

Nr. Inv.: **634.647**

Dulap: **369** Lit: **B**

**A POLITEHNICA TIMIȘOARA**  
**FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI**  
**TELECOMUNICAȚII**

*Contribuții la studiul și simularea  
propagării undelor radio în interiorul  
clădirilor*

**Călin Dumitrescu**

*Teză pentru obținerea titlului de  
Doctor inginer*

**CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC: Prof. Dr. Ing Anton Policec**

**2001**

*Contribuții la studiul și simularea  
propagării undelor radio în interiorul  
clădirilor*

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICĂ"  
TIMIȘOARA

# CUPRINS

<b>INTRODUCERE</b> .....	<b>1</b>
--------------------------	----------

## CAPITOLUL I

<b>ANALIZA CARACTERISTICILOR DE BAZĂ ALE PRINCIPALELOR SISTEME DE COMUNICAȚII MOBILE ...</b>	<b>5</b>
--	----------

1.1. SISTEMELE CELULARE.....	6
1.1.1. <i>Sisteme celulare analogice</i> .....	6
1.1.2. <i>Sisteme celulare digitale</i> .....	7
1.2. SISTEMELE CORDLESS .....	11
1.2.1. <i>Prima generație de sisteme analogice cordless</i> .....	11
1.2.2. <i>Sisteme cordless digitale</i> .....	12
1.3. COMPARAȚIE ÎNTRE SISTEMELE CELULARE ȘI CELE CORDLESS ..	15

## CAPITOLUL II

<b>STUDIUL CANALULUI RADIO PENTRU COMUNICAȚIILE MOBILE</b> .....	<b>17</b>
--	-----------

2.1. PROPAGAREA RADIO.....	17
2.2. DESCRIEREA CANALULUI RADIO.....	21
2.3. EFECTUL POLARIZĂRII ASUPRA REFLEXIEI ȘI TRANSMISIEI UNDELOR ELECTROMAGNETICE.....	27
2.4. FADINGUL PE SCARĂ LARGĂ: ATENUAREA DE PROPAGARE MEDIE ȘI DE VIAȚIA STANDARD .....	30
2.5. FADINGUL LOCAL: STATISTICI ȘI MECANISME.....	32
2.5.1. <i>Descrierea în domeniul întârziere-timp: profilul unui semnal</i> .....	35
2.5.2. <i>Categorii de degradare datorită împrăștierei în timp a semnalului</i> .....	36
2.5.3. <i>Dispersia semnalului în timp caracterizată în domeniul frecvență</i> .....	37
2.5.4. <i>Categorii de degradare datorită dispersiei în timp a canalului</i> .....	38
2.5.5. <i>Exemple tipice de fluctuații selective și neselective în frecvență</i> .....	40
2.5.6. <i>Varianța în timp a canalului. Funcția de corelație în timp</i> .....	42
2.5.7. <i>Conceptul dualității</i> .....	43
2.5.8. <i>Categorii de degradare datorate varianței în timp a canalului privit în domeniul timp</i> .....	43
2.5.9. <i>Varianța în timp a canalului privit în domeniul deviației de frecvență Doppler. Spectrul de putere Doppler</i> .....	44
2.5.10. <i>Analogia între dispersia Doppler și banda spectrală în modulația discretă a semnalelor</i> .....	46
2.5.11. <i>Categorii de degradare datorită varianței în timp a canalului privit în domeniul frecvență</i> .....	48

## CAPITOLUL III

### REZULTATELE ANALIZEI ȘI TESTĂRII PROGRAMELOR DE MODELARE ȘI SIMULARE A PROPAGĂRII ..... 49

3.1. DESCRIEREA ZONELOR DE PROPAGARE ȘI A MODELELOR SPECIFICE ACESTORA .....	49
3.1.1. Medii de propagare outdoor.....	50
3.1.2. Medii de propagare indoor.....	53
3.2. MODELE PENTRU PREDICȚIA PROPAGĂRII.....	58
3.2.1. Cercetările Europene – Tendințe și progrese.....	58
3.2.2. Clasificarea modelelor conform COST 231 .....	59
3.2.2.1. Modele de predicție pentru macrocelule și celule mari .....	60
3.2.2.2. Modele de predicție pentru celule mici și microcelule .....	62
3.2.2.3 Modele de propagare pentru medii indoor.....	63
3.2.2.4 Modele de propagare pentru cazul penetrării.....	64
3.3. UTILIZAREA MODELELOR DETERMINISTE PENTRU SITUAȚIILE OUTDOOR .....	65
3.3.1 Modele bidimensionale .....	65
3.3.2. Metoda planelor verticale / transversale.....	67
3.3.3. Modele tridimensionale .....	68
3.3.4. Metoda lansării în plan vertical (VPL).....	69
3.3.5. Comparații între metode.....	71
3.4. UTILIZAREA MODELELOR DETERMINISTE PENTRU SITUAȚIILE INDOOR.....	71
3.4.1. Modele bazate pe rețele neuronale.....	74
3.4.2. Modele bazate pe optica geometrică .....	74
3.4.3. Modelul ray tracing .....	79
3.4.4. Modelul ray launching.....	82
3.4.5. Comparații între metode.....	84

## CAPITOLUL IV

### ORGANIZAREA A DOUĂ CAMPANII DE MĂSURARE A CANALELOR RADIO ȘI INTERPRETAREA REZULTATELOR OBTINUTE ..... 85

4.1. MĂSURAREA CANALULUI RADIO ÎN CAZUL PROPAGĂRII INDOOR .....	85
4.1.1. Condițiile măsurătorilor experimentale .....	87
4.1.2. Interpretarea rezultatelor .....	89
4.2. MĂSURAREA CANALULUI RADIO ÎN CAZUL TRANZIȚIEI INDOOR–OUTDOOR.....	98
4.2.1. Condițiile măsurătorilor experimentale .....	98
4.2.2. Interpretarea rezultatelor .....	101
4.3. CONCLUZII.....	105

## CAPITOLUL V

<b>METODĂ ORIGINALĂ „RAY LAUNCHING” DE PREDICȚIE A PROPAGĂRII ÎN PICOCELULE .....</b>	<b>107</b>
5.1. CERINȚELE IMPUSE UNUI MODEL DE PREDICȚIE .....	107
5.2. CONSIDERAȚII GENERALE ASUPRA NOULUI MODEL CREAT.....	108
5.3. PROBLEME SPECIALE ÎN IMPLEMENTAREA TEHNICII RAY LAUNCHING.....	109
5.4. REALIZAREA PRACTICĂ A MODELULUI DE PREDICȚIE.....	110
5.5. NOUL ALGORITM „3D RAY LAUNCHING” .....	118
5.6. UTILIZAREA ALGORITMULUI „RAY LAUNCHING” LA STUDIUL PROPAGĂRII INDOOR.....	124
5.7. UTILIZAREA ALGORITMULUI „RAY LAUNCHING” ÎN CADRUL PROCEDURII DE LOCALIZARE A TRANSMISIILOR GSM ILICITE.....	126
5.8. CONCLUZII .....	127
<b>CONCLUZII ȘI PERSPECTIVE.....</b>	<b>129</b>
<b>BIBLIOGRAFIE .....</b>	<b>132</b>
<b>ANEXA A: INDEXUL FIȘIERELOR CU DATELE EXPERIMENTALE .....</b>	<b>137</b>

## **Mulțumiri**

*Doresc să-mi exprim profunda recunoștință față de domnul Profesor Doctor Inginer Anton Policec pentru formarea mea ca și cercetător, pentru deschiderea spre acest domeniu și pentru conducerea pașilor mei pe drumul reflectat de elaborarea acestei lucrări.*

*Sunt recunoscător domnului Conferențiar Doctor Inginer Eugen Mârza pentru sprijinul deosebit acordat pe toată durata elaborării acestei teze.*

*Adresez mulțumiri doamnei Profesor Genevieve Baudoin și domnului Profesor Daniel Courivaud cât și întregului colectiv de cercetare din cadrul „Departement Traitement du Signal” al Ecole Supérieure d’Ingenieurs en Electrotechnique et Electronique din Paris pentru suportul acordat pe durata campaniei de măsurători cât și pentru sprijinul acordat în faza de documentare.*

*Sunt recunoscător domnului Profesor Doctor Detlef Mansel și colectivului din cadrul Fachbereich Informatik al Fachhochschule Gelsenkirchen pentru suportul material acordat în vederea celei de-a doua campanii de măsurători cât și pentru oportunitățile create în cadrul proiectului european de cercetare.*

*Nu în ultimul rând adresez mulțumiri Conducerii Departamentului Comunicații al Facultății de Electronică și Telecomunicații pentru sprijinul acordat.*

## INTRODUCERE

Dezvoltarea unui sistem eficient de transmitere radio a informațiilor reprezintă o provocare pentru ingineria comunicațiilor moderne, îndreptată către realizarea unui sistem universal de telecomunicații comerciale care va trebui să ofere acces la toate tipurile de servicii informatice, în orice moment de timp și în orice loc, la un preț de cost rezonabil. Sistemele de telefonie celulară, sistemele cordless cât și rețelele (radio) de date locale sau cu largă acoperire, reprezintă primul pas în această direcție.

O cunoaștere profundă a fenomenului propagării undelor radio cât și a caracteristicilor canalului radio sunt absolut necesare în vederea obținerii unui design optim al sistemului. Din acest motiv, în ultimul deceniu, au fost inițiate numeroase programe de cercetare având ca și scop înțelegerea mai aprofundată a propagării undelor radio în gamele de frecvență VHF și UHF, precum și crearea unor modele ale canalului radio.

Modelarea unui sistem de comunicații reprezintă un proces complex, în care descrierea în relații matematice a caracteristicilor emițătorului, a receptorului cât și a efectelor pe care mediul de propagare le are asupra semnalului transmis, este necesară. Astfel rezultă modele matematice individuale pentru fiecare componentă a sistemului iar un model global al acestuia rezultă prin combinarea lor. Odată creat modelul matematic, acesta poate fi utilizat pentru evaluarea performanțelor sistemului de comunicații, fără a fi necesară realizarea fizică a acestuia. Modelul final poate fi prezentat sub formă de ecuații matematice, dar datorită complexității mediilor de propagare care trebuie modelate și a numărului mare de parametri de care trebuie ținut cont, de obicei acest model este integrat într-un program de simulare computerizată care înglobează o descriere simplificată a condițiilor de propagare

și ecuațiile care guvernează propagarea undelor electromagnetice, aplicate la condițiile date.

Primele sisteme celulare apărute utilizau celule cu dimensiuni mari (de ordinul zecilor de Km) necesitând pentru analiză modele simple care cuantificau atenuarea de propagare cu ajutorul a câtorva parametrii. Inițial acestea au fost modele empirice dezvoltate pe baza măsurătorilor experimentale.

În prezent scopul sistemelor de comunicații mobile este acela de a asigura accesul în rețea a unui număr în creștere de utilizatori. Aceasta a dus la crearea celulelor de dimensiuni mici (microcelule) în ideea de a reduce zona de acoperire pentru o celulă, crescând astfel posibilitatea de a reutiliza frecvențele făcând astfel față numărului tot mai mare de abonați. Analiza acestor sisteme presupune însă o cunoaștere mult mai detaliată a caracteristicilor propagării undelor radio. Aceasta reprezintă baza pentru dezvoltarea și îmbunătățirea performanțelor sistemelor de comunicații mobile. Deși numeroase cercetări au fost deja realizate, rămâne încă nevoia de a cunoaște mai în profunzime mecanismul complex care guvernează propagarea radio.

Aplicarea modelelor de predicție empirice (bazate pe măsurători) în cazul microcelulelor nu duce la rezultate satisfăcătoare, erori considerabile fiind constatate mai ales în zonele urbane cu o densitate ridicată. Noile tehnici folosite, bazate pe calculul numeric al traseelor probabile de propagare („ray tracing techniques“) sunt capabile să determine traseele dominante de propagare iar acuratețea predicției este net superioară modelelor empirice.

Una din dificultățile majore în dezvoltarea unui model de predicție pentru un anumit mediu de propagare o constituie faptul că nu există două zone identice din punct de vedere al geografiei terenului și al amplasării clădirilor. De aceea este dificil de utilizat în general un model creat doar pentru o anumită zonă.

Lucrarea de față se referă la modelarea propagării undelor radio în mediile urbane care a crescut în importanță odată cu dezvoltarea sistemelor comerciale de comunicații mobile și continuă să reprezinte un domeniu de cercetare de interes major. Rețelele de comunicații mobile din aceste zone au fost dezvoltate în ideea asigurării accesului la un număr sporit de servicii și facilități, la orice moment de timp și din orice poziție. Pe de altă parte în zonele urbane există arii sau clădiri în care utilizarea sistemelor de comunicații mobile este interzisă (cum ar fi penitenciarele) sau poate deveni periculoasă datorită interferenței cu alte echipamente electronice (de exemplu aparatura medicală din spitale). Prin urmare, în paralel cu eforturile depuse pentru asigurarea accesului la rețeaua de comunicații, au fost demarate programe de cercetare privind metode pentru detecția și localizarea utilizării ilicite a mobilelor.



*Prezenta teză de doctorat reliefează activitatea de cercetare depusă de autor în cadrul unui proiect european al cărui obiectiv l-a constituit dezvoltarea unei metode originale pentru detecția și localizarea unor transmisii GSM ilicite în interiorul unor zone de maximă securitate (penitenciare). În cele ce urmează vor fi prezentate contribuțiile personale ale autorului la analiza și cunoașterea detaliată canalului radio în cazul radiocomunicațiilor mobile, la aprofundarea modelelor de propagare existente, precum și crearea unui nou model pentru o predicție cât mai eficientă a propagării undelor radio în interiorul clădirilor.*

Prima parte a acestei lucrări prezintă un studiu amănunțit asupra principalelor sisteme de telefonie mobilă aflate în exploatare în lumea întreagă. Principalele caracteristici ale acestora, aria lor de utilizare, momentul apariției și etapele de dezvoltare au fost minuțios analizate. Accentul a fost pus în principal pe aprofundarea studiului interfeței radio așa cum este utilizată de fiecare sistem în parte, cunoașterea diferențelor specifice fiind de o deosebită importanță. Ca rezultat al acestei cercetări a fost realizată o comparație între caracteristicile principalelor sisteme, în scopul de a facilita înțelegerea mecanismului propagării undelor radio prin evidențierea metodelor de utilizare eficiente a spectrului de frecvențe alocat, folosite de fiecare sistem în parte.

În capitolul următor va fi prezentată o analiză detaliată efectuată de autor asupra principalelor mecanisme ale propagării undelor radio și vor fi discutate rezultate legate de parametrii canalului radio și tehnicile de măsurare. O atenție deosebită va fi alocată studiului fenomenului de propagare pe trasee multiple cât și a efectelor pe care le produce acesta și anume fluctuațiile amplitudinii, fazei și unghiului sub care sosește semnalul recepționat, numite fading multitraseu.

În continuare vor fi detaliate rezultatele studiului efectuat asupra principalelor tipuri de medii de propagare pentru zonele urbane fiind realizată o clasificare sistematică a acestora. Algoritmii de calcul specifici metodelor de simulare computerizată care au fost analizate de autor precum și modul de abordare specific fiecărei situații vor fi descrise în lucrare, pe baza acestei clasificări, cu referire la modelele de simulare dezvoltate în cadrul proiectelor europene. Această analiză se concentrează asupra principalelor trăsături ale acestor modele cât și asupra motivelor pe baza cărora au fost elaborate.

În partea a doua a acestei lucrări vor fi prezentate mai întâi rezultatele măsurătorilor experimentale efectuate de către autor pe parcursul derulării proiectului european de cercetare. Vor fi evidențiate mediile de propagare specifice în care s-a efectuat studiul precum și criteriile pe baza cărora au fost stabilite scenariile de propagare investigate. Plecând de la acestea vor fi descrise programele de simulare computerizată pe baza cărora s-a realizat analiza fenomenului propagării undelor radio. Ca rezultat al cercetărilor întreprinse de autor a fost dezvoltat un model matematic al canalului radio. Pe baza acestuia o soluție originală de predicție a propagării în interiorul și în imediata vecinătate a clădirilor a fost creată implementată de către autor.

Metoda este derivată dintr-un model clasic de calcul al traseelor de propagare în care au fost înglobate ecuațiile modelului de canal radio dezvoltat, precum și datele obținute în urma campaniilor de măsurători experimentale prezentate mai sus. Rezultatul se prezintă sub forma unui program de simulare computerizată de mare viteză bazat pe un algoritm de calcul și lansare de trasee de propagare („ray launching algorithm”) cu ajutorul căruia poate fi analizată propagarea undelor radio atât într-un mediu urban cu densitate ridicată a construcțiilor cât și în interiorul clădirilor. De asemenea pot fi evaluate caracteristicile canalului de propagare atât în domeniul de bandă îngustă cât și pe baza analizei răspunsului la impuls (bandă largă).

Prin analiza rezultatelor măsurătorilor experimentale cât și a rezultatelor modelului de predicție a fost demonstrată viabilitatea metodei de detecție și localizare a transmisiilor ilicite în mediile urbane.

Rezultatul acestei cercetări a fost concretizat într-o metodă originală de localizare precisă a unui terminal mobil în interiorul unei clădiri, prin măsurători pasive care nu interferează cu rețeaua.

Principala consecință a activității de cercetare depusă de autor a fost apariția oportunității creării unui sistem profesional de supraveghere a clădirilor cu destinații speciale (spitale, închisori) și care se află în prezent în faza de exploatare industrială.

## *Capitolul I*

### **Analiza caracteristicilor de bază ale principalelor sisteme de comunicații mobile**

Secolul XX este martorul dezvoltării explozive a sistemelor de radiocomunicații publice a căror obiectiv major este de a permite stabilirea de legături sigure și rapide oriunde pe glob, atât în ceea ce privește comunicarea inter-umană cât și transmisiile de date.

Sistemele celulare și cele cordless care se impun tot mai mult în ultimii ani satisfac într-o tot mai mare măsură acest obiectiv, chiar dacă cu anumite restricții. Astfel sistemele celulare realizează o comunicare de calitate dar numai în limita ariilor de acoperire, iar sistemele cordless reprezintă o alternativă “fără fir” la telefonia clasică. Totuși dezvoltarea continuă a acestor sisteme reprezintă etapa necesară pentru trecerea la un sistem de telecomunicații personale global.

*În acest capitol va fi prezentată sub formă sintetică rezultatul activității de documentare întreprinsă de autor cu privire la evoluția principalelor sisteme de comunicații mobile. Cunoașterea în detaliu a caracteristicilor acestor, a ariei de utilizare, a particularităților fiecărui sistem reprezintă un punct esențial de start în studiul canalului radio mobil.*

Vor fi descrise principalele tehnologii utilizate de către acestea cu scopul de a crea o imagine de ansamblu asupra performanțelor și deficiențelor existente la ora actuală în acest domeniu. În principal a fost analizată interfața radio așa cum este specificată pentru fiecare sistem în parte, cunoașterea diferențelor specifice fiind de o deosebită importanță. Ca rezultat al acestei cercetări a fost realizată o comparație între caracteristicile principalelor sisteme, în scopul de a facilita înțelegerea mecanismului propagării undelor radio prin evidențierea metodelor de utilizare eficiente a spectrului de frecvențe alocat, folosite de fiecare sistem în parte.

