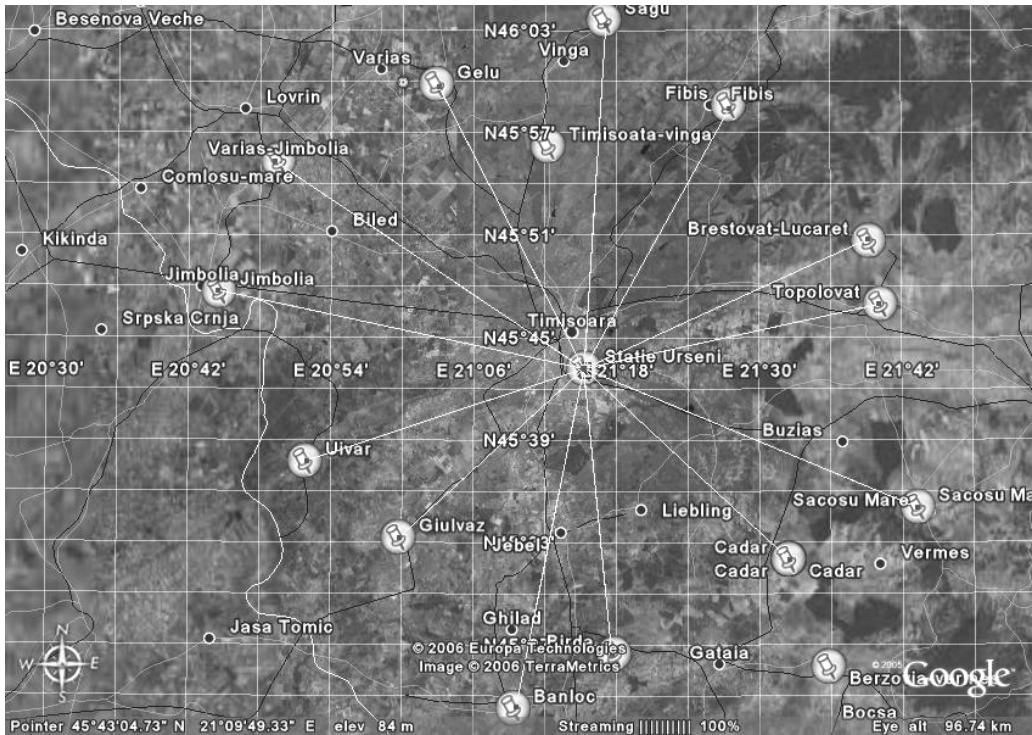


Fig. A 4.1 Amplasarea punctelor de măsurare pentru stația Urseni



**A 5. Evoluția puterii pe verticală, când înălțimea antenei de recepție se modifică în intervalul 2 m – 10 m**

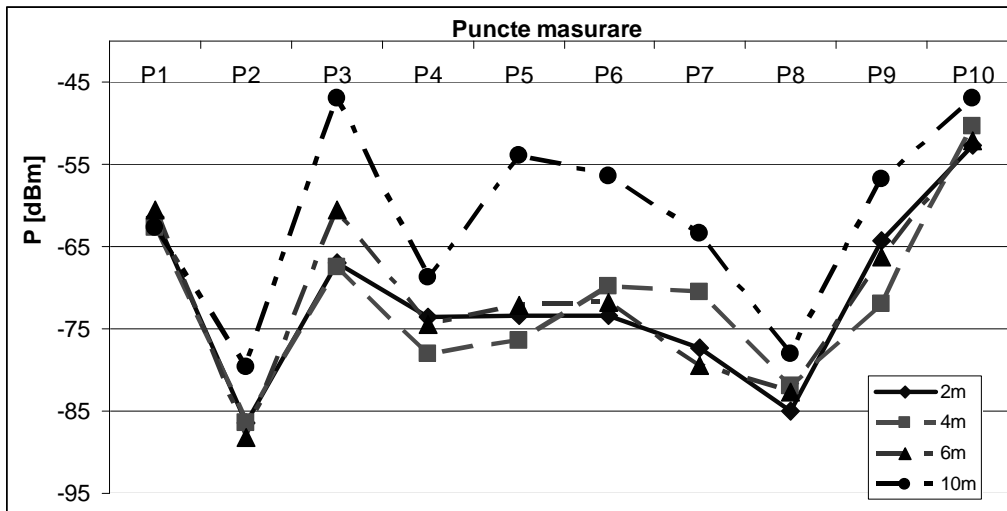


Fig. A 5.1 Reprezentarea valorilor de putere măsurate la înălțimile antenei de recepție de 2 m, 4 m, 6 m, și 10 m, corespunzătoare campaniei 1 de măsurări