## 1.1. Sistemele celulare

Radiotelefonie celulară poate fi privită ca și cea mai timpurie formă de radiocomunicații personale. Primele sisteme celulare au fost introduse în anii 70 de către Bell Laboratories în Statele Unite, cunoscute sub denumirea de AMPS (“Advanced Mobile Phone Service”). Așa cum se va prezenta în continuare, sisteme similare au fost introduse ulterior în lumea întreagă, realizând ceea ce se numește “prima generație” de sisteme celulare. Acestea utilizau modulația analogică continuă de frecvență (FM) pentru transmiterea vorbirii și modulația analogică discretă de frecvență (FSK) pentru semnalizări. Apelurile individuale foloseau frecvențe diferite iar spectrul era partajat prin metoda de acces multiplu cu divizare în frecvență.

Trăsătura distinctivă [16] a sistemelor celulare în comparație cu sistemele anterioare de radiocomunicații era utilizarea a numeroase stații de bază cu arii relativ mici de acoperire ( km – zeci de km). Fiecare frecvență era utilizată simultan de către mai multe perechi stații de bază – mobil, iar această reutilizare a frecvențelor permitea o mai mare densitate de utilizatori în aceeași bandă de frecvențe decât sistemele anterioare. De asemenea capacitatea sistemelor celulare a putut fi mărită ulterior prin reducerea dimensiunii celulelor (sub 1 km), această soluție permițând de altfel și reducerea puterii necesare în emisie și implicit reducerea dimensiunilor telefoanelor portabile. Pe de altă parte prin introducerea sistemelor celulare a fost realizată și acoperirea continuă a unor zone întinse, prin procedurile de preluare (“handover”) a unității mobile atunci când aceasta trece dintr-o celulă în alta.

### 1.1.1. Sisteme celulare analogice

În Statele Unite, pentru telefonie celulară au fost alocați 50 MHz în benzile de 824-849 MHz și 869-894, licența de utilizare fiind acordată la doi operatori (25 MHz fiecare). În conformitate cu standardul AMPS, spectrul a fost împărțit în 832 de canale, fiecare cu o lărgime de 30 KHz. Modulația continuă de frecvență cu 8 KHz deviație era utilizată pentru voce, iar canalele de semnalizare foloseau FSK cu un debit de 10 Kb/s. Planul de reutilizare a frecvențelor prevedea împărțirea acestora pe grupuri de 12 – în cazul folosirii antenelor omnidirecționale – sau de 7 – pentru celule sectorizate. Sistemul celular AMPS a fost introdus în 1983, iar în prezent este folosit de circa 20 milioane de utilizatori în SUA, Canada, America de Sus și Australia.

În Europa au fost dezvoltate mai multe sisteme celulare analogice similare cu AMPS, principalele fiind: TACS (“Total Access Communications System”) în Marea Britanie, Italia, Spania, Austria și Irlanda; NMT (“Nordic Mobile

Telephone”); C-450 în Germania și Portugalia; Radiocom 2000 în Franța și RTMS (“Radio Telephone Mobile System”) în Italia.

Caracteristicile [13] acestor sisteme sunt prezentate în tabelul 1. Numărul total de utilizatori pentru aceste sisteme este în jur de 8 milioane.

Sistem	Țară	Frecvențe (MHz)	Canale	Utilizatori
AMPS	America, Australia	824-849/869-894	30	832
TACS	Europa	890-915/935-960	25	1000
ETACS	Marea Britanie	872-905/917-950	25	1240
NMT 450	Europa	453-457.5/463-467.5	25	180
NMT 900	Europa	890-915/935-960	12.5	1999
C-450	Germania, Portugalia	450-455.74/460-465.74	10	573
RTMS	Italia	450-455/460-465	25	200
RADIOCOM 2000	Franța	192.5-499.5/200.5-207.5	12.5	560
		215.5-233.5/207.5-215.5		640
		165.2-168.4/169.8-173		256
		414.8-418/424.8-428		256
NTT	Japonia	925-940/870-885	25/6.25	600/2400
		915-918.5/860-863.5	6.25	560
		922-925/867-870	6.25	480
JTACS/NTACS	Japonia	915-925/860-870	25/12.5	400/800
		898-901/843-846	25/12.5	120/240
		918.5-922/863.5-867	12.5	280

Tabelul 1.1. Sistemele celulare analogice

În Japonia, au fost alocați în total 56 MHz pentru sistemele celulare analogice. Primul sistem, numit NTT (“Nippon Telephone and Telegraph”), a devenit operațional în anul 1979 în zona orașului Tokyo. Frecvențele utilizate a fost: 925-940 MHz (unitatea mobilă) și 870-885 MHz (stația de bază). Ecartul între canale era de 25 KHz rezultând astfel 600 de canale duplex. Debitul de semnalizare pe canal era de 300 b/s. În 1988 acest sistem a fost îmbunătățit prin creșterea debitului la 2.4 Kb/s, reducerea ecartului la 12.5 KHz și creșterea numărului de canale la 2400 prin întretesere de frecvență. Începând cu 1987, au fost introduse încă două sisteme de mare capacitate, numărul de utilizatori ai sistemelor analogice fiind în prezent de 2,6 milioane.

### 1.1.2. Sisteme celulare digitale

A doua generație de sisteme celulare [12] a devenit viabilă odată cu dezvoltarea tehnicilor de codare la debite scăzute a vorbirii, cât și a creșterii

continue a capacității de integrare a circuitelor. Numerizarea a permis utilizarea unor noi metode de partajare a spectrului prin metode de acces multiplu cu divizare în timp (TDMA) sau în cod (CDMA). Astfel prin combinarea FDMA cu TDMA, într-o celulă dată o singură unitate mobilă utilizează o frecvență dată în momente particulare de timp, iar în cazul CDMA (care utilizează tehnici cu spectru împrăștiat) o frecvență este folosită simultan de către mai mulți utilizatori, iar separarea lor se face prin împrăștierea spectrului cu secvențe de cod diferite.

Sistemele digitale permit creșterea numărului de utilizatori / stație de bază și în aceeași bandă spectrală. Astfel, utilizarea lor în zone urbane cu densitate ridicată este foarte eficientă.

A doua generație de sisteme celulare bazate pe transmisie digitală cunoaște în prezent o dezvoltare spectaculoasă în lumea întreagă. În figura 1.1. este prezentată alocarea frecvențelor [16] în funcție de zona geografică.

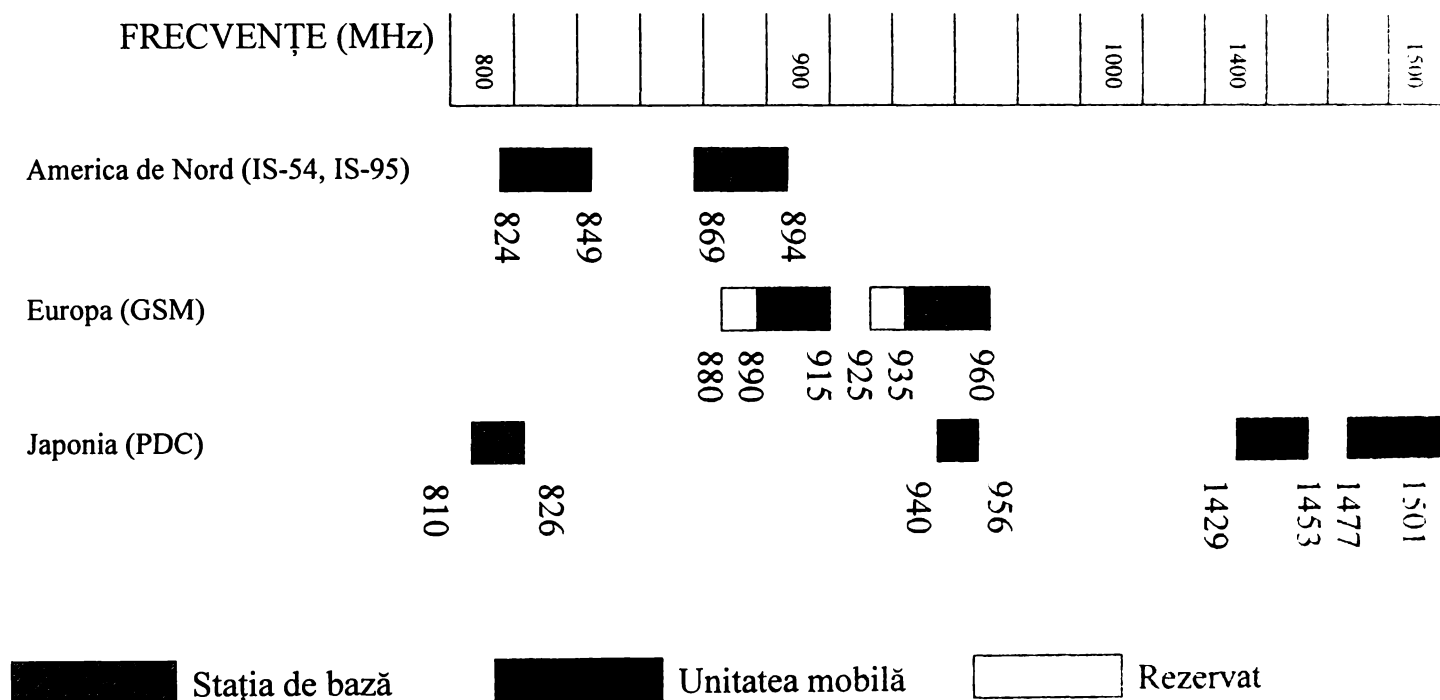


Figura 1.1. Alocarea frecvențelor pentru sistemele celulare digitale

### Sistemul pan-european GSM și sistemul DCS 1800

Numărul mare de sisteme celulare analogice diferite existente în Europa reprezintă un inconvenient din punctul de vedere al utilizatorului. De aceea, a apărut necesitatea de a realiza un sistem comun care să facă față creșterii numărului de utilizatori și care să fie compatibil cu noua tehnologie digitală. Astfel în 1982, la Conferința Europeană de Poștă și Telecomunicații a fost

înființat un grup de cercetare pentru sisteme mobile, care a pus bazele standardului GSM ("Global System for Mobile communications") [12].

Inițial noul sistem a fost conceput pentru a asigura o mai bună calitate a semnalului, pentru a permite realizarea serviciului de roaming oriunde în Europa cât și transmiterea de date, fax, e-mail. Tehnologia folosită a permis însă și o implementare cu costuri scăzute, o potențială creștere a eficienței utilizării spectrului disponibil, un mare grad de flexibilitate și posibilitatea îmbunătățirii ulterioare.

Motivele pentru care a fost preferată o abordare digitală au fost prezentate la începutul acestui paragraf. Ca și metodă de acces multiplu a fost aleasă TDMA cu 8 intervale de timp / canal radio, fiecare utilizator transmițând periodic în oricare interval (cu durata de 0.57 ms) și recepționând în intervalul corespunzător. Activitatea intermitentă a transceiverului stației mobile oferă posibilitatea măsurării adiționale a nivelului de câmp și transmiterea acestuia către stația de bază (informație folosită la efectuarea preluărilor). În cadrul sistemului GSM interferența intersimbol este înlăturată prin folosirea unui egalizor Viterbi, iar interferența creată de propagarea pe trasee multiple este privită ca o formă de diversitate care, în funcție de mediul de propagare, poate reduce semnificativ fluctuațiile. Pe de altă parte, în cazul zonelor urbane dense, metodele amintite mai sus nu sunt suficiente pentru a combate fluctuațiile și de aceea s-a introdus tehnica folosirii salturilor de frecvență (aceasta este schimbată de la un interval temporal la altul). În ceea ce privește transmisiile de date, numeroase servicii sincrone și asincrone sunt prevăzute, în special pentru interconectarea cu modemuri audio (V.22bis, V.32 sau ISDN).

Inițial, sistemul GSM a fost conceput pentru a opera numai în banda de 900 MHz. Odată cu alocarea a 150 MHz în banda de 1800 MHz pentru realizarea sistemului PCN (Personal Communications Network) în Europa, sistemul GSM a fost ales ca și standard pentru implementarea acestei aplicații. Astfel a luat naștere sistemul DCS1800 (Digital Cellular System 1800). În esență este vorba de translatarea specificațiilor GSM la o altă frecvență.

Ca și sistem celular digital, GSM a cunoscut o dezvoltare spectaculoasă în ultimii ani, având în prezent câteva milioane de utilizatori în majoritatea țărilor europene și fiind adoptat și de câteva zeci de țări din afara continentului.

### **Sistemul nord-american IS-54**

Pentru a face față cererii crescânde din partea utilizatorilor de a mări capacitatea sistemelor celulare în zonele urbane dens populate, asociațiile industriilor americane de electronică și telecomunicații au adoptat standardul IS-54 bazat pe TDMA. Acesta păstrează câteva din caracteristicile standardului AMPS pentru a facilita trecerea de la analogic la digital. Astfel, s-a păstrat ecartul de 30 KHz între canale, dar prin utilizarea unei modulații  $\pi/4$  DQPSK se

obține un debit de 48.6 Kb/s. Fiecare pereche de frecvențe poate deservi simultan trei utilizatori datorită folosirii a șase intervale temporale. Astfel standardul IS-54 prezintă o capacitate triplă față de AMPS.

Deoarece IS-54 operează în aceeași bandă de frecvență ca și AMPS putem spune că acesta este un standard dual deoarece permite atât modul de operare analogic cât și cel digital. Această dualitate a fost necesară din motive de compatibilitate cu vechiul standard analogic, pentru că acesta este încă utilizat pe scară largă în zonele suburbane și rurale unde instalarea echipamentelor digitale se realizează mai lent.

Sistemul IS-54 este în prezent utilizat de către majoritatea operatorilor de telefonie celulară din Statele Unite iar numărul de abonați este în continuă creștere.

### **Sistemul nord-american IS-95**

Standardul EIA/TIA IS-95 este bazat pe utilizarea tehnicilor cu spectru împrăștiat (CDMA). Astfel mai mulți utilizatori partajează același canal pentru transmisie. Debitul de date pentru fiecare utilizator este de 9.6 Kb/s. Acesta este împrăștiat cu un factor de 128. Procesul de împrăștiere este diferit pe legătura ascendentă (mobil – stație de bază) față de legătura descendentă (stație de bază – mobil). Pentru legătura descendentă fluxul de date este codat cu un cod convoluțional 1/2, amestecat cu o secvență pseudoaleatoare cu o lungime de maxim  $2^{15}$  chip (simboluri ale secvenței) și împrăștiat pe una din cele 64 de secvențe ortogonale de împrăștiere (funcții Walsh). Fiecărei unități mobile într-o celulă dată îi este asociată o secvență diferită astfel încât se realizează o separare perfectă a utilizatorilor. Pe legătura ascendentă este utilizată o altă tehnică de împrăștiere deoarece fiecare semnal sosește la stația de bază pe un alt canal de propagare. În primul rând datele sunt codate cu un cod convoluțional 1/3. După amestecare, fiecare bloc de șase simboluri este trimis pe una din cele 64 de funcții ortogonale. Această tehnologie duce la o mai mare imunitate la interferență decât tehnicile clasice.

Sistemul IS-95 CDMA oferă un număr de avantaje cum ar fi creșterea capacității (număr de utilizatori), eliminarea necesității de a aloca frecvențe pentru fiecare celulă, flexibilitate la debite diferite de transmisie. În plus, codarea cu debit variabil a vorbirii, controlul puterii, reducerea fluctuațiilor și sistemul avansat de corecție a erorilor contribuie la reducerea puterii necesare în emisie.

La fel ca și IS-54, IS-95 este un standard dual creat pentru banda alocată telefoniei celulare în America de nord și deci poate opera atât în modul CDMA cât și în modul AMPS.



## Sistemul japonez PDC

Cele două sisteme celulare analogice existente în Japonia au fost dezvoltate în mod independent, ceea ce a dus la inconveniente din punctul de vedere al utilizatorului în principal în cazul realizării serviciilor de roaming. Studiul pentru dezvoltarea unui sistem celular digital cu o interfață radio comună a fost inițiat în 1989 de către ministerul japonez de poștă și telecomunicații, iar în 1991 a fost introdus sistemul PDC (“Personal Digital Cellular”).

Acesta este bazat tot pe TDMA, cu trei intervale de timp multiplexate pe aceeași purtătoare, similar cu IS-54. Ecartul între canale este de 25 KHz, rata de semnalizare este de 42 Kb/s iar modulația utilizată este  $\pi/4$ DQPSK. În total pentru PDC sunt alocați 80 MHz în benzile de 810-826/940-956 MHz și 1429-1453/1477-1501 MHz.

În prezent sunt cinci operatori PDC și câteva sute de mii de utilizatori. Popularitatea sa se datorează calității ridicate, a securității și a fiabilității echipamentelor.

## 1.2. Sistemele cordless

### 1.2.1. Prima generație de sisteme analogice cordless

Telefoanele analogice cordless au fost utilizate în SUA începând cu 1984, operând în gama de frecvențe 46.6 – 47.0 MHz (partea fixă) și 49.6 – 50.0 MHz (partea mobilă), împărțite în 10 canale. Lărgimea de bandă pentru emisie era de 20KHz iar puterea efectivă radiată de 20  $\mu$ W (comparativ cu 10 mW în cazul altor sisteme cordless). Pentru semnalul vocal era utilizată modulația analogică de frecvență FM iar pentru semnalizări, codare digitală (din motive de securitate). Se estimează că în prezent sunt 60 de milioane de aparate cordless în această bandă. Deși în prezent sunt disponibile sisteme cordless digitale, este de așteptat ca cele analogice să rămână în continuare foarte populare mai ales datorită prețului scăzut. Datorită numărului mare de utilizatori, cele 10 perechi de frecvențe au devenit insuficiente. De aceea, a fost propusă suplimentarea lor cu încă 15 perechi în benzile de 44 MHz (partea fixă) și 49 MHz (partea mobilă).

În Europa primele telefoane cordless au fost importate din SUA și utilizate ilegal. Ulterior pentru a preveni aceste importuri ilegale în Marea Britanie a fost introdus un standard similar celui american. Acesta a fost MPT 1322 (numit și CT0). Acesta opera pe 8 canale în benzile de 1.7 MHz (partea fixă) și 47.5 MHz (partea mobilă), cele mai multe unități putând accesa doar unul sau două canale. Ulterior, un standard similar a fost adoptat și în Franța. În

prezent se estimează că există câteva milioane de unități, atât legale cât și ilegale.

În restul Europei, ca răspuns la cererea ridicată de astfel de sisteme, a fost dezvoltat standardul CEPT/CT1 (ulterior CT1+, pentru a elibera banda de 900 MHz pentru GSM). Acesta prevede 40 de canale duplex (cu 25 KHz ecart între canale) în banda 914-915/959-960 MHz (80 de canale în banda 885-887/930-932 MHz pentru CT1+), precum și o formă de alocare dinamică a canalului (DCA) prin care una din perechile de frecvențe duplex este alocată la începutul fiecărei convorbiri. Datorită numărului mare de canale și a DCA posibilitatea de blocare este redusă chiar și în zonele dens populate. Cu toate că echipamentele provenite de la diverși furnizori sunt incompatibile, vânzările sunt estimate la 2.7 milioane unități anual și în continuă creștere.

În Japonia, sistemul cordless operează 89 de canale duplex în benzile de 254 MHz (partea mobilă) și 380 MHz (partea fixă), utilizând modulația analogică de frecvență. Ecartul între canale adiacente este de 12.5 KHz iar puterea în emisie 10 mW. Spre deosebire de CT1 există două canale dedicate pentru control care facilitează conexiuni mai rapide. Durata bateriei în "standby" este cuprinsă între 150 și 190 de ore. În prezent sunt utilizate câteva zeci de milioane de unități. În plus, în Japonia există și telefoane cordless de putere foarte redusă (până la 50 nW) operând în jur de 1 GHz dar cu raze scurte de acoperire (10 m).

### *1.2.2. Sisteme cordless digitale*

#### **Standardul CT2/Common Air Interface**

Deficiențele sistemului analogic MPT 1322 (cum ar fi numărul redus de canale și o probabilitate mare de blocare) au stimulat dezvoltarea unui nou standard și anume CT2/CAI. Cea mai importantă calitate a acestuia este formatul digital de transmisie și utilizarea tehnicii TDD (duplex cu divizare în timp). Conform CT2, semnalul vocal este numerizat utilizând un codor ADPCM (adaptive differential pulse code modulation) cu debit de 32 Kb/s. Modulația utilizată este GFSK la un debit de 72 Kb/s de către secvența de date (semnalul vocal numerizat plus datele de control) iar semnalul rezultat este transmis în două cadre de 2 ms. Fiecare cadru cuprinde două secvențe (stație fixă – mobil și mobil – stație fixă). Modul duplex folosit (TDD) prezintă de asemenea numeroase avantaje față de duplexul în frecvență (ca de exemplu posibilitatea alocării de benzi arbitrare de frecvență). Banda de frecvență alocată pentru CT2 constă în 40 de canale cu un ecart de 100 KHz în gama de 864 – 868 MHz și folosind metoda FDMA. Puterea maximă în emisie este de 10 mW. Biții de control sunt protejați la erori iar sistemul este prevăzut cu un mecanism de restabilire a convorbirii pe o altă frecvență în cazul întreruperii mai mult de 3

secunde. Standardul CT2 permite și transmisia de date cu un debit de până la 2.4 Kb/s.

CT2 a fost conceput ca și un sistem telepoint. Acestea sunt sisteme deținute de operatorii publici de telecomunicații și utilizează stații fixe cordless pentru a crea o rețea de comunicații mobile cu largă acoperire (ca de exemplu zone comerciale, industriale etc), dar și cu numeroase dezavantaje față de sistemele celulare (de exemplu imposibilitatea de a primi apeluri). În prezent însă acest sistem este utilizat rar în Europa, fiind însă încă în funcțiune în Asia, cu câteva sute de mii de abonați. În Canada a fost introdusă o variantă îmbunătățită a sistemului și anume CT2+, care alocă 5 din cele 40 de canale pentru semnalizări și care în varianta telepoint permite recepționarea de apeluri. CT2+ operează în banda de 944 – 948 MHz.

În concluzie standardul CT2 reprezintă o opțiune viabilă pentru sistemele cordless și telepoint.

### **Sistemul DECT (“Digital European Cordless Telecommunications”)**

Acest standard [10], [11] a fost dezvoltat cu scopul de a asigura servicii cordless de înaltă calitate în zone cu densitate mare de utilizatori și cu arii restrânse (picocelule), având posibilitatea de a coexista cu alte sisteme deja instalate. Standardul se adresează atât telefoniei cordless private (utilizatori casnici) cât și sistemelor telepoint, PBX cordless și RLL. El permite utilizarea mai multor canale pentru voce și transmisii de date, alocarea lor dinamică pe durata realizării legăturii, facilități de preluare (handover) și de paging.

Funcțional sistemul DECT este mai apropiat de un sistem celular decât de un sistem cordless. Pe de altă parte interfața cu rețelele fixe (PSTN sau ISDN) rămâne aceeași ca și pentru telefonia clasică.

DECT utilizează metodele TDMA și TDD cu 12 sloturi (intervale temporale) pe fiecare purtătoare și pe fiecare direcție. O stație de bază DECT asigură gestiunea mai multor unități mobile pe același transceiver. În plus ea poate alocă mai multe sloturi unui singur apel realizând astfel rate ridicate de transfer. Adicional la avantajele utilizării TDD, posibilitatea alocării dinamice a sloturilor, permite sistemului DECT să regleze traficul în funcție de cerințele de moment.

Inițial pentru acest sistem au fost alocate 10 purtătoare în banda de 1880 – 1900 MHz. Codarea semnalului vocal este realizată la fel ca și la CT2 cu un codor ADPCM.

Standardul DECT a fost realizat pentru implementări cu cost scăzut, flexibilitate și pentru a opera într-un mediu necoordonat. Aceasta înseamnă că stațiile de bază nu trebuie sincronizate. Diverse mecanisme incluzând câmpuri de sincronizare și de paritate permit detectarea coliziunilor și inițierea de acțiuni de corectare cum ar fi preluările. Informațiile referitoare la drepturile de acces,

capacitățile stației de bază, pagingul sunt multiplexate pe un canal de control pentru fiecare apel activ în ideea de a se obține un sistem robust.

În Europa primele echipamente DECT au fost introduse începând cu 1994 iar numărul de utilizatori este în continuă creștere.

În concluzie DECT este un standard flexibil care asigură o gamă largă de servicii pe arii restrânse (picocelule).

### **Standardul PHS (Personal Handyphone System)**

În Japonia sub auspiciile ministerului de poștă și telecomunicații a fost lansat în 1989 un studiu pentru introducerea celei de-a doua generații de sisteme cordless. Rezultatul a fost adoptarea sistemului PHS bazat pe telefonie digitală cordless și pe rețele numerice.

La fel ca și DECT, standardul PHS utilizează TDMA și TDD dar cu 4 canale duplex pe fiecare purtătoare. Debitul pe canalul RF este de 384 Kb/s și a fost ales pentru a minimiza efectele fadingului selectiv în frecvență.

Alocarea în PHS constă în 77 de canale (300 KHz în total) în benzile de 1906.1 – 1918.1 MHz pentru sistemele publice și 1895 – 1906.1 MHz pentru sistemele domestice. Canalele sunt selectate autonom pe baza măsurării nivelului de câmp iar alocarea este dinamică. Modulația utilizată este  $\pi/4$  DQPSK iar puterea medie în transmisie este de 10 mW. Durata unui cadru este de 5 ms iar codarea semnalului vocal se face cu un codor ADPCM ca și la sistemele precedente. În plus față de DECT, canalele de control sunt dedicate.

În prezent în Japonia există 11 regiuni iar în fiecare sunt trei operatori, în total existând aproximativ 6 milioane de abonați.

### **Sistemele WACS (“Wireless Access Communications Systems”) și PACS (“Personal Access Communications Services”)**

Au fost introduse în SUA de către compania Bell. Interfața radio este similară cu cea utilizată pentru sistemele cordless cu diferența că în loc de TDD este utilizată FDD iar frecvențele sunt reutilizate.

Pentru WACS codarea semnalului vocal este realizată la un debit de 32 Kb/s, durata unui cadru este de 2 ms iar modulația utilizată este QPSK. Aplicațiile potențiale sunt în domeniile RLL, servicii publice și radio PBX.

Sistemul PACS a apărut prin combinarea standardelor PCS și PHS în banda de 2GHz, ca un standard industrial.

Principalele caracteristici ale acestor sisteme sunt prezentate în tabelul 1.2.

## Cordless Digital în banda nord americană ISM

În SUA și Canada există un număr de benzi de frecvențe rezervate pentru utilizare industrială, medicală sau științifică. Acestea sunt utilizate și pentru alte scopuri decât radiocomunicațiile. Frecvențele alocate sunt 902 – 928 MHz, 2400 – 2483.5 MHz și 5725 – 5850 MHz.

Sisteme cordless operează fără licență în benzile prezentate mai sus utilizând tehnici cu spectru împrăștiat sau cu salt de frecvență. Puterea în emisie a acestor aparate poate ajunge până la 1 W. Pentru ele însă nu sunt prevăzute standarde, producătorii având întreaga libertate în conceperea echipamentelor.

Duplex	TDD	TDD	TDD	FDD
Banda de frecvențe (MHz)	864-868 944-948	1880-1900	1895-1918	1850-1910/1930-1990
Ecart între purtătoare	100	1728	300	300/300
Număr de purtătoare	40	10	77	16 perechi/10 MHz
Canale pe purtătoare	1	12	4	8/pereche
Debitul în canal (Kb/s)	72	1152	384	384
Modulație	GFSK	GFSK	$\pi/4$ DQPSK	$\pi/4$ DQPSK
Codare voce	32 Kb/s	32 Kb/s	32 Kb/s	32 Kb/s
Puterea medie în emisie (mW)	5	10	10	25
Puterea maximă în emisie (mW)	10	250	80	200
Durata cadrului	2	10	5	2.5

Tabelul 1.2. Principalele caracteristici ale sistemelor digitale cordless

### 1.3. Comparație între sistemele celulare și cele cordless

Din cele prezentate mai sus este clar că există diferențe semnificative între cele două sisteme dar și numeroase caracteristici comune.

În general sistemele cordless sunt optimizate pentru utilizare în medii cvasi statice, cu echipamente cu complexitate redusă și o calitate ridicată a semnalului.

Din contră sistemele celulare sunt optimizate pentru medii de propagare dinamice, accentul fiind pus pe maximizarea eficienței utilizării spectrului. Aceasta duce la creșterea complexității echipamentelor și la un preț mai ridicat.

În tabelul 1.3. sunt prezentate comparativ [16] caracteristicile principale ale celor două sisteme.

Caracteristici		
Dimensiunea celulelor	Mică (50 la 500 m)	Mare (0.5 la 30 Km)
Înălțimea antenei (stația de bază)	Până la 15 m	De la 15 m
Acoperire	Zonală	Pe arii largi
Complexitatea echipamentelor mobile	Redusă	Moderată
Complexitatea stației de bază	Redusă	Ridicată
Acces în frecvență	Partajat	Exclusiv
Implementare		
Putere în emisie (mobil)	5 la 10 mW	100 la 600 mW
Duplex	TDD	FDD
Codare voce	32-Kb/s ADPCM	8 la 13 Kb/s vocoder
Controlul erorilor	CRC	FEC / întrețesere
Combatere propagare multitraseu	Diversitate (opțional)	Diversitate / egalizare

Tabelul 1.3. Comparatie între sistemele celulare și sistemele cordless

Din cele de mai sus se observă diferențe majore apar în special atunci când este vorba despre dimensiunea celulelor și de înălțimea antenei. Din tabel rezultă că cele mai mici celule în cazul sistemelor celulare pot fi echivalate cu celulele de dimensiuni mari ale sistemelor cordless. De asemenea diferențe notabile apar puterii în emisie a terminalului mobil.

Ca și observație finală trebuie precizat însă că datorită tendințelor de creștere explozivă a numărului de utilizatori de sisteme celulare digitale în zonele urbane dens populate, noile generații ale acestor sisteme încep să fie bazate pe celule de acoperire de dimensiuni tot mai reduse (picocelule) pentru a se putea crește capacitatea de trafic. De asemenea noile terminale mobile au tendința de a avea dimensiuni tot mai mici și puteri în emisie tot mai reduse.

## Capitolul II

### Studiul canalului radio pentru comunicațiile mobile

După cum a fost subliniat în secțiunea introductivă analiza sistemelor de comunicații mobile nu poate fi realizată fără o cunoaștere aprofundată a caracteristicilor canalului radio. Acest capitol va prezenta în detaliu studiul efectuat de autor asupra propagării undelor radio. Vor fi investigate principalele mecanisme ale propagării precum și parametrii canalului radio și tehnicile de măsurare a acestuia.

*O atenție deosebită va fi alocată studiului fenomenului de propagare pe trasee multiple cât și a efectelor pe care le produce acesta și anume fluctuațiile amplitudinii, fazei și unghiului sub care sosește semnalul recepționat, numite fading multitraseu.*

De asemenea va fi studiată influența polarizării undelor electromagnetice asupra componentelor multitraseu.

#### 2.1. Propagarea radio

În mediul în care se realizează o comunicație mobilă, o parte a energiei electromagnetice radiate de către stația emițătoare ajunge la stația receptoare pe diferite trasee [2]. De-a lungul acestor trasee, interacțiunile care se realizează între câmpul electromagnetic și diverse obiecte, sunt cunoscute în general ca și mecanismul de propagare. Interacțiunile posibile sunt: reflexii pe suprafețe plane întinse, împrăștieri datorate difuziei pe suprafețe prezentând mici neregularități sau datorită obiectelor de mici dimensiuni, transmisii prin materiale dense cum ar fi pereții sau plafoanele, umbriri datorate obstacolelor (ca de exemplu copacii). Din moment ce lungimea drumului de propagare și direcția de incidență a undelor radio influențate de mediu diferă în mod normal, câmpul electric rezultat este împrăștiat atât în timp cât și în spațiu. Natura dispersivă a mediului este caracterizată de funcția de direcție-întârziere-împrăștiere a câmpului (FDDSF) așa cum este prezentat în figura 2.1.

FDDSF este formată din suprapunerea mai multor componente, fiecare contribuind printr-o anumită undă. Depinzând de tipul de interacțiune de-a lungul traseelor de propagare, aceste componente pot include o parte coerentă și/sau una difuză. Pe suprafețe nu mai mari decât câteva zeci de lungimi de

undă, acestea prezintă fluctuații rapide în principal datorită schimbărilor de fază a undelor implicate. Aceste fluctuații sunt numite *variații pe scară restrânsă*. Pe suprafețe extinse, structura undelor incidente se poate schimba. Lungimea traseului de propagare și direcția de incidență a undelor pot varia astfel încât componenta lor în FDDSF va fi în domeniul direcție-întârziere. În plus, anumite trasee pot fi parțial obstructionate sau pot dispărea, în timp ce altele noi pot rezulta, ca de exemplu în cazul tranziției din situația de vizibilitate directă (LOS) în situația de obstrucție totală (NLOS) și invers. Astfel, anumite componente din FDDSF pot să fie atenuate sau să dispară, în timp ce altele noi pot apărea. Aceste fluctuații sunt numite *variații pe scară largă*.

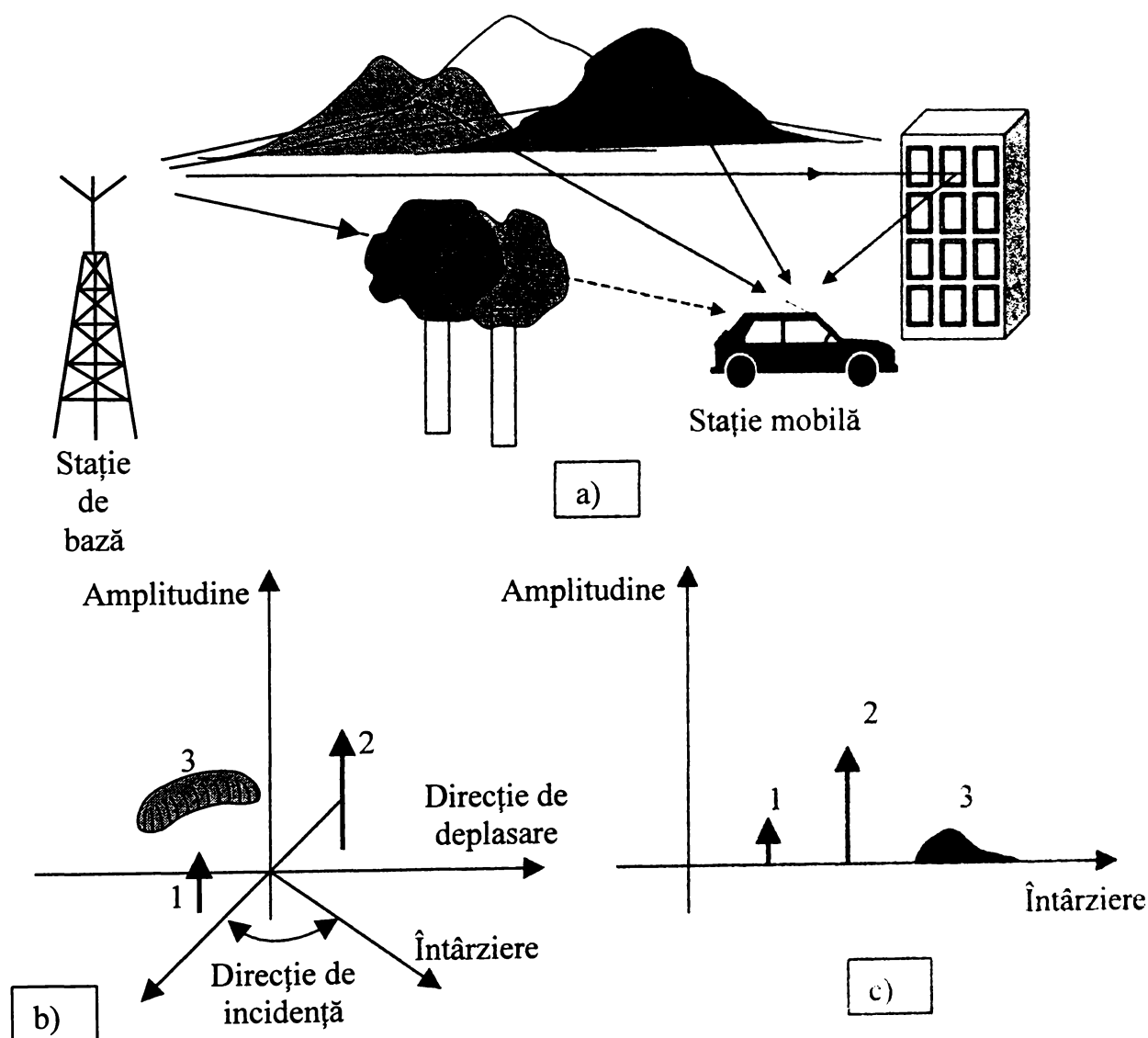


Figura 2.1. Caracterizarea naturii dispersive a canalului radio: a) un scenariu posibil de propagare; b) funcția de direcție-întârziere-împrăștiere a câmpului; c) răspunsul canalului.



Canalul radio cuprinde mediul de propagare cât și antenele de emisie și de recepție. Răspunsul său, cu excepția unei constante de proporționalitate, este dat prin integrarea FDDSF ponderată de modelul de câmp al antenei, cu respectarea direcției de propagare.

Răspunsul canalului (CR) în general păstrează principalele trăsături ale FDDSF, cum ar fi descompunerea în componente în funcție de undele incidente, și comportarea spațială.