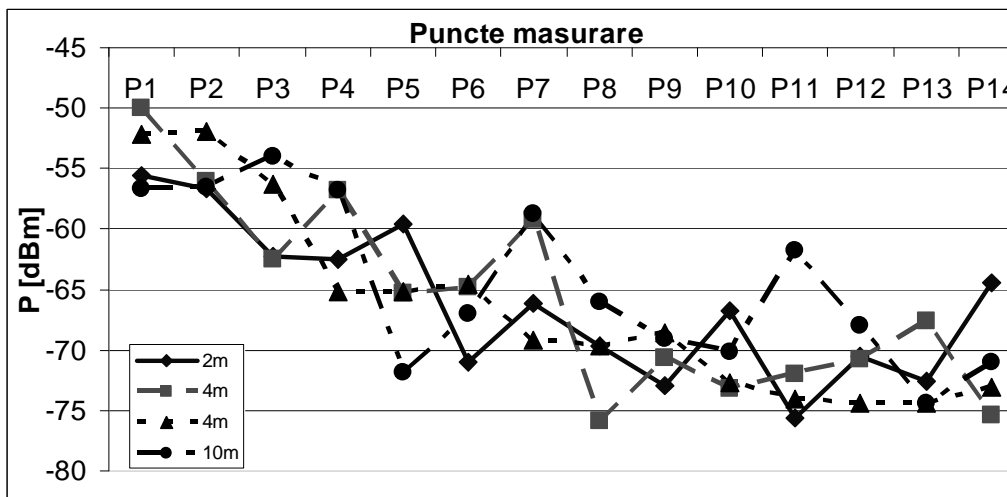


Fig. A 5.2 Reprezentarea valorilor de putere măsurate la înălțimile antenei de recepție de 2 m, 4 m, 6 m, și 10 m, corespunzătoare campaniei 2 de măsurări

## A.6 Programe reprezentative implementate în MATLAB

### 1. Programul care simulează propagarea în mediul urban și funcțiile adiacente

#### Simulare\_urban.m

```

clear
clc
%=====DATE PE CARE TREBUIE SA LE INTRODUCA UTILIZATORUL=====
%-----Date emitor-----
fMHz=3427;           %frecventa in MHz
Ptx=38;             %putere transmitator in dBm
Gtx=11;             %castig in dBi
azim=0;             %azimut antena emisie in grade
tilt=0;             %inclinatia antenei emisie in grade
ht=30;              %inaltime pilon Tx in metri
elevatie_tx=541;    %elevatie emitor in metri
% -----coord. emitor-----
xt=367351.62;       %longitudinea in coordonate WGS84
yt=2839371.34;     %latitudinea in coordonate WGS84
%-----coord. receptor-----
xr=textread('coord_xr_166_str1_paral.txt'); %coordonate pct
receptie
yr=textread('coord_yr_166_str1_paral.txt');
elevatie_rx=textread('elevatie_166_str1_paral.txt');
%-----date geometrie locatie receptor-----
alfa=101;           %unghi strada cu nordul in grade
l=10;               %latimea strazii
d_obstr=5;          %distanța de la peretele de obstructie la
receptor
hr=1.5;             %inaltime antena receptie
h_obstructie=textread('clutter_166_str1_paral.txt');
%inaltimea obstructiei
%-----constante coeficienti reflexie-----
sig_s =.005;
epsr_s=13;
sig_p=.4;
epsr_p=5;
mur=1;

%=====MARIMI DE CALCUL INTERMEDIAR=====
f=fMHz*1e6;
lambdac=300/fMHz;   %lungime de unda in metri
kc=2*pi/lambdac;   %constanta propagare
zt=ht+elevatie_tx; %stabilirea inaltimilor marimilor
geometrice
zr=hr+elevatie_rx;