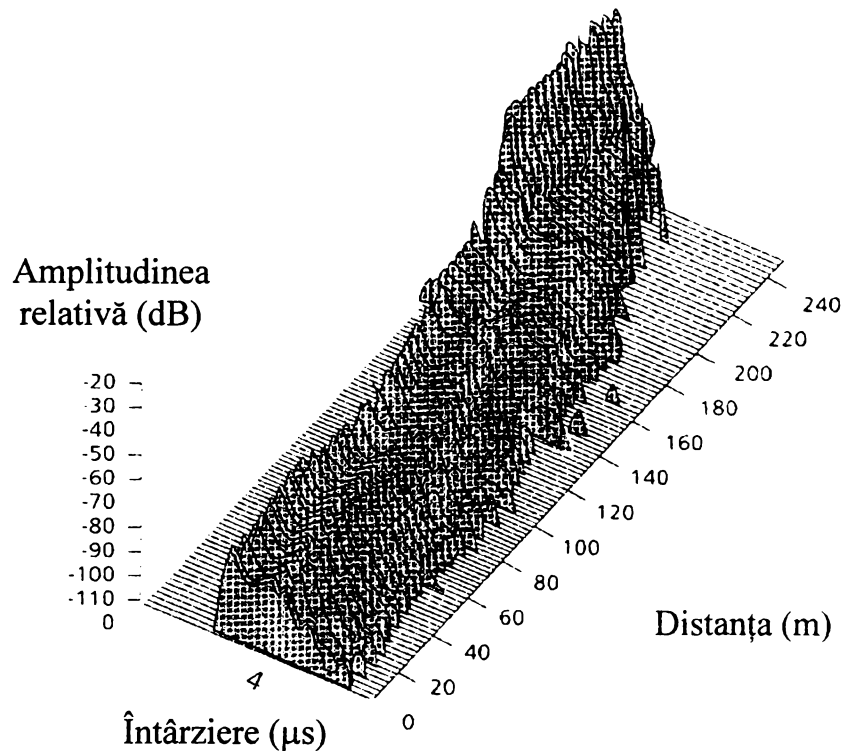


Figura 2.2. Răspunsul canalului măsurat de-a lungul unei traiectorii unde are loc o tranziție de la NOS la LOS (mediu de propagare: microcelule, zonă urbană rezidențială).

Când receptorul se află în mișcare, CR variază în timp în acord cu comportarea în spațiu a FDDSF de-a lungul traiectoriei receptorului. Fluctuațiile în timp ale CR, rezultate din variațiile pe scară largă sau pe scară restrânsă apărute în comportarea canalului, se numesc *variații pe termen lung* (LT), respectiv pe *termen scurt* (ST). Răspunsul canalului radio poate deveni variant în timp și din alte motive, în afară de deplasarea receptorului, cum ar fi modificarea poziției obstacolelor care cauzează dispersii ale undelor radio (autovehicule în microcelule, respectiv oamenii în interiorul clădirilor). Variații în timp mai pot de asemenea să apară și datorită schimbării orientării antenei de recepție datorită faptului că de obicei aceasta este anizotropă, cât și datorită fluctuațiilor în timp ale proprietăților electrice ale unor obstacole. Termenul "CR" în ceea ce urmează, este, fie în sens strict, referindu-se la răspunsul canalului la un moment de timp, fie în sens larg, referindu-se la răspunsul variant în timp sau în spațiu al canalului.

Mediile radio pot fi extrem de diferite unele de altele (cum ar fi mediul din interiorul clădirilor, “indoor”, sau mediul din exteriorul lor “outdoor”). De aceea, scenariul după care se realizează propagarea este fundamental diferit de la un caz la altul. Din acest motiv, au fost identificate mai multe categorii [15], într-o categorie aceste scenarii de propagare fiind presupuse similare. Aceste categorii sunt caracterizate de tipul celulelor de acoperire a teritoriului (tabelul 2.1.) și de tipul zonelor (urbane, suburbane, rurale - în cazul macrocelulelor).

Tipul celulei	Localizarea zonei de acoperire	Numărul de celule
macrocelulă	Deasupra nivelului acoperișurilor	1 - 30
celulă mare (mediu urban)	Deasupra nivelului acoperișurilor	3 - 30
celulă mică (mediu urban)	Deasupra nivelului acoperișurilor	1 - 3
microcelulă	Sub nivelul acoperișurilor sau la același nivel	0.1 - 1
picocelulă	Sub nivelul acoperișurilor sau în interiorul clădirilor	0.01 - 0.1

Tabelul 2.1. *Principalele caracteristici geometrice ale celulelor radio*

Într-o categorie dată există diferențe între mediile de propagare, cum ar fi amplasarea, înălțimea medie, cât și proprietățile electrice ale clădirilor dintr-o zonă urbană, care pot fi privite ca un element aleator. Aceste trăsături specifice ale unui anumit mediu de propagare dintr-o categorie dată, în general nu pot fi descrise complet. În particular, proprietățile electrice și geometrice ale obiectelor care interacționează cu câmpul electric, pot fi specificate cu acuratețe până la un anumit nivel. Această nedeterminare existentă poate fi de asemenea văzută ca o sursă de aleator. O a treia sursă o reprezintă nedeterminarea în ceea ce privește parametrii importanți ai varianței în timp. Nici chiar deplasările receptorului cu viteză constantă nu sunt descrise în întregime. În general, viteza este cunoscută, dar punctul de plecare și direcția de deplasare sunt nedeterminate. Datorită celor trei surse prezentate mai sus, FDDSF și implicit CR, au un caracter aleator.

În conformitate cu practica uzuală, orice caracterizare sau descriere a mediului de propagare sau a canalului care prezintă rezultate legate de dispersia temporală va fi numită de bandă largă “wideband”; în rest se va vorbi de bandă îngustă “narrowband”. Aceeași terminologie este de asemenea utilizată pentru modelele de canale radio. De obicei, termenul “mediu” se referă implicit la

întreaga categorie de medii de propagare, în afara cazului unei mențiuni explicite în text.

## 2.2. Descrierea canalului radio

În studiul sistemelor de comunicații, canalul clasic (ideal) cu zgomot aditiv alb gaussian (AWGN), în care eșantioanele semnalului, presupuse fără interferență intersimbol, sunt afectate de eșantioanele statistic independente ale unui zgomot gaussian, constituie de obicei punctul de plecare în înțelegerea fenomenelor ce afectează performanțele unui sistem. Sursa primară de degradare a performanțelor este zgomotul termic generat în receptor. Deseori interferența externă recepționată de antenă este mult mai importantă decât zgomotul termic. Această interferență externă poate fi uneori caracterizată ca având un spectru de bandă largă, măsurându-se printr-un parametru numit temperatura antenei. Zgomotul termic are, de obicei, o densitate spectrală de putere uniformă în toată banda semnalului și o funcție densitate de probabilitate de valoare medie nulă. La modelarea practică a sistemelor, următorul pas este introducerea filtrelor de bandă limitată. La emisie filtrele servesc, de obicei, la satisfacerea unor necesități referitoare la conținutul spectral. La recepție, filtrul deseori servește ca un filtru adaptat la banda semnalului. Datorită proprietăților de limitare a benzii și distorsiunii de fază a filtrelor, pentru reducerea interferenței intersimbol (ISI) indusă de filtru, se impune o proiectare adecvată a sistemului și utilizarea unor tehnici de egalizare.

Dacă caracteristicile de propagare a canalului radio nu sunt specificate, de obicei se consideră că atenuarea semnalului funcție de distanță este similară cazului propagării peste un spațiu liber (ideal). Modelul unui spațiu liber [5] presupune că zona situată între antena de emisie și recepție este complet degajată de orice obiect ce ar putea absorbi sau reflecta undele radio. De asemenea se consideră că în interiorul acestei zone atmosfera este perfect uniformă și se comportă ca un mediu neabsorbant. În plus, se consideră că Pământul este situat la o distanță infinită de direcția de propagare a semnalului (are coeficientul de reflexie neglijabil). În principiu, în acest model de propagare idealizat, atenuarea undelor de radio frecvență (RF) între emisie și recepție respectă o lege de proporționalitate pătratică. Puterea recepționată în funcție de puterea emisă este atenuată cu un factor,  $L_s(d)$ , numit pierderea pe traseu sau pierderea în spațiu liber (*path loss* sau *free space loss*), sau mai concret: *atenuarea de propagare*. În cazul unei antene de recepție izotropice avem:

$$L_s(d) = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.1.)$$

unde  $d$  este distanța între emițător și receptor, iar  $\lambda$  este lungimea de undă a semnalului ce se propagă. Pentru acest caz de propagare ideală, puterea semnalului recepționat poate fi prezisă.

În cazul canalelor reale, unde semnalul se propagă prin atmosferă la o distanță mică de pământ, modelul de propagare în spațiu liber este inadecvat pentru descrierea canalului și predicția comportării sistemului. Într-un sistem de radiocomunicații mobile, un semnal poate străbate distanța între emisie și recepție pe mai multe căi datorită reflexiei de diverse suprafețe; acest fenomen este cunoscut sub denumirea de *propagare pe trasee multiple* sau *multicale* (*multipath propagation*). El poate cauza fluctuații ale amplitudinii, fazei și unghiului sub care sosește semnalul recepționat, numite *fading multitraseu* (*multipath fading*) [2].

O altă noțiune, *scintilația*, (originară din astronomie) este utilizată pentru descrierea fadingului multitraseu cauzat de schimbările fizice în mediul de propagare, cum sunt variații ale densității de ioni în straturile ionosferei ce reflectă undele radio de înaltă frecvență (HF). Ambele denumiri, fadingul și scintilația, se referă la fluctuații aleatoare ale semnalului sau fluctuații datorită propagării multitraseu. Principala diferență o constituie faptul că scintilația implică particule (ex: ioni) ce sunt mult mai mici decât lungimea de undă.

Datorită acestor fenomene, modelarea unui lanț de transmisie în cazul comunicațiilor mobile care să combată efectele fluctuațiilor, este mult mai complicată decât atunci când se utilizează ca și referință canalul AWGN.

În figura 2.3. este dată o privire de ansamblu asupra manifestării fluctuațiilor în canalele radio. Se începe cu cele două tipuri de fading care caracterizează comunicațiile mobile: fadingul pe scară largă ("large-scale") și fading-ul local ("small-scale").

Fadingul pe scară largă reprezintă atenuarea medie a puterii semnalului sau atenuarea de propagare datorită deplasării receptorului pe o zonă largă. În figura 3, manifestările acestuia sunt arătate în blocurile 1, 2 și 3. Acest fenomen apare datorită contururilor proeminente ale terenului (dealuri, păduri, grupuri de clădiri etc) dintre emițător și receptor. Receptorul este deseori reprezentat ca fiind "umbrit" de astfel de proeminențe. Statistica fadingului pe scară largă oferă un mod de estimare a atenuării de propagare ca o funcție de distanță. Aceasta este prezentată sub forma a doi termeni: pierderea medie pe traseu și o variație normal distribuită (gaussiană) a mediei.

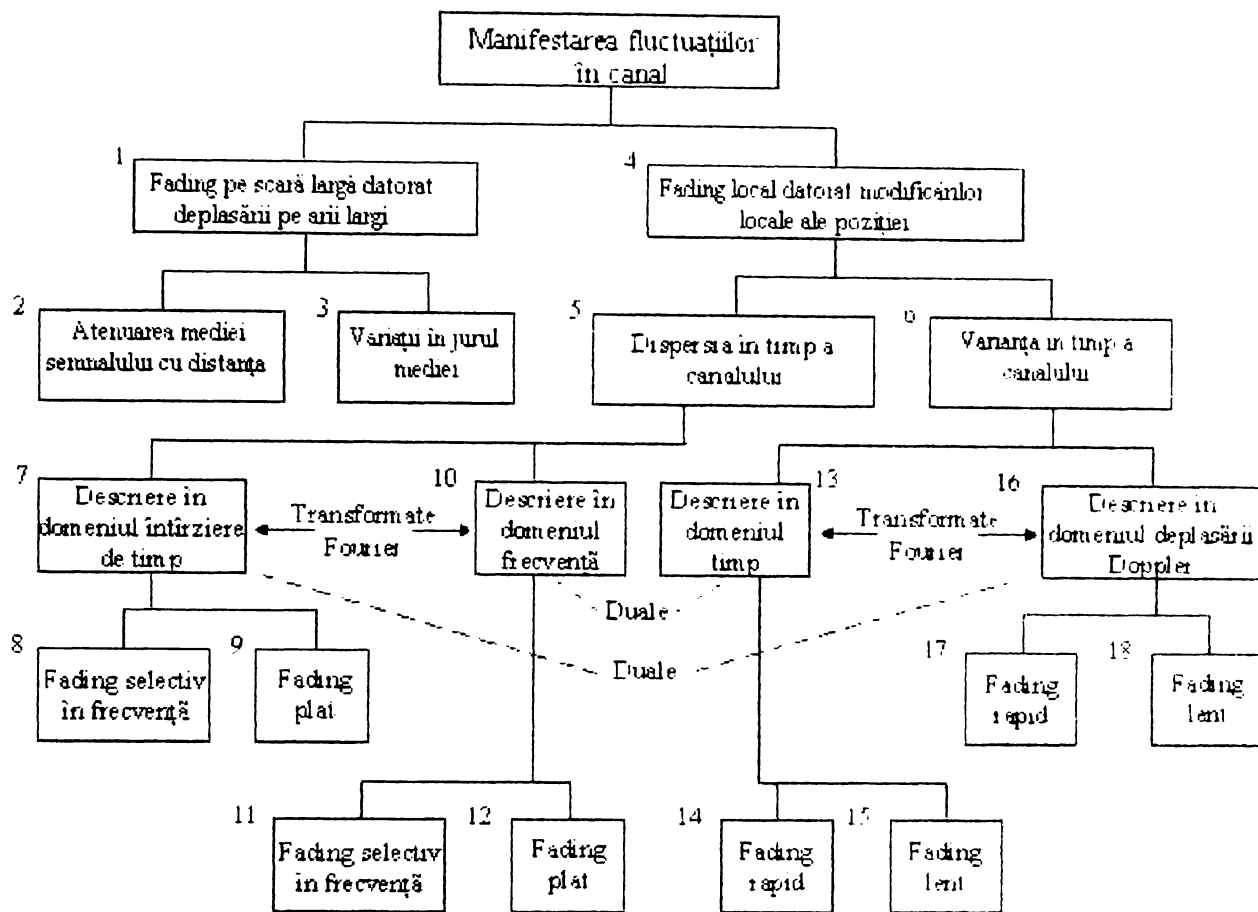


Figura 2.3. Manifestările fluctuațiilor în canal

Fadingul local se referă la schimbări importante în amplitudinea și faza semnalului ce pot fi cunoscute ca rezultat al unor schimbări minore (comparabile cu  $\lambda/2$ ) în spațiul dintre emițător și receptor. După cum se indică în figura 2.3., blocurile 4, 5 și 6, el se manifestă prin două mecanisme numite: împrăștierea semnalului în timp (dispersia semnalului) și caracterul variant în timp al canalului. În cazul aplicațiilor radio mobile, canalul este variant în timp deoarece deplasarea emițătorului și receptorului se concretizează în modificarea traseului de propagare. Viteza cu care se schimbă condițiile de propagare determină viteza fluctuațiilor. Acest fading se mai numește *fading Rayleigh*, deoarece dacă reflexiile pe traseu sunt în număr mare și nu există componentă a semnalului pe linia de vizibilitate directă, anvelopa semnalului recepționat este descrisă din punct de vedere statistic de densitatea de probabilitate Rayleigh. Dacă dominantă este componenta de semnal non-fading, cum ar fi componenta semnalului pe linia de vizibilitate directă, anvelopa fadingului superficial este descrisă de o densitate de probabilitate de tip Riccian [25].

Există trei mecanisme de bază ce influențează propagarea într-un sistem de comunicații mobile: reflexia, difracția și dispersia [48].

- *Reflexia* are loc atunci când o undă electromagnetică ajunge în contact cu o suprafață netedă de dimensiuni mult mai mari ca și lungimea de undă a semnalului de RF,
- *Difracția* se produce atunci când traseul de propagare între emițător și receptor este obstrucționat de obiecte cu dimensiuni mult mai mari ca lungimea de undă a semnalului cauzând unde secundare ce se formează după obstacol. Difracția este un fenomen ce justifică energia radio ce ajunge de la emisie la recepție fără a exista vizibilitate directă între cele două. Deseori difracția mai este numită “umbrire”, pentru că câmpul difractat poate ajunge la receptor chiar când este umbrat de un obstacol impenetrabil,
- *Dispersia* se produce atunci când o undă radio ajunge în contact cu o suprafață denivelată largă sau orice suprafață ale cărei dimensiuni sunt comparabile cu  $\lambda$  sau mai mici ca aceasta, cauzând împrăștierea (dispersia) energiei reflectate în toate direcțiile. Într-un mediu urban obstacolele tipice pentru semnale ce produc dispersia sunt stâlpii de electricitate, indicatoarele pe străzi și frunzișul pomilor.

În figura 2.3. se examinează două manifestări ale fadingului local: împrăștierea în timp (dispersia) a semnalului și caracterul variant în timp al canalului. Aceste examinări sunt făcute în domeniul timp și frecvență, după cum indică în figura 2.3., blocurile 7, 10, 13 și 16. În cazul dispersiei semnalului, tipurile de degradare datorită fadingului se clasifică ca fiind selective în frecvență sau neselective în frecvență (plat), așa cum se arată în blocurile 8, 9, 11, și 12. În ceea ce privește caracterul variant în timp al canalului, tipurile de degradare datorate fadingului se manifestă prin fading rapid sau fading încet (lent), așa cum se arată în blocurile 14, 15, 17, și 18.

Figura 2.4. ilustrează diverse cauze de care trebuie ținut cont la estimarea atenuării de propagare a semnalului pentru o legătură în cazul unui sistem celular.

Aceste cauze sunt:

- Pierderea medie pe traseu ca o funcție de distanță, datorită fadingului pe scară largă,
- Variații în cazul cel mai defavorabil a pierderii medii pe traseu (tipic 6-10dB), sau marginea fadingului pe scară largă,

Marginea fadingului local sau Rayleigh în cazul cel mai defavorabil (tipic 20-30dB).

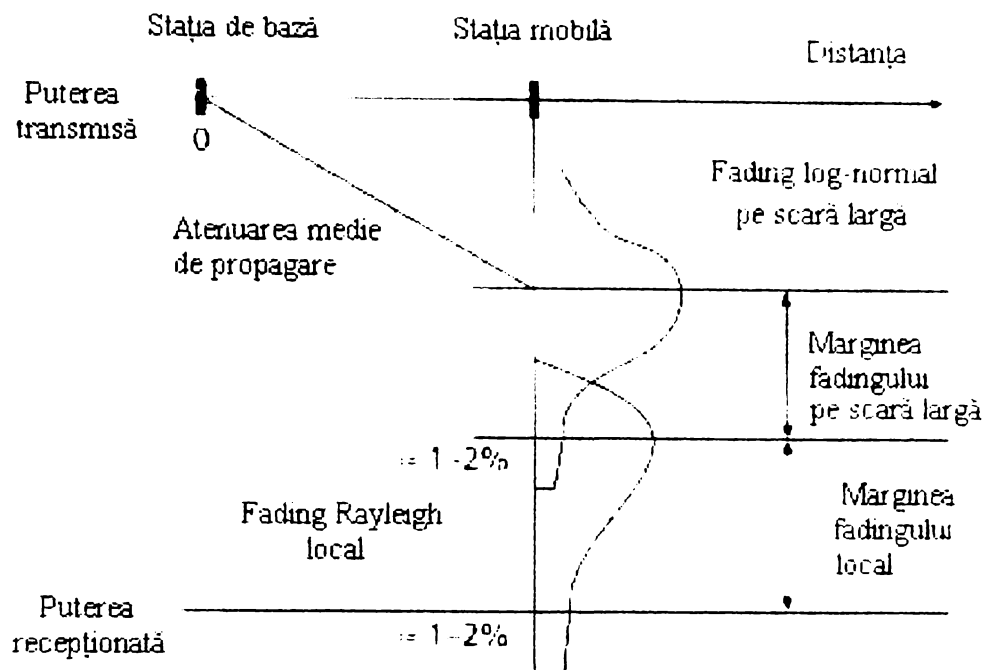


Figura 2.4. Considerații energetice pentru o legătură pe un canal cu fluctuații

În figura 2.4. notațiile “ $\cong 1-2\%$ ” indică o arie propusă (probabilitate), ca un obiectiv de proiectare, sub graficul densității de probabilitate (pdf). Deci, dimensiunea marginii indicate este aleasă astfel încât să permită o putere adecvată a semnalului recepționat pentru aproximativ 98-99% din fiecare tip de fading.