```

```

zrs=elevatie_rx-hr;
zrp=elevatie_rx+hr;
hb=h_obstructie+elevatie_rx;
ptx=1e-3*10^(Ptx/10); %putere transmitator in Wati
%-----apelare functii-----
[v, vp, vs, thetas, thetap, d, dp, ds]=functie_calcul_geometric(xt, yt, x
r, yr, zt, zr, zrs, zrp, hb, fMHz, alfa, l, d_obstr);
Rperp=coef_reflex_perp(thetap, sig_p, epsr_p, mur, fMHz);
Rpar=coef_reflex_paral(thetas, sig_s, epsr_s, mur, fMHz);
gtx=castig_Tx_166(xt, yt, xr, yr, zt, zr, azim, tilt, Gtx) %functie de
calcul castig antena emisie
%-----calcul atenuare-----
F=0.5*(1+j)*((0.5-mfun('FresnelC', v))-j*(0.5-
mfun('FresnelS', v))); %atenuarea de difractie Fresnel
Fs=0.5*(1+j)*((0.5-mfun('FresnelC', vs))-j*(0.5-
mfun('FresnelS', vs)));
Fp=0.5*(1+j)*((0.5-mfun('FresnelC', vp))-j*(0.5-
mfun('FresnelS', vp)));
%=====CALCUL MARIMI IESIRE=====
expo=1;
E0=sqrt(30*ptx*gtx);
E1=F.*E0.*exp(-j*kc*d)./d.^expo; %camp electric unda directa
E2=Fp.*E0.*exp(-j*kc*dp)./dp.^expo; %camp electric unda
reflectata perete
E3=Fs.*E0.*exp(-j*kc*ds)./ds.^expo; %camp electric unda
reflectata sol
Etot=E1+Rperp.*E2+Rpar.*E3;
%-----
Gr_dBi=4; %castigul in dBi a antenei de receptie
putere_experim=textread('putere_mas_166_str1_paral.txt');
%puterea obtinuta in date experimentale
Pr_dBm=20*log10(abs(Etot))+Gr_dBi+20*log10(lambdac/(2*pi))+15.23
; %puterea de receptie in dBm
Pr_med=smooth(Pr_dBm, 5, 'moving'); %puterea de receptie in dBm
mediata

sig_Pr_med=std(Pr_med) %deviatia standard a puterii de receptie
simulata
sig_putere_experim=std(putere_experim)%deviatia standard a
puterii de receptie masurata
R=CORRCOEF(Pr_med, putere_experim) %coeficient de corelatie
%=====AFISARI=====
figure (1)
plot(d, putere_experim, 'r', d, Pr_med, 'b')
grid on

```

### Funcție care implementează calculul mărimilor geometrice

#### functie\_calcul\_geometric.m

```

function
[v, vp, vs, thetas, thetap, d, dp, ds]=calcul_param_dif(xt, yt, xr, yr, zt,
zr, zrs, zrp, hb, fMHz, alfa, l, d_obstr)

%funcție care calculează param. de difracție
f=fMHz*1e6;
lambdac=300/fMHz;            %lungime de unda in metri
if length(d_obstr)==1
    dy=d_obstr;
    %=====unghiuri=====
    beta=abs(atan((xr-xt)./(yr-yt)));    %unghi între TxR-x și
    dreapta ce uneste nordul cu Tx
    alfa1=alfa*pi/180;
    gama=pi-alfa1-beta;
    fi_x1=pi/2-gama;
    fi_x=abs(pi/2-gama);            %unghi între dreapta Tx-Rx și
    normala la clădirea ostacol

    %=====calcule un plan xOy - determinare coordonate=====

    D=sqrt((yt-yr).^2+(xt-xr).^2);    %distanța Tx-Rx pe planul xOy
    %succes_modul=xlswrite('save_dist_monerrey.xls',D,'sheet1')
    D2=dy./cos(fi_x);
    D1=D-D2;

    x0=xt+sign(xr-xt).*D1.*sin(beta);    % coordonatele pentru pct
    de difracție
    y0=yt+sign(yr-yt).*D1.*cos(beta);

    %-----pentru antena imagine la peretele de reflexie-----
    Dp=sqrt(D.^2+(2*(1-dy)).^2-2*(2*(1-dy)).*D.*cos(pi-fi_x));
    %distanța Tx la antena imagine perete

    fil=asin(D.*sin(pi-fi_x)./Dp); %!!!! unghi de incidența a undeii
    reflectate de perete

    Dp2=(2*1-dy)./cos(fil);    %distanța obstrucție-ant img. perete
    Dp1=Dp-Dp2;            %dist Tx - obstrucție ptr. proiecția drumului
    undeii ant. img
    FI=asin(2*(1-dy).*sin(fil)./D);
    a=sign(fi_x1);
    if a==1
        psi=beta-FI;
    else
        psi=beta+FI;
    end
end

```

```

%--coord. antena imagine perete si coord pct obstructie--

xrp=xt+sign(xr-xt).*Dp.*sin(psi);%coordonatele antenei imagine
la perete
yrp=yt+sign(yr-yt).*Dp.*cos(psi);
x0p=xt+sign(xr-xt).*Dp1.*sin(psi); %coordonatele pct. obstructie
pt. unda coresp. antena img. la perete
y0p=yt+sign(yr-yt).*Dp1.*cos(psi);

%gtx=castig_Tx1(xt,yt,xr_in,yr_in,ht,hr,azim,tilt,G)' %calcul
castig antena emisie
%===prima parte if
else
dy=ones(1,length(d_obstr));
dy(1)=d_obstr(1);
xxr(1)=xr_in;
yyr(1)=yr_in;

for i=1:length(d_obstr)

%=====unghiuri=====

beta(i)=abs(atan((xxr(i)-xt)./(yyr(i)-yt))); %unghi intre Tx-
Rx si dreapta ce uneste nordul cu Tx
alfal=alfa*pi/180;
gama(i)=pi-alfal-beta(i);
fi_x1(i)=pi/2-gama(i)
fi_x(i)=abs(pi/2-gama(i)); %unghi intre dreapta
Tx-Rx si normala la cladirea ostacol

%===calculare un plan xOy - determinare coordonate=====

D(i)=sqrt((yt-yyr(i)).^2+(xt-xxr(i)).^2); %distanța Tx-Rx pe
planul xOy
D2(i)=dy(i)./cos(fi_x(i));
D1(i)=D(i)-D2(i);

x0(i)=xt+sign(xxr(i)-xt).*D1(i).*sin(beta(i)); % coordonatele
pentru pct de difractie
y0(i)=yt+sign(yyr(i)-yt).*D1(i).*cos(beta(i));

%-----pentru antena imagine la peretele de reflexie-----

Dp(i)=sqrt(D(i).^2+(2*(1-dy(i))).^2-2*(2*(1-
dy(i))).*D(i).*cos(pi-fi_x(i))); %distanța Tx la antena imagine
perete

fil(i)=asin(D(i).*sin(pi-fi_x(i))./Dp(i)); %unghi de incidenta a
undeii reflectate de perete