Un semnal recepționat,  $r(t)$ , este în general exprimat în funcție de semnalul transmis,  $s(t)$ , în convoluție cu răspunsul la impuls al canalului,  $h_c(t)$ . Neglijând efectul zgomotului avem [2]:

$$r(t) = s(t) * h_c(t) \quad (2.2.)$$

unde prin \* s-a notat convoluția. În cazul sistemelor radio mobile,  $r(t)$  poate fi exprimat în funcție de două componente aleator variabile, după cum urmează:

$$r(t) = m(t) \times r_0(t) \quad (2.3.)$$

unde  $m(t)$  este numită componenta de fading pe scară largă, și  $r_0(t)$  este numită componenta de fading local. Uneori  $m(t)$  mai este întâlnit sub denumirea de *medie locală* sau *fading gaussian*, pentru că amplitudinea lui  $m(t)$  este descrisă de o densitate de probabilitate gaussiană (sau echivalent, amplitudinea măsurată în dB are o densitate de probabilitate Gaussiană).  $r_0(t)$  este uneori denumită *multitraseru* sau *fading Rayleigh*.

Figura 2.5. ilustrează legătura între fadingul pe scară largă și fadingul local. În figura 2.5.a, este reprezentată punctat puterea semnalului recepționat  $r(t)$  funcție de amplasamentul antenei (de obicei în unități în care este exprimată lungimea de undă) în cazul unui sistem radio mobil. Fadingul local suprapus peste fadingul pe scară largă poate fi identificat cu ușurință. Distanța tipică între valori nule ale semnalului este aproximativ o jumătate de lungime de undă. În figura 2.5.b, fadingul pe scară largă sau media locală,  $m(t)$ , nu a mai fost desenat în scopul vizualizării fadingului local,  $r_0(t)$ , la o putere medie constantă.

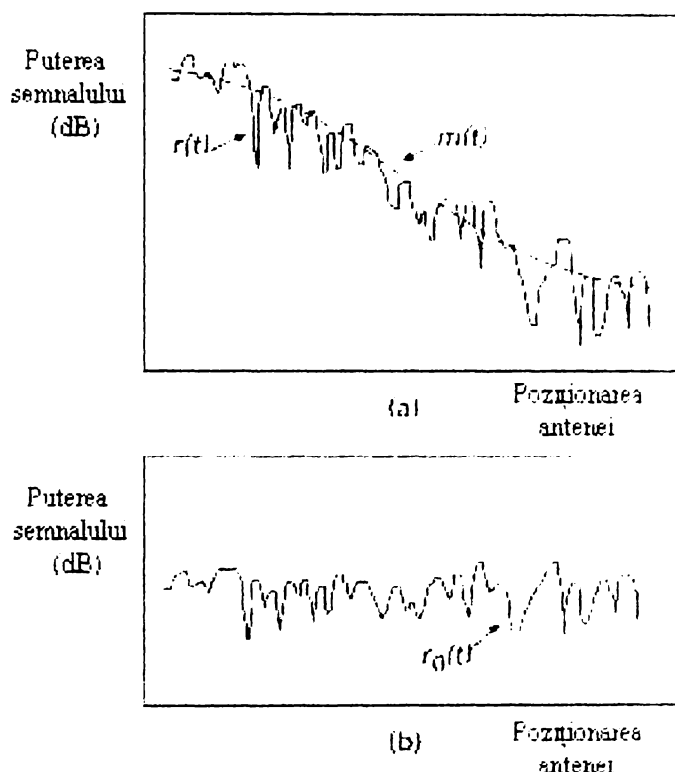


Figura 2.5. Cele două tipuri principale de fluctuații

Calitatea recepției este de obicei exprimată în raport cu atenuarea de propagare. Aceasta poate fi prezisă, pentru un mediu dat, utilizând modele de propagare ca și cele care vor fi prezentate în paragraful următor. Cunoașterea numai a atenuării de propagare, nu este însă suficientă pentru evaluarea performanțelor unui sistem digital de comunicații. Într-adevăr, aceste modele sunt concepute pentru a da rezultate bune numai până la un anumit nivel al distorsiunilor canalului cauzate de dispersia temporală, performanțele lor scăzând drastic după o anumită limită. Astfel, cunoașterea dispersiei temporale, sau în cele din urmă a unei măsuri potrivite a acesteia, este de asemenea necesară pentru a evalua performanțele canalului radio mobil. O astfel de măsură este "întârzierea de împrăștiere" (delay spread), care caracterizează alungirea profilului putere – întârziere (power delay profile PDP). Dispersia temporală cauzează selectivitate în frecvență, aceasta reprezentând fluctuații de



amplitudine ale funcției de transfer a canalului la variații de frecvență. Banda de coerență a canalului este un parametru care descrie rapiditatea acestor variații. O relație de nedeterminare există între delay spread și banda de coerență care stabilește că produsul acestor cantități este mărginit inferior de un număr depinzând de nivelul de coerență (figura 2.6.).

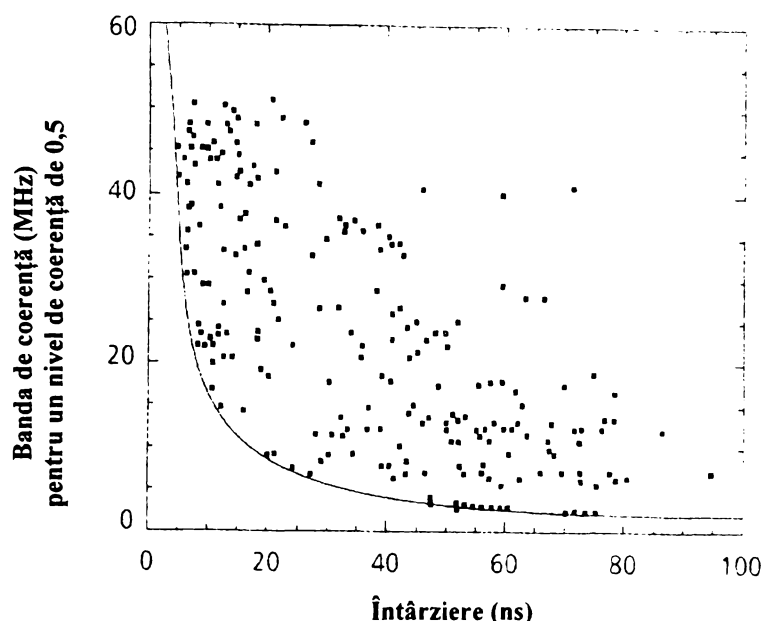


Figura 2.6. Graficul împrăștierii datorate factorului delay spread în cazul măsurării CR într-un mediu indoor. Curba reprezintă marginea inferioară indusă de relația de nedeterminare dintre aceste cantități

### 2.3. Efectul polarizării asupra reflexiei și transmisiei undelor electromagnetice

Doar materialele perfect conductoare reflectă total radiația electromagnetică. În realitate toate suprafețele prezintă proprietăți dielectrice descrise permeabilitate  $\mu$ , permitivitate  $\varepsilon$  și conductivitate  $\sigma$ . Coeficientul de reflexie pentru un conductor real  $R$  se definește ca fiind:

$$R = \frac{E_r}{E_i} \quad (2.4.)$$

unde  $E_r$  și  $E_i$  reprezintă câmpul electromagnetic incident și respectiv cel reflectat. Coeficientul de reflexie variază în funcție de unghiul de incidență, de polarizarea undei electromagnetice, de frecvența acesteia și de caracteristicile materialului. În urma cercetărilor s-a demonstrat că în cazul undelor polarizate

orizontal coeficientul  $R$  variază între 0,6 și 1 în timp ce în cazul polarizării verticale valorile sunt cuprinse între 0 și 1.

Se spune că o undă electromagnetică este polarizată orizontal dacă câmpul electric incident  $E$  este paralel cu suprafața de reflexie în timp ce câmpul magnetic  $H$  este perpendicular pe această suprafață. În cazul polarizării verticale câmpul electric este perpendicular pe suprafața de incidență iar cel magnetic este paralel așa cum se arată și în figură.

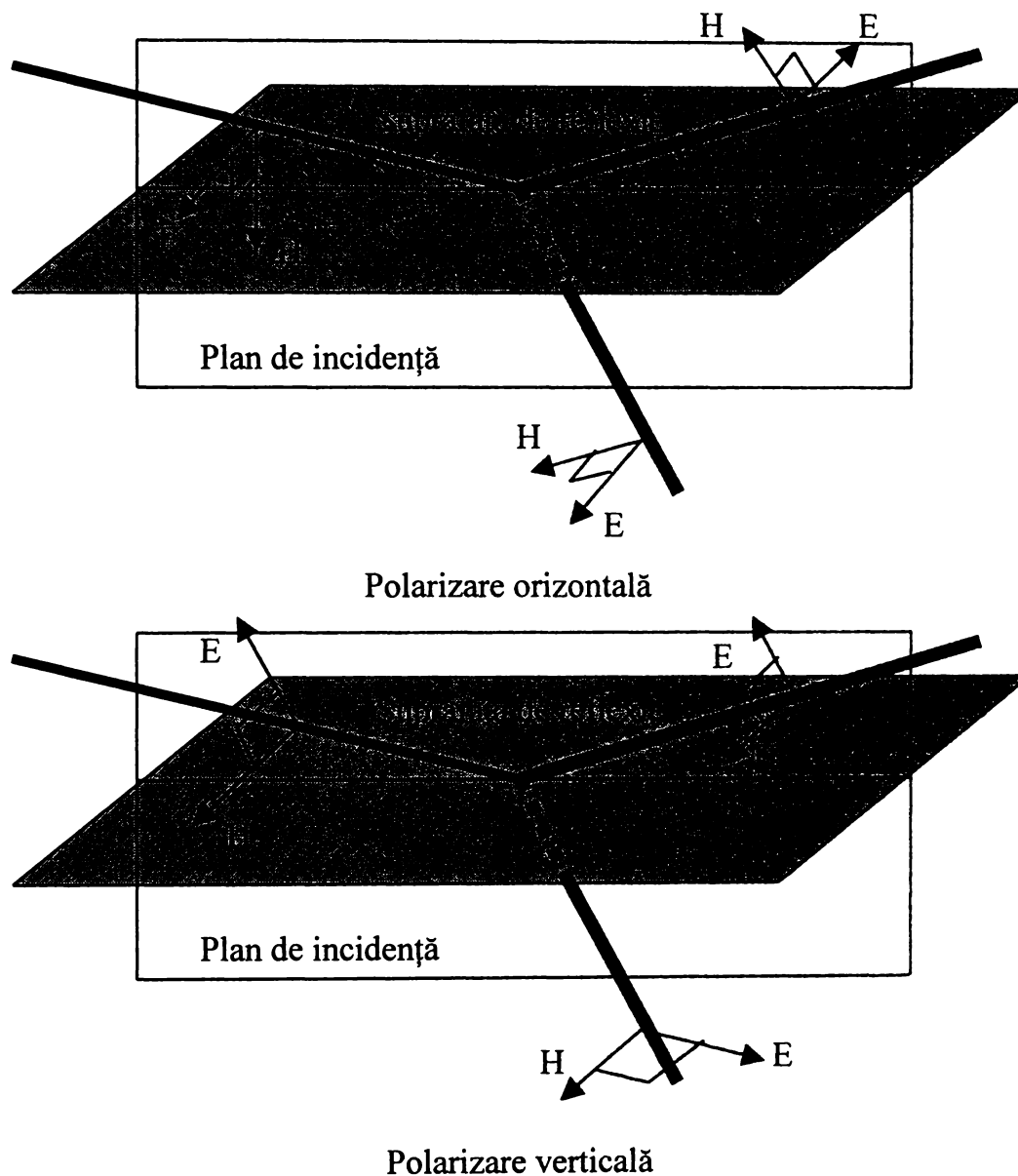


Figura 2.7. Polarizarea undelor electromagnetice

În cazul în care considerăm un plan infinit de separare între două medii dielectrice perfect omogene care au parametri de conductivitate și permitivitate diferiți, se pot defini relații de legătură între unda incidentă și cea reflectată. Efectul polarizării undelor electromagnetice se reflectă în expresia coeficientului de reflexie după cum urmează.

Impedanța intrinsecă a mediului se definește ca și

$$\eta = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega}}} \quad (2.5.)$$

Iar dacă considerăm permeabilitatea relativă  $\mu_r$  pentru materialele nemagnetice ca fiind egală cu unu obținem pentru cele două medii de propagare

$$\eta^2 = \left(\frac{\eta_1}{\eta_2}\right)^2 = \frac{\varepsilon_2 - j\frac{\sigma_2}{\omega}}{\varepsilon_1 - j\frac{\sigma_1}{\omega}} \quad (2.6.)$$

Pe baza acestei constante se poate exprima unda reflectată în funcție de cea incidentă și de unghiul de incidență  $\Psi$  [48]. Prin urmare coeficienții de reflexie  $R_h, R_v$  vor fi:

a) pentru polarizare orizontală

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\sin \Psi - \sqrt{\eta^2 - \cos^2 \Psi}}{\sin \Psi + \sqrt{\eta^2 - \cos^2 \Psi}} = R_h e^{j\phi_h} \quad (2.7.)$$

b) pentru polarizare verticală

$$\frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta^2 \sin \Psi - \sqrt{\eta^2 - \cos^2 \Psi}}{\eta^2 \sin \Psi + \sqrt{\eta^2 - \cos^2 \Psi}} = R_v e^{j\phi_v} \quad (2.8.)$$

Transmisia undelor electromagnetice se definește în mod similar cu reflexia având următoarele relații între unda transmisă și cea reflectată. Analog se definesc coeficienții de transmisie  $T_h, T_v$

a) cazul polarizării orizontale

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{2 \sin \Psi}{\sin \Psi + \sqrt{\eta^2 - \cos^2 \Psi}} = T_h e^{j\phi_h} \quad (2.9.)$$

b) cazul polarizării verticale

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{2\eta^2 \sin \Psi}{\eta^2 \sin \Psi + \sqrt{\eta^2 - \cos^2 \Psi}} = T_v e^{j\phi_v} \quad (2.10.)$$

În practică însă nu se pot presupune cele două medii ca fiind infinite. Cazul cel mai des întâlnit este cel al unui mediu de propagare II separat prin două plane paralele de exterior, respectiv de mediile I și III, așa cum se arată în figură.

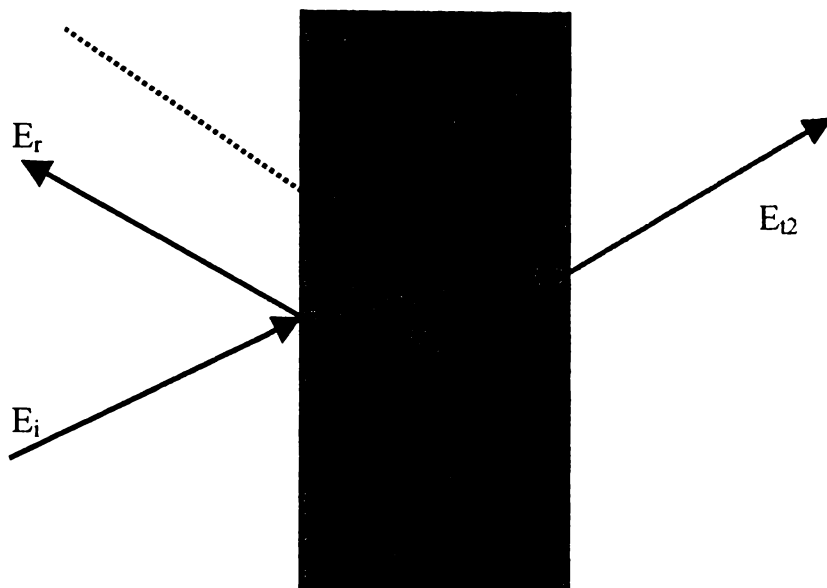


Figura 2.8. *Transmisia printr-un obstacol real*

În acest caz putem exprima unda transmisă prin mediul II în funcție de unda incidentă în mediul I astfel:

a) polarizare orizontală

$$\frac{E_{t2}}{E_i} = \frac{4 \sin \Psi \sqrt{\eta'^2 - \cos^2 \Psi}}{(\sin \Psi + \sqrt{\eta'^2 - \cos^2 \Psi})^2} = T_h e^{-j\phi_h} \quad (2.11.)$$

b) polarizare verticală

$$\frac{E_{t2}}{E_i} = \frac{4\eta'^2 \sin \Psi \sqrt{\eta'^2 - \cos^2 \Psi}}{(\eta'^2 \sin \Psi + \sqrt{\eta'^2 - \cos^2 \Psi})^2} = T_v e^{-j\phi_v} \quad (2.12.)$$

## 2.4. Fadingul pe scară largă: Atenuarea de propagare medie și deviația standard

Pentru un sistem radio mobil, atenuarea medie de propagare [5],  $\bar{L}_p(d)$ , ca funcție de distanța,  $d$ , între emițător și receptor este proporțională cu raportul la puterea  $n$  între distanța  $d$  și o distanță de referință  $d_0$ .

$$\bar{L}_p(d) \approx (d/d_0)^n \quad (2.13.)$$

$L_p(d)$  este deseori exprimat în dB, ca mai jos:

$$\bar{L}_p(d) \text{ (dB)} = L_s(d_0) \text{ (dB)} + 10n \log(d/d_0) \quad (2.14.)$$

Distanța de referință,  $d_0$ , corespunde unui punct localizat într-un câmp îndepărtat de antenă. Tipic, valoarea lui  $d_0$  este considerată 1 Km în cazul celulelor mari, 100 metrii pentru celule mici și 1 metru pentru comunicații mobile în interiorul clădirilor.  $\bar{L}_p(d)$  reprezintă pierderea medie pe traseu pentru o valoare dată lui  $d$ . Regresia liniară pentru un estimat mediu pătratic minimum (MMSE) conform unui  $\bar{L}_p(d)$  funcție de distanță, reprezentată pe o scară logaritmică (pentru distanțe mai mari ca  $d_0$ ) urmărește o dreaptă cu o cădere de  $10n$  dB/decadă. Valoarea exponentului  $n$  depinde de frecvență, înălțimea antenei și mediul de propagare. În spațiu liber,  $n = 2$ , cum se vede în (1). În prezența unui ghid de undă foarte centrat (cum sunt străzile urbane),  $n$  poate lua valori mai mici decât 2. Dacă există obstrucții,  $n$  poate fi mai mare decât 2. Atenuarea de propagare  $L_s(d_0)$  într-un punct de referință situat la distanța  $d_0$  de emițător este obținută în mod curent prin măsurători de câmp sau calcule utilizând formula pierderii pe traseu în spațiu liber dată de (1). În figura 2.9. se prezintă diagrama atenuării de propagare în funcție de distanță, pe baza unor măsurători efectuate în câteva orașe din Germania. Aici pierderea pe traseu a fost măsurată raportată la măsurătoarea în spațiu liber la distanța  $d_0 = 100$  m. De asemenea sunt prezentate dreptele pentru diferite valori ale exponentului  $n$ .

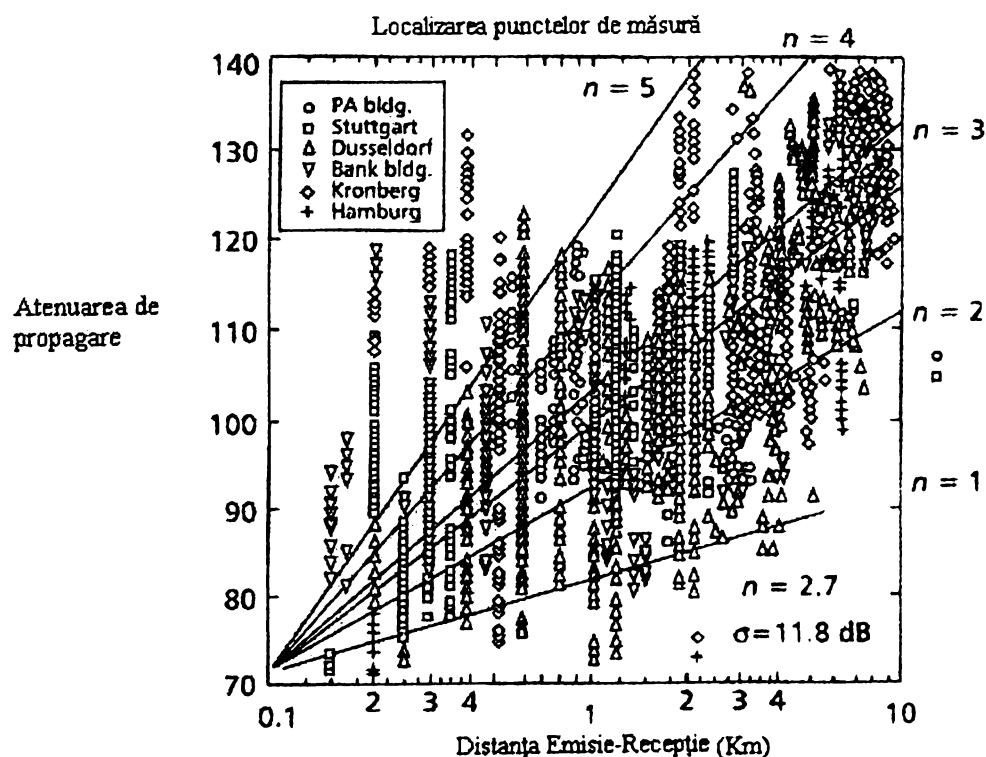


Figura 2.9. Atenuarea de propagare în funcție de distanță, măsurată în câteva orașe germane

Atenuarea de propagare în funcție de distanță exprimată în (2.14.) este o medie, și de aceea nu este adecvată pentru descrierea oricăror trasee de semnal. Sunt necesare variații ale mediei, deoarece mediul de propagare, în cazul diverselor amplasamente, poate să difere cu mult, chiar dacă distanța dintre emițător și receptor este aceeași. Figura 2.9. ilustrează faptul că variațiile atenuării de propagare pot fi destul de largi.

Măsurătorile [35] au arătat că pentru orice valoare a lui  $d$ , atenuarea de propagare  $L_p(d)$  este o variabilă aleatoare având o distribuție log-normală în jurul valorii medii dependente de distanță  $\bar{L}_p(d)$ . Astfel,  $L_p(d)$  poate fi exprimată funcție de  $\bar{L}_p(d)$  plus o variabilă aleatoare  $X_\sigma$  după cum urmează:

$$L_p(d) \text{ (dB)} = L_s(d_0) \text{ (dB)} + 10n \lg(d/d_0) + X_\sigma \text{ (dB)} \quad (2.15.)$$

unde  $X_\sigma$  reprezintă o variabilă aleatoare gaussiană de valoare medie nulă (în dB) cu deviația standard  $\sigma$  (tot în dB), fiind totodată dependentă de amplasament și de distanță. Alegerea unei valori pentru  $X_\sigma$  este deseori bazată pe măsurători; nu este neobișnuit pentru  $X_\sigma$  să ia valori între 6 – 10 dB sau mai mari. Astfel parametrii necesari pentru descrierea statistică a atenuării de propagare datorită fadingului profund pentru o localizare arbitrară cu o anumită separare între emițător și receptor sunt:

- distanța de referință  $d_0$
- exponentul pierderii pe traseu  $n$
- deviația standard  $\sigma$  a lui  $X_\sigma$

Aceștia sunt o parte din factorii, printre mulți alții, care intervin în măsurătorile și estimările pierderii pe traseu pentru diverse aplicații și configurații.

## 2.5. Fadingul local: Statistici și mecanisme

Atunci când semnalul recepționat este alcătuit din mai multe componente reflectate, plus o componentă importantă pe linia de vizibilitate directă, anvelopa amplitudinii datorită fadingului local are o densitate de probabilitate de tip Riccian. Componenta neafectată de fading este denumită *componentă speculară* („*specular component*”). Dacă amplitudinea acestei componente tinde spre zero, densitatea de probabilitate de tip Riccian aproximează o densitate de probabilitate de tip Rayleigh, exprimată ca:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & \text{pentru } r \geq 0 \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \quad (2.16.)$$

unde  $r$  reprezintă anvelopa amplitudinii semnalului recepționat, și  $2\sigma^2$  reprezintă puterea medie predetectată a semnalului multitraser. Componenta afectată de fluctuații Rayleigh este uneori denumită componentă aleatoare sau de dispersie sau de difuzie. Densitatea de probabilitate de tip Rayleigh rezultă în cazul în care nu există componentă pe linia de vizibilitate directă a semnalului, și ea corespunde cazului cel mai defavorabil. În continuare, se va considera că reducerea raportului semnal/zgomot (SNR) datorită fadingului urmează modelul Rayleigh descris. De asemenea se va considera că propagarea semnalului are loc în banda UHF, în strânsă corelație cu frecvențele utilizate în serviciile celulare și sistemele de comunicații actuale.

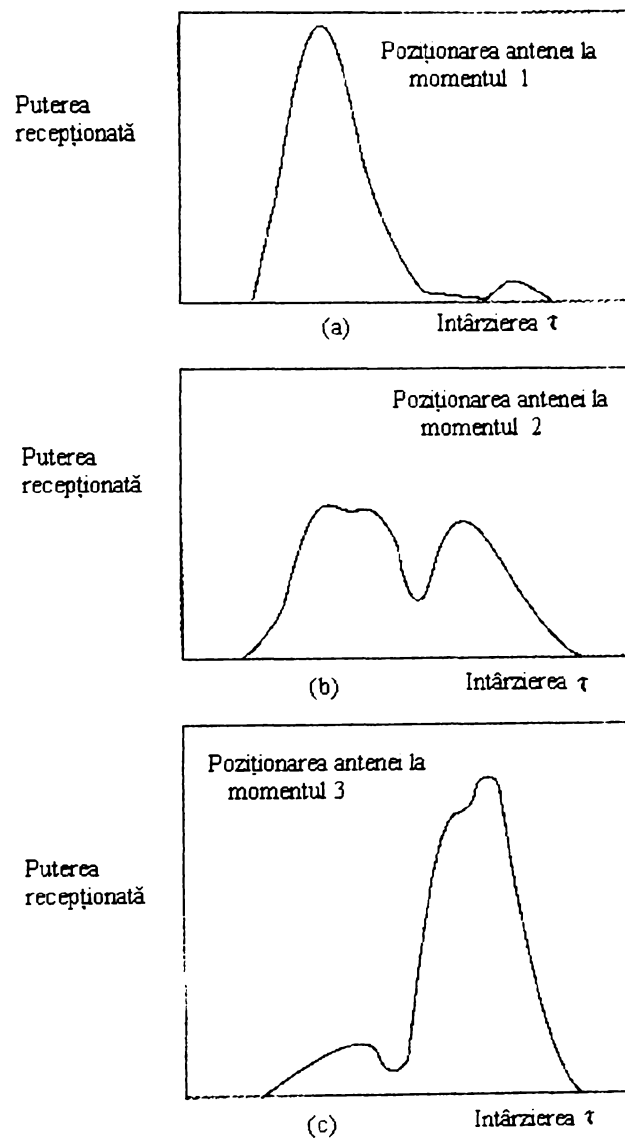


Figura 2.10. Răspunsul unui canal cu propagare pe trasee multiple funcție de timp și de poziția antenei

După cum se indică în figura 2.3., blocurile 4, 5, și 6, fadingul local se manifestă prin două mecanisme:

- dispersia în timp a impulsurilor digitale ce compun semnalul

- caracterul variant în timp al canalului datorită mișcării ( ex: antena de recepție aflată pe o platformă mișcătoare).

În figura 2.10. se ilustrează consecințele celor două manifestări, prin reprezentarea răspunsului unui canal multitraseu la un impuls în funcție de întârziere, având ca referință poziția antenei (sau timpul, considerându-se o viteză constantă de deplasare). În figura se disting două referințe de timp diferite: întârzierea  $\tau$  și timpul de transmisie sau observație  $t$ . Întârzierea se referă la dispersia în timp care rezultă ca urmare a răspunsului la impuls al canalului afectat de fluctuații. Timpul de transmisie este în strânsă legătură cu deplasarea antenei sau modificările spațiale, justificând modificările traseului de propagare ce sunt percepute prin caracterul variant în timp al canalului. Pentru viteză constantă, cum s-a presupus în figura 8, atât poziția antenei cât și timpul de transmisie pot fi utilizate pentru a ilustra caracterul variant în timp al canalului. În figurile 2.10.a – 2.10.c se reprezintă puterea impulsurilor recepționate atunci când antena trece prin poziții situate la distanțe egale. Aici intervalul între două poziții ale antenei este  $0,4\lambda$ , unde  $\lambda$  reprezintă lungimea de undă a purtătoarei.

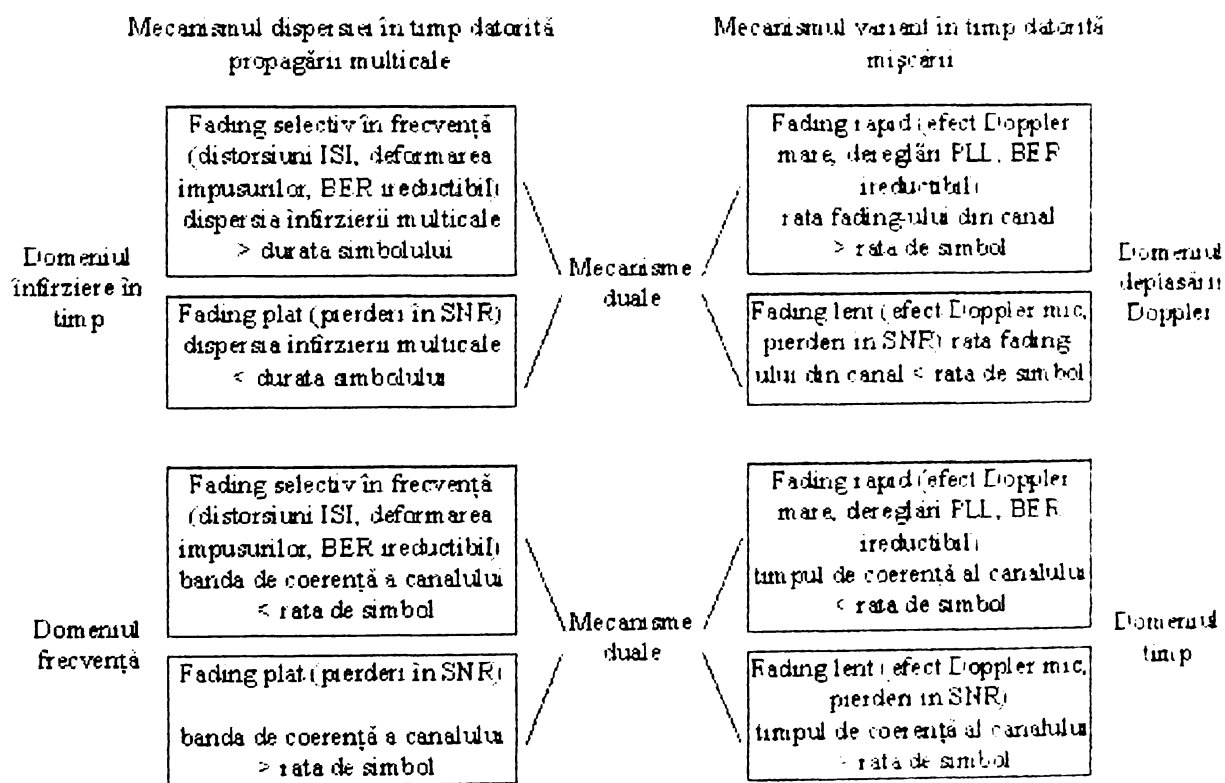


Figura 2.11. Fluctuațiile locale: mecanisme, categorii de degradare, efecte

Figura 2.11. sintetizează cele două mecanisme ale fadingului local, cele două domenii (timp sau întârziere și frecvență sau deplasare Doppler) pentru descrierea fiecărui mecanism, precum și categoriile de degradare pe care fiecare mecanism le implică. De remarcat că orice mecanism caracterizat în domeniul



timp, poate fi la fel de bine descris în domeniul frecvență. Așa cum se arată în figura, mecanismul de dispersie în timp va fi descris în domeniul întârziere ca o împrăștiere datorată întârzierii multitraseu, și în domeniul frecvență ca banda de coerență a canalului. În mod similar, caracterul variant în timp va fi caracterizat în domeniul timp ca timpul de coerență al canalului, și în domeniul frecvență ca un canal cu împrăștiere Doppler. Aceste mecanisme și categoriile de degradare asociate vor fi examinate pe larg în continuare.

### 2.5.1. Descrierea în domeniul întârziere-timp: profilul unui semnal

O cale simplă pentru modelarea fadingului a fost introdusă de Bello în 1963; el a introdus noțiunea de împrăștiere necorelată staționară în sens larg (WSSUS).

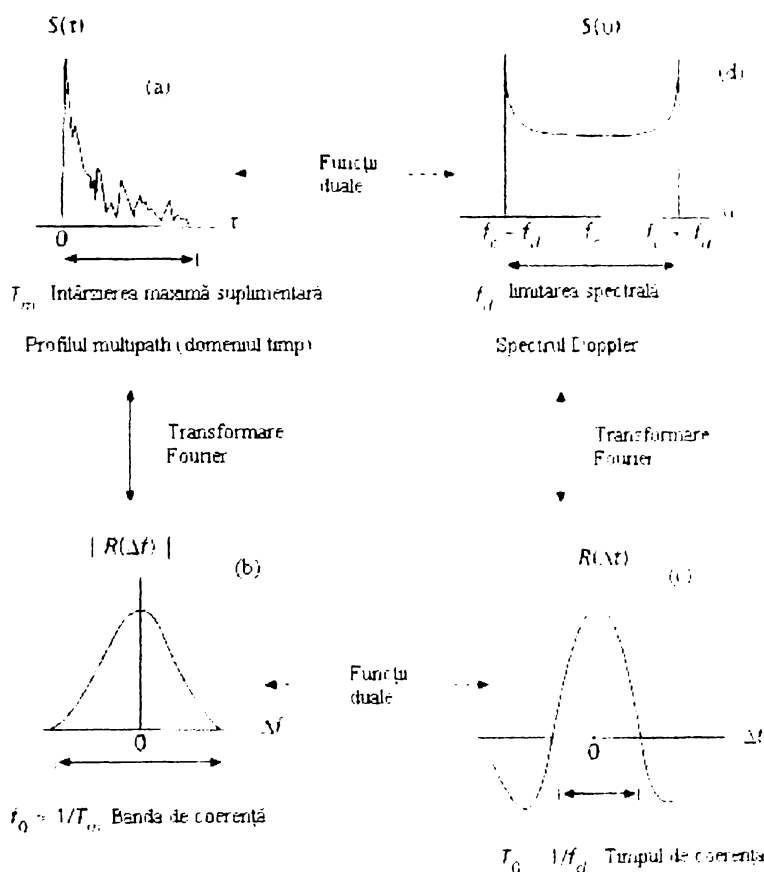


Figura 2.12. Relații de legătură între funcțiile de corelație și funcția densitate de putere

Modelul [30] tratează variațiile semnalului recepționat cu întârzieri diferite ca fiind necorelate. Se poate demonstra, că un astfel de canal este staționar în sens larg atât în domeniul timp cât și în frecvență. Cu un astfel de model al canalului cu fluctuații, Bello a definit un set de funcții aplicabil în orice timp și la orice frecvență. Pentru un canal radio mobil, figura conține patru funcții ce alcătuiesc

acest model. În figura 2.12.a este reprezentată *caracteristica multitraseu-intensitate*,  $S(\tau)$  funcție de întârzierea în timp  $\tau$ . Cunoașterea lui  $S(\tau)$  ne ajută să determinăm cum variază puterea medie recepționată în funcție de întârzierea în timp,  $\tau$  pentru un impuls transmis. Termenul “*întârziere în timp*” este folosit pentru a exprima întârzierea suplimentară. El reprezintă întârzierea de propagare a semnalului ce depășește întârzierea primului semnal sosit la receptor. În cazul unui canal radio, de obicei semnalul recepționat constă din mai multe componente multitraseu, denumite uneori “degete”, datorită formei de reprezentare specifice în domeniul amplitudine-timp. Pentru unele canale, cum ar fi canalul cu dispersie troposferică, semnalele recepționate sunt văzute de multe ori ca fiind formate din componente multitraseu continue. Pentru efectuarea măsurătorilor în scopul determinării profilului canalului e necesară utilizarea semnalelor de bandă largă (impulsuri sau semnale cu spectru împrăștiat). Pentru un singur impuls transmis, durata  $T_m$ , între prima și ultima componentă recepționată, reprezintă *întârzierea suplimentară maximă* în timpul căreia puterea semnalului multitraseu scade la un anumit nivel de prag mai mic decât cea mai mare componentă. Nivelul de prag ar trebui ales la 10 sau 20 dB sub nivelul celei mai mari componente. De reținut că pentru un sistem ideal (întârzierea suplimentară nulă), funcția  $S(\tau)$  ar fi constituită dintr-un impuls ideal cu puterea egală cu puterea medie a întregului semnal recepționat.