```

```

Dp2(i)=(2*1-dy(i))./cos(fil(i));  %distanța obstructie-ant img.
perete
Dp1(i)=Dp(i)-Dp2(i);          %dist Tx - obstructie ptr. proiectia
drumului undeii ant. img
FI(i)=asin(2*(1-dy(i)).*sin(fil(i))./D(i));
a=sign(fi_x1(i));
if a==1
psi(i)=beta(i)-FI(i);
else
psi(i)=beta(i)+FI(i);
end
%--coord. antena imagine perete si coord pct obstructie--

xxrp(1)=xt+sign(xxrp(1)-xt).*Dp(1).*sin(psi(1));
%!!!!coordonatele antenei imagine la perete
yyrp(1)=yt+sign(yyrp(1)-yt).*Dp(1).*cos(psi(1));
m=(yyrp(1)-yyrp(1))/(xxrp(1)-xxrp(1));
x0p(i)=xt+sign(xxrp(1)-xt).*Dp1(i).*sin(psi(i));
%!!!!coordonatele pct. obstructie pt. unda coresp. antena img.
la perete
y0p(i)=yt+sign(yyrp(1)-yt).*Dp1(i).*cos(psi(i));
%postinitializari

xxr(i+1)=xxr(i)+sign(xxrp(1)-xxr(1))*step*cos(atan(abs(m)));
yyr(i+1)=yyr(i)+sign(yyrp(1)-yyr(1))*step*sin(atan(abs(m)));
xxrp(i+1)=xxrp(i)+sign(xxrp(1)-xxrp(1))*step*cos(atan(abs(m)));
yyrp(i+1)=yyrp(i)+sign(yyrp(1)-yyrp(1))*step*sin(atan(abs(m)));

dy(i+1)=d_obstr(1)+i*step;
end
nn=length(xxr)-1;
for p=1:nn
    xr(p)=xxr(p);
    yr(p)=yyr(p);
    xrp(p)=xxrp(p);
    yrp(p)=yyrp(p);
end
% gtx=castig_Tx1(xt,yt,xr,yr,ht,hr,azim,tilt,G)' %calcul castig
antena emisie
end
%calcule in spatiu, pentru stabilire distante si param.
difractie

z0=((y0-yt).*(zr-zt))./(yr-yt)+zt;
z0s=(y0-yt).*(zrs-zt))./(yr-yt)+zt;
z0p=(y0p-yt).*(zrp-zt))./(yrp-yt)+zt;

d=sqrt((xt-xr).^2+(yt-yr).^2+(zt-zr).^2);
ds=sqrt((xt-xr).^2+(yt-yr).^2+(zt-zrs).^2);

```

```

dp=sqrt((xt-xrp).^2+(yt-yrp).^2+(zt-zrp).^2);

d1=sqrt((xt-x0).^2+(yt-y0).^2+(zt-z0).^2); %dist pina la si de
la pct difractie
d1s=sqrt((xt-x0).^2+(yt-y0).^2+(zt-z0s).^2);
d1p=sqrt((xt-x0p).^2+(yt-y0p).^2+(zt-z0p).^2);
d2=sqrt((xr-x0).^2+(yr-y0).^2+(zr-z0).^2);
d2s=sqrt((xr-x0).^2+(yr-y0).^2+(zr-z0s).^2);
d2p=sqrt((xrp-x0p).^2+(yrp-y0p).^2+(zrp-z0p).^2);
%-----ubghiuri de reflexie-----
thetas=pi/2-acos(D./ds);
thetap=fil;
%-----param difractie-----

R=sqrt(lambdac*d1.*d2./(d1+d2));% Radius of 1st Fresnel zone
Rs=sqrt(lambdac*d1s.*d2s./(d1s+d2s));
Rp=sqrt(lambdac*d1p.*d2p./(d1p+d2p));

h=hb-z0; %inaltime obstructie
hs=hb-z0s;
hp=hb-z0p;

v=sqrt(2)*h./R; %parametrul de difractie
vs=sqrt(2)*hs./Rs;
vp=sqrt(2)*hp./Rp;

```

### Funcție care implementează calculul câștigului antenei de emisie

#### castig\_tx.m

```

function [gtx]=castig_tx(xt,yt,xr,yr,ht,hr,azim,tilt,G)

%H=textread ('Ant_H_c1.txt');
V=textread ('Castig_vertical_166.txt');

d=sqrt((xt-xr).^2+(yt-yr).^2);
beta_geom=180*atan((ht-hr)./d)/pi;
alfa_geom=180*abs(atan((xr-xt)./(yr-yt)))/pi;

if sign(xr-xt)>=0&sign(yr-yt)>=0
    alfa_c=alfa_geom;
elseif sign(xr-xt)<0&sign(yr-yt)>0
    alfa_c=360-alfa_geom;
elseif sign(xr-xt)<0&sign(yr-yt)<0
    alfa_c=180+alfa_geom;
elseif sign(xr-xt)>0&sign(yr-yt)<0