### 2.5.2. Categoriile de degradare datorită împrăștierii în timp a semnalului

În cazul unui canal cu fluctuații, legătura între întârzierea suplimentară maximă,  $T_m$ , și durata timpului de simbol,  $T_s$ , poate fi estimată în funcție de două categorii de degradare, *fading selectiv în frecvență* și *fading nonselectiv* sau *fading plat*, așa cum se arată în figura 2.3., blocurile 8 și 9, și figura 9. Se spune că un canal manifestă fading selectiv în frecvență dacă  $T_m > T_s$ . Această condiție este adevărată totdeauna când componentele multitraseu recepționate ale unui simbol se extind dincolo de durata unui simbol. Astfel dispersia multitraseu a unui semnal produce același tip de interferență intersimbol (ISI) ca și distorsiunea cauzată de un filtru electronic. În cazul fadingului selectiv în frecvență, reducerea distorsiunilor este posibilă deoarece multe din componentele multitraseu sunt rezolvate de receptor. Se spune că un canal manifestă un fading nonselectiv sau un fading plat dacă  $T_m < T_s$ . În acest caz, toate componentele multitraseu recepționate ale unui simbol sosesc pe durata timpului de simbol; deci, componentele nu pot fi rejectate. Aici, nu apar distorsiuni ISI produse de canal atâta timp cât împrăștierii în timp a semnalului nu conduce la o acoperire semnificativă a simbolurilor vecine recepționate. Degradarea este încă performantă atâta timp cât componentele fazoriale nerejectabile se pot însuma destructibil pentru a da o reducere substanțială a raportului semnal-zgomot (SNR). De asemenea semnalele ce sunt clasificate ca

manifestând un fading plat pot uneori cauza distorsiuni selective în frecvență. În cazul sistemelor digitale, introducerea unei game vaste de semnale și utilizarea unei codări corectoare de erori constituie calea cea mai eficientă pentru a combate scăderile în SNR.

### 2.5.3. Dispersia semnalului în timp caracterizată în domeniul frecvență

O caracterizare completă a dispersiei semnalului poate fi făcută în mod analog în domeniul frecvență [27]. În figura 2.12b este prezentată funcția  $R(\Delta f)$ , denumită funcție de corelație distribuită în frecvență și care reprezintă transformata Fourier a  $S(\tau)$ .  $R(\Delta f)$  reprezintă corelația între răspunsul canalului la două semnale ca o funcție a diferenței de frecvență între cele două semnale. Poate fi considerată ca o funcție de transfer în frecvență a canalului. Astfel, dispersia în timp poate fi văzută ca și cum ar fi rezultatul unui proces de filtrare. Cunoașterea funcției  $R(\Delta f)$  ne ajută să determinăm corelația între semnalele recepționate ce sunt separate în frecvență cu  $\Delta f = f_1 - f_2$ . Funcția  $R(\Delta f)$  poate fi măsurată prin transmiterea unei perechi de sinusoidale departajate în frecvență cu  $\Delta f$ , intercorelând cele două semnale recepționate, și repetând procesul de mai multe ori prin mărirea  $\Delta f$ . Astfel, măsurarea funcției  $R(\Delta f)$  poate fi făcută cu o sinusoidă a cărei frecvență se află în banda de interes (semnal de bandă largă).

Banda de coerență,  $f_0$ , este o măsură statistică a domeniului de frecvență în care toate componentele spectrale care traversează canalul au un câștig aproximativ egal și o fază liniară. Banda de coerență constituie un domeniu de frecvență pe care componentele spectrale pot fi puternic corelate în amplitudine. Prin urmare acestea sunt afectate de canal într-un mod asemănător, prezentând fading sau nonfading. Se constată că  $f_0$  și  $T_m$  sunt într-o strânsă legătură, putând scrie următoarea relație:

$$f_0 \cong 1/T_m \quad (2.17.)$$

Întârzierea suplimentară maximă,  $T_m$ , nu este în mod necesar cel mai bun indicator al modului în care orice sistem dat va interacționa cu un canal pentru că diferite canale cu aceeași valoare a lui  $T_m$  pot avea profile foarte diferite. O caracterizare mai potrivită a împrăstierii de întârziere este de cele mai multe ori dată funcție de rădăcina medie pătrată a împrăstierii de întârziere (rms delay spread),  $\sigma_\tau$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (2.18.)$$

unde  $\bar{\tau}$  este întârzierea medie în exces,  $(\bar{\tau})^2$  este media pătratică,  $\bar{\tau}$  este momentul de ordinul doi, iar  $\sigma_\tau$  este rădăcina pătrată a momentului central de ordinul doi a  $S(\tau)$ .

Nu există o relație exactă între banda de coerență și dispersia întârzierii, aceasta derivând din analizarea măsurătorilor asupra dispersiei semnalului (utilizând în general tehnici Fourier) pentru anumite tipuri particulare de canale. Câteva relații aproximative au fost sintetizate. Dacă banda de coerență este definită ca un interval de frecvență în care funcția de transfer complexă în frecvență a canalului prezintă o corelație de cel puțin 0.9, atunci aceasta se aproximează prin:

$$f_0 \approx 1/50\sigma_\tau \quad (2.19.)$$

În cazul unui sistem radio mobil, o matrice de obstacole distribuite uniform și radial, toate cu coeficienți de reflexie egali dar independenți, cu unghiuri de reflexie aleatori este în general acceptată ca model de referință pentru zonele urbane. Acest model este denumit model al canalului cu obstacole reflectorizante. Prin utilizarea unui astfel de model, banda de coerență a fost definită ca un interval de frecvență în care funcția de transfer complexă în frecvență a canalului are o corelație de cel puțin 0.5,

$$f_0 = 0.276/\sigma_\tau \quad (2.20.)$$

Pentru caracterizarea efectelor ionosferice se folosește următoarea relație

$$f_0 = 1/2\pi\sigma_\tau \quad (2.21.)$$

O aproximare mai generală pentru  $f_0$ , corespunzând unui interval al benzii având o corelație de cel puțin 0.5, este

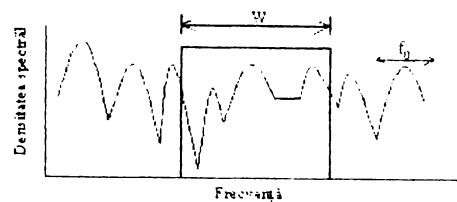
$$f_0 \approx 1/5\sigma_\tau \quad (2.22.)$$

#### **2.5.4. Categoriile de degradare datorită dispersiei în timp a canalului**

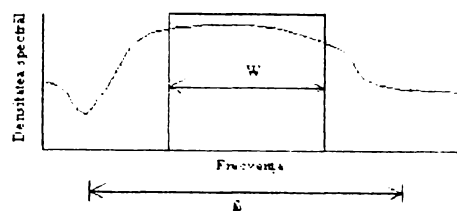
Se spune că un canal este selectiv în frecvență dacă  $f_0 < 1/T_s$ , unde rata simbolurilor  $1/T_s$  se consideră aproximativ egală cu banda semnalului  $W$ . În practică,  $W$  poate diferi de  $1/T_s$  datorită filtrării și tipului de modulație discretă folosit (QPSK, MSK, etc.).

Fluctuațiile selective în frecvență apar dacă există vreo componentă spectrală a unui semnal care este afectată de canal în mod diferit față de celelalte componente ale aceluiași semnal. Cu alte cuvinte, câteva din componentele

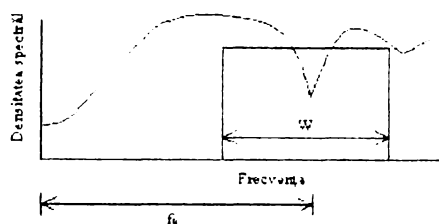
spectrale ale semnalului, care se găsesc în afara benzii de coerență, vor fi afectate diferit (independent) comparativ cu acele componente care se găsesc în interiorul benzii de coerență. Un caz tipic de fluctuații selective este ilustrat în figura 2.13.a.



a) Caz tipic de fluctuație selectivă ( $f_0 < W$ )



b) Caz tipic de fluctuație neselectivă ( $f_0 > W$ )



c) Minimumul funcției de transfer în frecvență se găsește la mijlocul benzii semnalului ( $f_0 > W$ )

Figura 2.13. Relația dintre funcția de transfer în frecvență a canalului și lățimea benzii spectrale a semnalului,  $W$

Fluctuațiile neselective (plate) în frecvență apar atunci când  $f_0 > W$ . Deci toate componentele spectrale ale semnalului vor fi afectate de canal în mod similar. Acesta este ilustrat în figura 2.13.b. Fluctuațiile neselective nu introduc distorsiuni de interferență intersimbol, dar totuși are loc o scădere a performanței datorită scăderii raportului semnal-zgomot. Pentru a elimina interferența intersimbol, canalul trebuie să prezinte fluctuații neselective în frecvență și acesta prin îndeplinirea condiției

$$f_0 > W \approx 1/T_s \quad (2.23.)$$

Deci, banda de coerență  $f_0$  reprezintă o limită superioară a ratei de transmisie care poate fi folosită fără a folosi egalizoare încorporate în receptor.

Pentru cazul fluctuațiilor neselective în frecvență, unde  $f_0 > W$  (sau  $T_m < T_s$ ), figura 2.13.b reprezintă cazul tipic al fluctuației neselective. Totuși, dacă receptorul își modifică poziția, vor apărea situații în care semnalul va prezenta distorsiuni selective în frecvență, chiar dacă  $f_0 > W$ . Acesta se poate vedea în figura 2.13.c, unde minimul funcției de transfer a canalului se găsește chiar la mijlocul benzii semnalului. În acest caz, impulsul din banda de bază va fi distorsionat prin eliminarea componentei continue, apărând probleme de sincronizare. Deci, chiar dacă un canal este definit ca introducând fluctuații neselective în frecvență, vor exista momente când va manifesta fluctuații selective. Este corect de menționat că un canal radio mobil, clasificat ca având fading plat, nu prezintă fluctuații în orice moment. Prin comparație, este clar că în figura 2.13.a fluctuațiile sunt independente de poziție iar fluctuațiile selective de frecvență apar neîntrerupt, nu doar în anumite momente.

### 2.5.5. Exemple tipice de fluctuații selective și neselective în frecvență

Figura 2.14. prezintă câteva exemple de fluctuații neselective și selective în frecvență pentru un sistem de transmisie cu spectru împrăștiat prin secvență directă (DS/SS- *direct-sequence spread-spectrum*).

Și anume, se prezintă trei grafice ale ieșirii unui corelator în funcție de întârziere și în funcție de timp (timpul de transmisie sau de observație). Fiecare grafic a variației amplitudinii în funcție de întârziere este analog cu  $S(\tau)$  în funcție de  $\tau$  din figura 2.12.a. Diferența constă în faptul că aceste amplitudini reprezintă ieșirea unui corelator; deci forma unde este funcție nu doar de răspunsul la impuls a canalului dar și funcție de răspunsul corelatorului. Timpul de întârziere este reprezentat în unități de chip unde *chipul* este definit ca fiind durata minimă a unui element din codul pseudo-aleator cu care se realizează împrăștierea spectrului. Axa timpului de observație este perpendiculară pe planul graficii funcției amplitudine-întârziere. Deși acest exemplu s-a făcut pe o legătură de comunicație satelit-pământ, unde apare fenomenul scintilație, figura 2.14. este o ilustrare utilă pentru trei condiții diferite de canal care pot fi aplicate și pentru un canal pentru radiocomunicații mobile.

Un receptor mobil, privit în domeniul timp, este afectat de schimbarea profilului intensității multitraseru de-a lungul drumului. În figura 2.14.a dispersia semnalului este de ordinul duratei unui chip,  $T_{ch}$ . Într-un sistem tipic DS/SS, banda semnalului cu spectrul împrăștiat este aproximativ egală cu  $1/T_{ch}$ ; deci banda de coerență normalizată,  $f_0 T_{ch}$ , este aproximativ unitară și implică egalitatea între banda de coerență și banda semnalului cu spectrul împrăștiat. Acesta descrie un canal care se poate numi neselectiv sau puțin selectiv în frecvență.

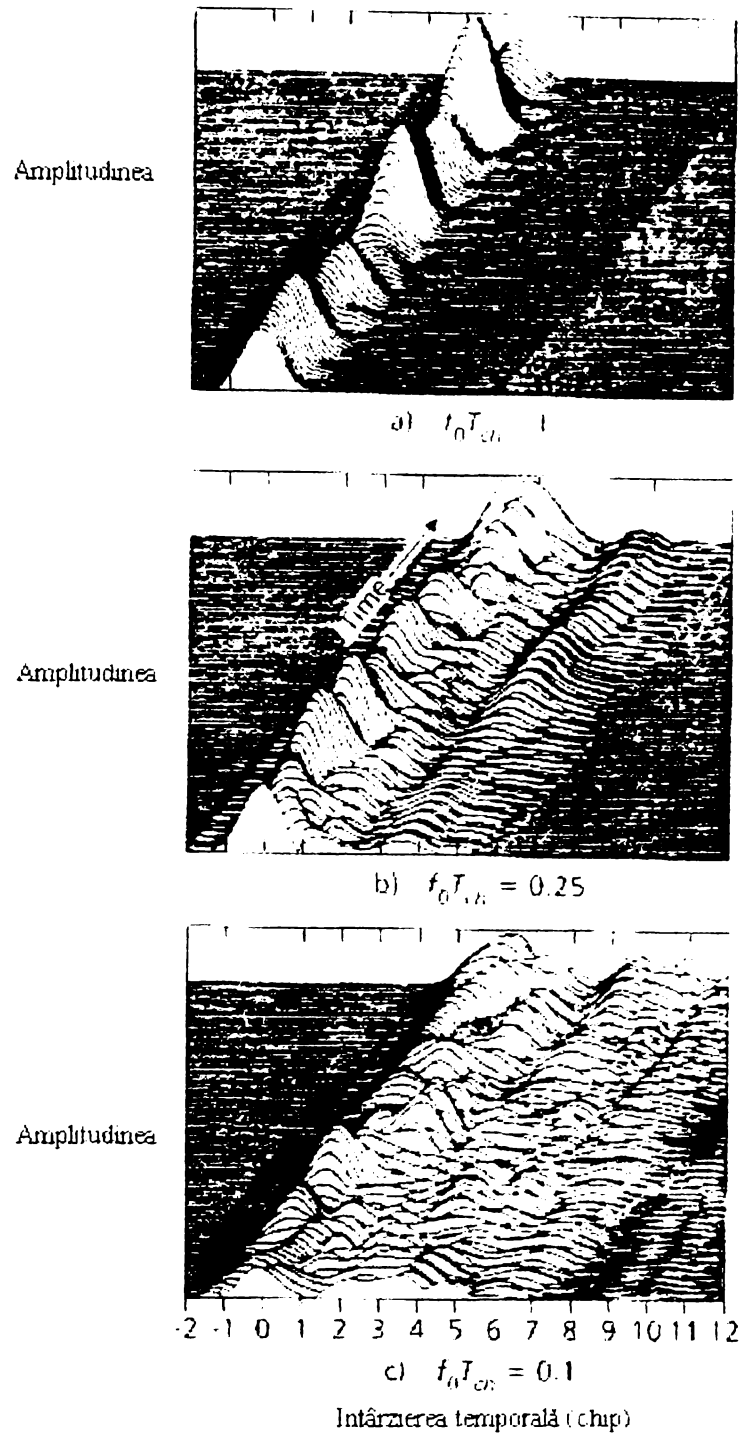


Figura 2.14. Ieșirile unui filtru adaptat DS-SS pentru trei condiții

În figura 2.14.b, unde  $f_0 T_{ch} = 0.25$ , dispersia semnalului este mai pronunțată. În acest caz este definită interferența interchip, și banda de coerență este aproximativ 25% din banda semnalului cu spectrul împrăștiat. În figura 2.14.c, unde  $f_0 T_{ch} = 0.1$ , dispersia semnalului este mult mai pronunțată, cu o interferență interchip mult mai mare, iar banda de coerență este aproximativ egală cu 10% din banda semnalului cu spectrul împrăștiat. Canalele din figurile 2.14.b și 2.14.c pot fi categorisite ca selective moderat, respectiv, pronunțat în frecvență, făcând observația că elementul de bază al semnalului este chipul.

### 2.5.6. Variația în timp a canalului. Funcția de corelație în timp

În cele de mai sus, s-a descris dispersia semnalului și banda de coerență, parametrii care caracterizau dispersia în timp introdusă de un canal într-o zonă locală. Ele însă nu oferă informații despre variația în timp a canalului datorită mișcării relative dintre transmițător și receptor precum și datorită mișcării obstacolelor reflectorizante de-a lungul traseului de propagare. În cazul aplicațiilor de radiocomunicații mobile, această variație apare datorită mișcării dintre transmițător și receptor care modifică calea de propagare a undei radio. Deci, dacă se transmite o undă continuă, vor apărea variații ale amplitudinii și fazei semnalului recepționat. Considerând că toate obiectele de reflexie de pe calea de propagare (scatterers) a undei sunt staționare, ori de câte ori nu există mișcare între transmițător și receptor, amplitudinea și faza semnalului rămân constante. În acest caz, canalul este invariant în timp. Când apare mișcare, canalul va fi din nou variant în timp. Cum caracteristicile canalului sunt dependente de pozițiile transmițătorului și receptorului, în acest caz variația în timp a canalului este echivalentă cu variația sa spațială.

Figura 2.12. prezintă funcția de corelație în timp  $R(\Delta t)$ , care este o funcție de autocorelație a răspunsului canalului la un semnal sinusoidal. Această funcție specifică limita până la care există corelație între răspunsul canalului la o sinusoidă la momentul  $t_1$  și răspunsul canalului la aceeași sinusoidă însă la momentul  $t_2$ , ( $\Delta t = t_2 - t_1$ ). Timpul de coerență,  $T_0$ , este o măsură a duratei de timp în care răspunsul canalului este practic invariant. Mai devreme, s-a măsurat dispersia canalului și banda de coerență utilizând semnale de bandă largă. Acum, pentru a măsura variația în timp a canalului utilizăm semnale de bandă îngustă. Pentru a măsura  $R(\Delta t)$ , putem transmite o singură sinusoidă ( $\Delta f = 0$ ) și determinăm funcția de autocorelație a semnalului recepționat. Funcția  $R(\Delta t)$  și parametrul  $T_0$ , ne oferă informații despre rapiditatea fluctuațiilor în canal. Notăm, că în cazul unui canal invariant în timp, ideal, răspunsurile canalului vor fi foarte puternic corelate pentru orice valoare a lui  $\Delta t$ , iar  $R(\Delta t)$  va fi o funcție constantă. Când utilizăm modelul canalului cu obstacole reflectorizante dense (dense-scatterer channel model) descris anterior și utilizând un semnal de undă continuă nemodulată, la o viteză de mișcare constantă, funcția  $R(\Delta t)$  normalizată va avea expresia:

$$R(\Delta t) = J_0(kV\Delta t) \quad (2.24.)$$

unde  $J_0$  este funcția Bessel de ordinul 0,  $V$  este viteza de mișcare,  $V\Delta t$  este distanța parcursă iar  $k = 2\pi/\lambda$  este numărul de undă în spațiul liber. Timpul de coerență poate fi măsurat atât în funcție de timp cât și în funcție de distanța parcursă (considerând câteva viteze de mișcare fixate).



### 2.5.7. Conceptul dualității

Doi operatori (funcții, elemente sau sisteme) sunt duali dacă comportarea uneia reprezentat în domeniul timp este identică cu comportarea celuilalt reprezentat în domeniul frecvență.

În figura 2.12., putem identifica funcții care au comportări similare în domenii diferite. Aceste comportări nu sunt identice între ele, în sensul strict matematic, însă pentru înțelegerea modelării fluctuațiilor într-un canal, este foarte folositor să ne referim la astfel de funcții ca fiind duale. De exemplu,  $R(\Delta f)$  din figura 2.12.b, caracterizând dispersia semnalului în domeniul frecvență, prezintă domeniul de frecvență în care două componente spectrale recepționate sunt puternic corelate în amplitudine și frecvență iar  $R(\Delta t)$  din figura 2.12.c, caracterizând viteza fluctuațiilor în domeniul timp, prezintă domeniul de timp în care două semnale recepționate sunt puternic corelate în amplitudine și fază. Am notat aceste două funcții ca fiind duale. Conceptul dualității s-a folosit de asemenea și în figura 2.3. între blocurile 10 și 13, precum și în figura 2.11. între mecanismul dispersiei în timp privit în domeniul frecvență și mecanismul variației în timp privit în domeniul timp.