```

```
    alfa_c=180-alfa_geom;
end

    beta=round(beta_geom-tilt);
if beta<0
    beta=360-abs(beta);
end

alfa=round(alfa_c-azim);
if alfa<0
    alfa=360-abs(alfa);
end
gtx_db=G-V(beta+1);
gtx=10.^(gtx_db/10);
```

### **Funcție care implementează calculul coeficientului de reflexie pentru polarizare paralelă și perpendiculară**

#### **coef\_reflex\_paral.m**

```
function [coef_parall]=reflexie_paralel(theta,sig,epsr,mur,f)

%functia calculeaza coef. de reflexie dintre aer si un anumit
mediu
%frecventa in MHz
%parametrii de material: sig, mur, epsr - valori pentru planul
reflector
eps0 =1/(36*pi*1e+9);
mu0=4*pi*1e-7;
omeg=2*pi*f*1e+6;
R=sqrt(i*omeg*mu0*mur./(sig+i*omeg*eps0*epsr))./(120*pi);
%R=(i*6.28*f*1e+6*eps0*mur)/(sig+i*eps0*epsr*6.28*f*1e+6);
rad=(1-R.*R.*sin(theta).*sin(theta)).^0.5;
coef_parall=(cos(theta)-R.*rad)./(cos(theta)+R.*rad);
```

#### **coef\_reflex\_perp.m**

```
function [coef_perp1]=reflexie_paralel(theta,sig,epsr,mur,f)

%functia calculeaza coef. de reflexie dintre aer si un anumit
mediu
%frecventa in MHz
%parametrii de material: sig, mur, epsr - valori pentru planul
reflector
eps0 =1/(36*pi*1e+9);
mu0=4*pi*1e-7;
```



```

omeg=2*pi*f*1e+6;
R=sqrt(i*omeg*mu0*mur./(sig+i*omeg*eps0*epsr))./(120*pi);
%R=(i*6.28*f*1e+6*eps0*mur)/(sig+i*eps0*epsr*6.28*f*1e+6);
rad=sqrt(1-R*R*sin(theta).*sin(theta));
coef_perp1=(cos(theta).*R-rad)./(cos(theta).*R+rad);

```

## 2. Programul care simulează propagarea în interiorul unei încăperi, fereastra fiind cea care realizează difracția

```

clc
close all
clear all

% PARAMETRII INTRARE =====

fMHz=2630; % frecventa in MHz
ptx=3.16; % putere transmitator in Watt
gtx=63; % castig transmitator (1 inseamna isotropic)
grx=2; % castig receptor in unitati lineare(1
inseamna isotropic)

% PARAMETRII SECUNDARI =====

f=fMHz*1e6;
lambdac=300/fMHz; % lungime unda (in metri)
kc=2*pi/lambdac;% constanta propagare
RG=-.7; %reflexie la sol-paralela
Rp=-.24; % reflexie perete

% INTRARI GEOMETRICE =====

% Transmitator Originea este in fereastra, Ox - perpendicular,
Oy - tangent
% Oz - vertical
xt=24; % m
yt=-117; % m

h_etaj=9; % inaltimea in metrii a etajului cladirii
ht=15; % inaltimea fata de pamant a ant. emisie
hr=1.3+h_etaj; %inaltimea fata de podea a ant rec.
imageht=-ht;
zp=-10.7; % m (referinta pamant fata de origine)
zt=ht+zp
zti=zp+imageht
zr=zp+hr
l=5.5; % latime camera

```

```

%-----
step=lambdac/8; % esantionare la receptie
p=2.13;
ya1=-2; % coord. fereastra
ya2=2;
za1=-.7;
za2=0.7;

=====
%coordonate in planul x0y, pentru antena imagine cu peretele
[xrn,yrn] = meshgrid(-2.6:step:-1.4,1-.6:step:1+.6);
n=length(xrn);
nn=ones(n,n);
[xr,yr] = meshgrid(-2.6:step:-1.4,-.6:step:.6);
%=====
% Punct imagine perete unda directa
y0n=-xt*(yrn-yt)/(xrn-xt)+yt;
z0n=-xt*nn*(zr-zt)/(xrn-xt)+zt;
% distante pentru unda dir-antena imagine
d1n=sqrt((xt*nn).^2+(yt-y0n).^2+(zt-z0n).^2);
d2n=sqrt((xrn).^2+(yrn-y0n).^2+(zr-z0n).^2);
% Raza primului elipsoid Fresnel
R1n=sqrt(lambdac*d1n.*d2n./(d1n+d2n)); %
% parametrii difractie
u1n=sqrt(2)*(ya1-y0n)/R1n;
u2n=sqrt(2)*(ya2-y0n)/R1n;

v1n=sqrt(2)*(za1-z0n)/R1n;
v2n=sqrt(2)*(za2-z0n)/R1n;

Ennormalized=(j/2)*((mfun('FresnelC',u2n)-mfun('FresnelC',u1n))-
...
j*(mfun('FresnelS',u2n)-
mfun('FresnelS',u1n))).*(mfun('FresnelC',v2n)-...
mfun('FresnelC',v1n))-j*(mfun('FresnelS',v2n)-
mfun('FresnelS',v1n)));
%=====
% Punct imagine perete unda directa
y0ni=-xt*(yrn-yt)/(xrn-xt)+yt;
z0ni=-xt*nn*(zr-zti)/(xrn-xt)+zti;
% distante pentru unda dir-antena imagine
d1ni=sqrt((xt*nn).^2+(yt-y0ni).^2+(zti-z0ni).^2);
d2ni=sqrt((xrn).^2+(yrn-y0ni).^2+(zr-z0ni).^2);
% Raza primei zone Fresnel
R1ni=sqrt(lambdac*d1ni.*d2ni./(d1ni+d2ni)); % Raza primului
elipsoid Fresnel
% parametrii difractie
u1ni=sqrt(2)*(ya1-y0ni)/R1ni;
u2ni=sqrt(2)*(ya2-y0ni)/R1ni;

```

```

v1ni=sqrt(2)*(za1-z0ni)./R1ni;
v2ni=sqrt(2)*(za2-z0ni)./R1ni;

Ennormalized_i=(j/2)*((mfun('FresnelC',u2ni)-
mfun('FresnelC',u1ni))-...
j*(mfun('FresnelS',u2ni)-mfun('FresnelS',u1ni))).*...
((mfun('FresnelC',v2ni)-mfun('FresnelC',v1ni))-
j*(mfun('FresnelS',v2ni)-...
mfun('FresnelS',v1ni)));
%=====
LdBm=(20*log10(abs(Et))+4.24);
%L0dBm=(20*log10(abs(E0t))+4.24);
%succes_modul=xlswrite('salvari_mai.xls',LdBm,'sheet1')
%=====
mmm=[-2 -0.6 -52.14
-2 -0.5 -47.88
-2 -0.4 -49.43
-2 -0.3 -43.99
-2 -0.2 -47.31
-2 -0.1 -47.14
-2 0 -52.91
-2 0.1 -48.81
-2 0.2 -51.25
-2 0.3 -44.33
-2 0.4 -48.86
-2 0.5 -47.93
-2 0.6 -50.66
-1.4 0 -45.55
-1.5 0 -44.46
-1.6 0 -47.18
-1.7 0 -46.30
-1.8 0 -49.07
-1.9 0 -56.09
-2 0 -49.40
-2.1 0 -47.49
-2.2 0 -45.67
-2.3 0 -50.31
-2.4 0 -44.85
-2.5 0 -48.49
-2.6 0 -48.32
-2.6 -0.6 -46.60
-2.6 0.6 -49.00
-1.4 -0.6 -46.72
-1.4 0.6 -43.01];
NX=100;
NY=100;

%XI=linspace(-2.6,-1.4,NX);

```

```
%YI=linspace(-.6,.6,NY);
%[XI,YI]=meshgrid(XI,YI);
%X=mmm(:,1);
%Y=mmm(:,2)';
%Z=mmm(:,3);
%ZI=griddata(X,Y,Z,XI,YI,'cubic');
%mesh(XI,YI,ZI)
%xlabel('x')
%ylabel('y')
%zlabel('putere')
%hold on
%stem3(mmm(:,1),mmm(:,2),mmm(:,3))
% =====
figure (1)
mesh(xr,yr,LdBm)%2 raze
grid on
hold on
%fill3(XI,YI,ZI,'g') %bagat suplimentar
%xlabel('xr (m)')
%ylabel('yr (m)')
%zlabel('Level (dBm)')
title('Two ray model')
legend('simulat','masurat interpolat')
%figure (2)
%mesh(xr,yr,L0dBm)%sp.liber
%grid on
%hold on
%xlabel('xr (m)')
%ylabel('yr (m)')
%zlabel('Level (dBm)')
%title('Free space model')

figure (3)
a=[-2    -.6 -52.14
-2   -0.5    -47.88
-2   -0.4    -49.43
-2   -0.3    -43.99
-2   -0.2    -47.31
-2   -0.1    -47.14
-2   0    -49.40
-2   +0.1   -48.81
-2   0.2 -51.25
-2   0.3 -44.33
-2   0.4 -48.86
-2   0.5 -47.93
-2   0.6 -50.66];

b=[-46.69    -67.20
-45.00    -51.13
```

```
-46.10 -53.88
-40.56 -46.75
-43.84 -49.82
-43.26 -52.90
-46.15 -60.85
-45.18 -53.75
-47.58 -56.86
-42.28 -48.48
-46.61 -57.30
-43.71 -55.06
-45.46 -59.06
];

w1=[-50.84
-48.36
-49.29
-44.32
-46.83
-46.99
-52.75
-47.55
-50.68
-44.22
-47.89
-46.89
-50.26];% moda

pp=linspace(-.6,.6,n);
a2=a(:,2);
a3=a(:,3);
ai=interp1(a2,a3,pp,'spline');
mod1=interp1(a2,w1,pp,'spline');
%succes_modul=xlswrite('salvari_mai.xls',ai,'sheet2')
plot(yr(:,22),LdBm(:,22),'r',pp,ai,'k',a(:,2),b(:,1),'m',pp,mod1
,'c',a(:,2),b(:,2),'m','LineWidth',2)
legend('simulare cu mediere', 'mas interpolat', 'valori max-min')
title('Linia 31, pe axa x')
grid on
hold on

figure (4)
a=[-1.4 0 -45.55
-1.5 0 -44.46
-1.6 0 -47.18
-1.7 0 -46.30
-1.8 0 -52%
-1.9 0 -56.09
-2 0 -49.40
-2.1 0 -47.49
```

```
-2.2    0    -45.67
-2.3    0    -50.31
-2.4    0    -44.85
-2.5    0    -48.49
-2.6    0    -48.32];
cc=[-42.92 -49.36
-42.15 -48.53
-43.71 -52.78
-42.26 -61.00
-43.86 -55.77
-46.52 -66.52
-45.58 -58.86
-44.91 -49.81
-43.81 -48.11
-47.14 -57.48
-43.26 -46.22
-46.27 -54.70
-46.08 -52.00
];
w2=[-44.45
-43.41
-46.69
-44.85
-52.54
-55.15
-49.66
-46.94
-46.09
-50.30
-44.83
-47.13
-47.74
];

pp1=linspace(-2.6,-1.4,n);
a1=a(:,1);
a3=a(:,3);
ail=interp1(a1,a3,pp1,'spline');
mod2=interp1(a1,w2,pp1,'spline');
%succes_modul=xlswrite('salvari_mai.xls',ail,'sheet4')

plot(xr(22,:),LdBm(22,:), 'r',pp1,ail, 'k',pp1,mod2, 'c',a(:,1),cc(
:,1), 'm',a(:,1),cc(:,2), 'm', 'LineWidth',1.5)
legend('simulare cu mediere', 'mas interpolat', 'valori max-min')
title('Linia 31, pe axa y')
grid on
hold on
```