### 2.5.8. Categorii de degradare datorate variației în timp a canalului privit în domeniul timp

În funcție de viteza de variație a unui canal, putem deosebi două tipuri de fluctuații (figura 2.11.): fluctuații rapide și fluctuații lente. Termenul de fluctuație rapidă (*fast fading*) este folosit pentru a descrie canale în care  $T_0 < T_s$ , unde  $T_0$  este timpul de coerență a canalului iar  $T_s$  este durata unui simbol transmis. Deci în acest caz, durata de timp în care canalul se mai comportă într-un mod corelat este scurtă în comparație cu durata unui simbol. De aceea, este de așteptat ca starea canalului să se schimbe de mai multe ori pe durata unui simbol, conducând la distorsionarea impulsului în banda de bază. Apare și aici o distorsionare asemănătoare cu distorsionarea cauzată de interferența intersimbol, descrisă într-un paragraf anterior, pentru că componentele semnalului recepționate nu sunt total corelate pe durata întregului timp. Deci fluctuațiile rapide pot cauza distorsiuni ale impulsului în banda de bază, rezultând scăderea raportului semnal-zgomot care produce de cele mai multe ori o rată a erorii ireductibilă. Astfel de impulsuri distorsionate provoacă probleme de sincronizare (în circuitul PLL al receptorului) care se adaugă la dificultatea de a proiecta adecvat filtre adaptate.

Termenul de fluctuație lentă (*slow fading*) este folosit pentru a descrie canale în care  $T_0 > T_s$ . Aici durata de timp în care canalul se comportă într-un mod corelat este mare în comparație cu durata unui simbol transmis. Deci, starea

canalului rămâne neschimbată pe durata unui simbol. În acest caz, degradarea principală, ca și în cazul fluctuațiilor neselective în frecvență, este scăderea raportului semnal-zgomot.

### 2.5.9. Variația în timp a canalului privit în domeniul deviației de frecvență Doppler. Spectrul de putere Doppler.

O caracterizare complet analogică a naturii variației în timp a canalului poate fi făcută și în domeniul deviației de frecvență Doppler. În figura 2.12d se prezintă densitatea spectrală de putere Doppler,  $S(\nu)$ , în funcție de deviația de frecvență Doppler. În cazul modelului canalului cu obstacole, având o antena de recepție cu câștig azimutal constant și o distribuție uniformă a semnalului recepționat pentru toate unghiurile de incidență între  $0$  și  $2\pi$ , și considerând la emisie un semnal constant nemodulat, la recepție se obține un semnal cu următorul spectru de putere:

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu - f_c}{f_d}\right)^2}} \quad (2.25.)$$

unde  $f_d$  este deviația de frecvență Doppler.

Egalitatea se menține pentru deviații de frecvență care se găsesc în domeniul  $f_c \pm f_d$  ( $f_c$  este frecvența purtătoare) și va fi 0 în afara domeniului. Spectrul descris de ecuația (2.25.) se referă la modelul canalului cu obstacole. De remarcat este că diferite aplicații produc diferite forme spectrale. De exemplu, modelul canalului cu obstacole nu mai este valabil pentru canalele radio dintr-un spațiu închis, unde spectrul  $S(\nu)$  va avea o formă plată.

Cea mai mare valoare (infinită) a lui  $S(\nu)$  apare atunci când obiectul de pe care se reflectă unda incidentă este poziționat direct în fața antenei mișcătoare sau direct în spatele ei. În acest caz valoarea deviației de frecvență este dată de relația:

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \quad (2.26.)$$

unde  $V$  este viteza relativă de mișcare, iar  $\lambda$  este lungimea de undă a semnalului. Frecvența  $f_d$  este pozitivă dacă distanța dintre transmițător și receptor scade și negativă în caz contrar. Dacă antena se mișcă exact alături de obiectul de pe care se reflectă unda incidentă atunci deviația de frecvență Doppler va fi 0. Faptul că undele sosite la exact  $0^\circ$  și  $180^\circ$ , au o densitate spectrală de putere Doppler infinită nu este o problemă din moment ce unghiul de incidență are o distribuție

uniformă și probabilitatea ca o componentă să sosească exact la aceste unghiuri este 0.

$S(\nu)$  este transformata Fourier a lui  $R(\Delta t)$ . Deci, măsurătorile pot fi făcute prin simpla transmitere a unei sinusoide (semnal de bandă îngustă) folosind apoi analiza Fourier pentru a genera spectrul de putere Doppler a semnalului recepționat. Acesta arată dispersia spectrală a sinusoidei transmise (impuls în frecvență) în domeniul deviației Doppler. Așa cum s-a indicat în figura 2.12.,  $S(\nu)$  poate fi privit ca dualul funcției  $S(\tau)$ , din moment ce aceasta din urmă reprezintă dispersia în timp a impulsului privit în domeniul întârziere. Acesta este de asemenea notat și în figura 2.3. între blocurile 7 și 16 precum și în figura 2.11. între mecanismul dispersiei în timp în domeniul întârziere și mecanismul variației în timp în domeniul deviației de frecvență Doppler.

Cunoașterea lui  $S(\nu)$  ne permite cunoașterea lățimii spectrului de putere Doppler (sau dispersiei Doppler) în funcție de rata de schimbare a stării canalului. Lățimea spectrului Doppler mai este denumită și lărgimea de bandă de fading a canalului. Ecuația (2.26.) descrie deviația de frecvență Doppler. În cazul tipic, semnalul recepționat sosește pe mai multe trasee de diferite lungimi și sub diferite unghiuri de incidență, iar deviațiile de frecvență Doppler pentru o cale sunt în general diferite față de altă cale. Efectul în semnalul recepționat este mai mult o dispersie Doppler și nu o deviație de frecvență. Dispersia Doppler  $f_d$  și timpul de coerență  $T_o$  se găsesc într-o relație aproximativă de invers proporționalitate:

$$T_o \approx 1/f_d \quad (2.27.)$$

Deci, atât dispersia Doppler  $f_d$  cât și  $1/T_o$  caracterizează rata de fluctuație a canalului. Mai devreme,  $T_o$  a fost descris ca durata timpului în care răspunsul canalului la o sinusoidă este în esență invariant. Când  $T_o$  este definit mult mai precis ca fiind durata de timp în care răspunsul canalului la o sinusoidă are o corelație mai mare de 0.5, relația dintre  $T_o$  și  $f_d$  este aproximată prin:

$$T_o \approx 9/(16\pi f_d) \quad (2.28.)$$

De obicei, pentru calculul lui  $T_o$  se folosește o metodă empirică și anume se calculează media geometrică a relațiilor (2.27.) și (2.28.). Acesta va fi deci:

$$T_o = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d} \quad (2.29.)$$

În cazul radiocomunicațiilor mobile la 900 MHz, figura 2.15. arată efectul tipic al fluctuațiilor Rayleigh asupra amplitudinii unui semnal, în funcție de timp. Se observă că distanța parcursă de mobil în intervalul de timp

corespunzător pentru două minime este de ordinul jumătății lungimii de undă  $\lambda/2$ .

Reprezentarea grafică a simulării unor fluctuații de tip Rayleigh pentru o purtătoare

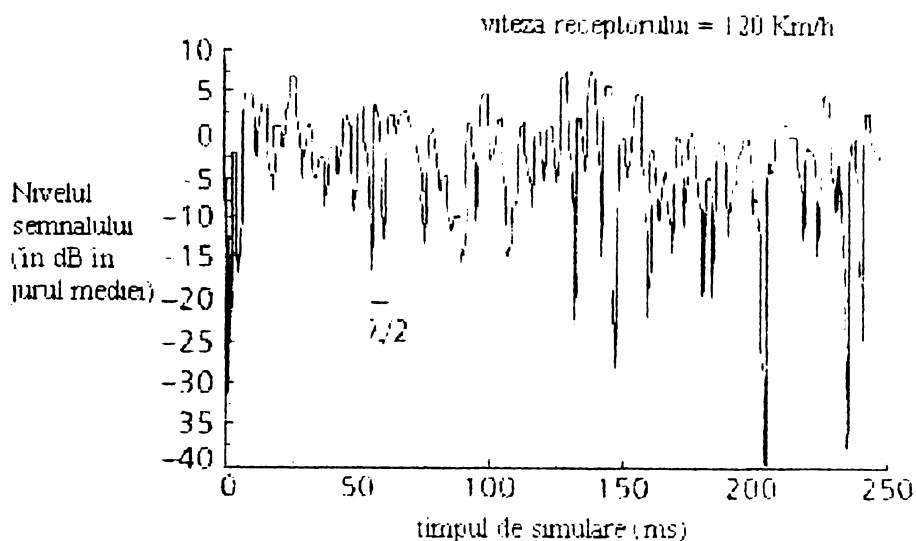


Figura 2.15. Anvelopa unui semnal cu fluctuații Rayleigh la 900 MHz

Folosind relația (2.26.), timpul (aproximativ timpul de coerență) necesar pentru a traversa distanța  $\lambda/2$  la o viteză de mișcare a mobilului constantă  $v$ , este:

$$T_o = (\lambda/2)/v = 0.5/f_d \quad (2.30.)$$

Deci dacă intervalul dintre fluctuații se ia ca fiind  $\lambda/2$  expresia care rezultă pentru  $T_o$  în ecuația (2.30.) este foarte aproape de expresia empirică din ecuația (20). Folosind ecuația (2.30) cu parametrii din figura 2.15. (viteza de mișcare  $v = 120\text{km/h}$  și frecvența purtătoare 900MHz) se obține un timp de coerență  $T_o$  aproximativ de 5 ms și o dispersie Doppler de aproximativ 100 Hz. Astfel dacă se transmite un canal vocal cu o rată de transmisie tipică de  $10^4$  simbol/s, rata fluctuației este considerabil mai mică decât rata simbolurilor. În aceste condiții, canalul va manifesta fluctuație lentă. Notăm că dacă abscisa din figura 2.15. s-ar fi reprezentat în unități de lungimi de undă în loc de timp, figura ar fi aceeași pentru orice frecvență radio și orice viteză de deplasare a antenei.

### 2.5.10. Analogia între dispersia Doppler și banda spectrală în modulația discretă a semnalelor

Pentru a înțelege felul în care dispersia Doppler a semnalului este o funcție de rata fluctuației canalului, se prezintă modulația discretă (în amplitudine sau frecvență) a unui semnal digital (figura 2.16.).

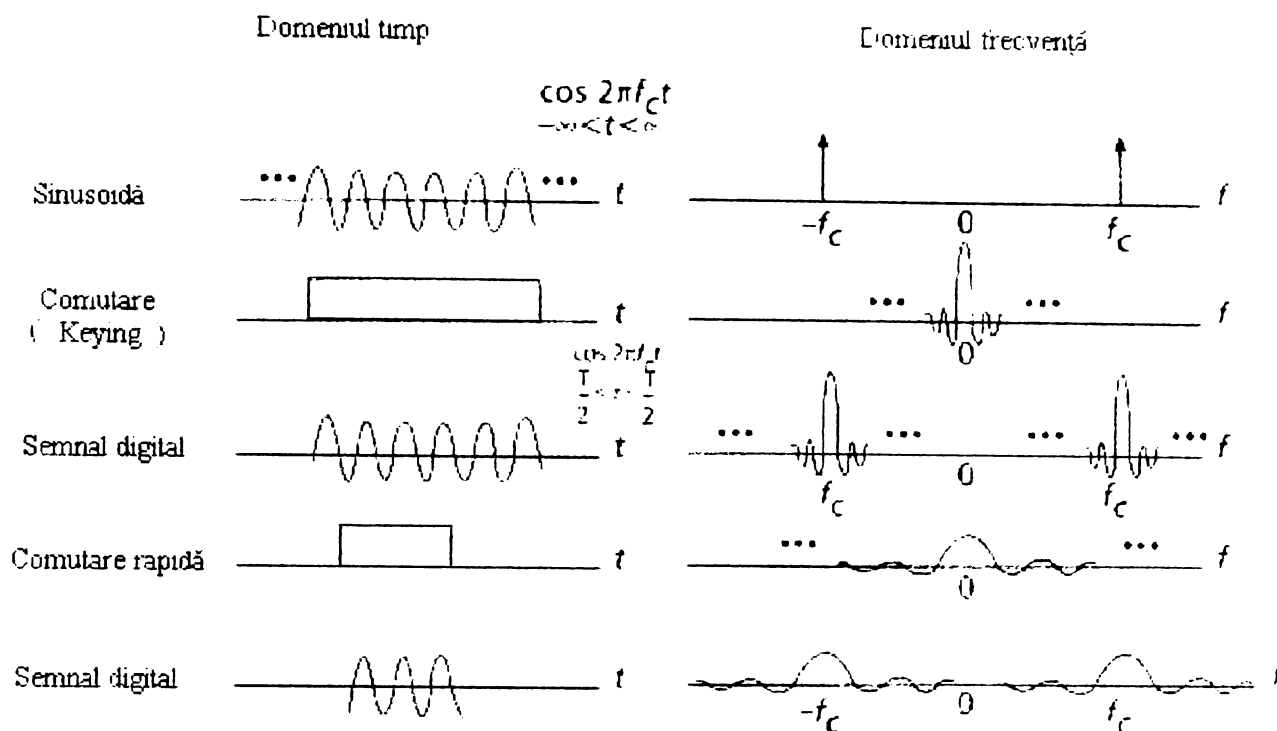


Figura 2.16. Analogie între dispersia Doppler și banda spectrală în modulația discretă

Figura 2.16.a prezintă un singur ton,  $\cos 2\pi f_c t$ , care se întinde pe întreg domeniul timpului și care este caracterizat în domeniul frecvență prin  $\pm f_c$ . Această reprezentare este ideală din moment ce tonul este pur și infinit. În aplicațiile practice semnalele digitale reprezintă niște comutări între două stări diferite la o anumită rată. Operația de modulare a acestor semnale poate fi privită ca și cum s-ar multiplica tonul de durată infinită din figura 2.16.a cu o funcție rectangulară infinită (figura 2.16.b). În domeniul frecvență această funcție rectangulară are forma  $(\sin f)/f$ . În figura 2.16.c se prezintă rezultatul multiplicării care este tot un ton, însă de această dată de durată finită în intervalul  $[T/2, T/2]$ . Spectrul care rezultă se obține prin convoluția spectrului din partea a) cu funcția  $(\sin f)/f$  din partea b). Dacă se alege o rată de transmisie a semnalului digital mai mare, ceea ce este echivalent cu scăderea duratei funcției rectangularare (figura 2.16.d), semnalul care va rezulta în figura 2.16.e va avea o bandă spectrală mai mare. Rata de variație a stării canalului este pe undeva analogă cu comutarea on-off a semnalului digital. Canalul se comportă ca și un comutator. Creșterea vitezei de schimbare a stării canalului produce o creștere a dispersiei spectrale Doppler a semnalului recepționat.

### 2.5.11. Categoriile de degradare datorită varianței în timp a canalului privit în domeniul frecvență

Se spune că un canal prezintă fluctuații rapide dacă rata simbolurilor,  $1/T_s$  (aproximativ egală cu rata de comunicație sau lățimea de bandă  $W$ ) este mai mică decât rata fluctuațiilor,  $1/T_o$  (aproximativ egal cu  $f_d$ ). Acesta este echivalentul următoarelor inegalități:

$$W < f_d \quad (2.31a)$$

sau

$$T_s > T_o \quad (2.31b)$$

Analog, se spune că un canal prezintă fluctuații lente dacă debitul este mai mare decât rata fluctuațiilor. Astfel pentru a elimina distorsiunile introduse de fluctuațiile rapide, canalul trebuie să prezinte fluctuații lente adică rata de comunicație să fie mai mare decât rata fluctuațiilor în canal. Acesta este echivalent cu:

$$W > f_d \quad (2.32a)$$

sau

$$T_s < T_o \quad (2.32b)$$

În ecuația (2.23), s-a arătat că datorită dispersiei semnalului, banda de coerență,  $f_0$ , reprezintă o limită superioară a debitului care poate fi folosită fără a suferi distorsiuni selective în frecvență. Similar ecuațiile (3.32), arată că datorită dispersiei Doppler, rata de fluctuație a canalului reprezintă o limită inferioară a debitului care poate fi folosită fără a suferi distorsiuni cauzate de fluctuațiile rapide ale canalului. În comunicațiile la frecvențe înalte, când s-a transmis de exemplu codul Morse la o rată de transmisie mică, canalul prezenta des fluctuații rapide. Totuși, în zilele noastre cele mai multe canale de radiocomunicații mobile pot fi caracterizate prin fluctuații lente.

În practică, pentru a reduce efectele fluctuațiilor rapide nu este suficientă inegalitatea (2.32). În locul acesteia se folosește condiția  $W \gg f_d$  (sau  $T_s \ll T_o$ ). Neîndeplinirea acestei condiții va determina ca modulația parazită în frecvență introdusă de variația deviației de frecvență Doppler să limiteze serios performanțele sistemului. Efectul Doppler produce o rată de eroare ireductibilă care nu se poate diminua prin simpla creștere a raportului semnal-zgomot. Această rată ireductibilă este mai pronunțată în cazul modulațiilor care implică comutarea frecvenței purtătoare.

## Capitolul III

### Rezultatele analizei și testării programelor de modelare și simulare a propagării

Capitolul de față prezintă rezultatele testării principalelor modele de simulare a propagării. Studiul începe prin identificarea principalelor tipuri de medii de propagare radio pentru zonele urbane, fiind realizată o clasificare sistematică a acestora.

*Au fost investigate principalele categorii de modele de propagare atât cele empirice cât și cele deterministe. O atenție specială a fost acordată metodelor de simulare dezvoltate în cadrul proiectelor europene de cercetare. S-a efectuat o analiză detaliată asupra parametrilor fiecărui model în parte. De asemenea au fost studiate avantajele și dezavantajele specifice.*

Algoritmii de calcul specifici metodelor de simulare computerizată, precum și modul de abordare specific fiecărei situații au fost analizate de autor și vor fi descrise în continuare.

#### 3.1. Descrierea zonelor de propagare și a modelelor specifice acestora

Secolul XX este martorul dezvoltării explozive a sistemelor de radiocomunicații publice a căror obiectiv major este de a permite stabilirea de legături sigure și rapide oriunde pe glob, atât în ceea ce privește comunicarea interumană cât și transmisiile de date. În implementarea acestor sisteme un rol major îl joacă modelarea acestora pentru că pe baza ei se pot estima performanțele sistemului încă înaintea realizării lui propriu-zise. Așa cum s-a arătat mai înainte în cadrul procesului de modelare un rol important îl are înțelegerea și descrierea fenomenului propagării undelor radio.

Direcția în care studiile de propagare trebuie focalizate depinde de specificațiile particulare ale sistemului considerat, cu referire fie la statistica anvelopei semnalului recepționat (în cazul caracterizării în bandă îngustă) fie la o caracterizare pe baza dispersiilor (în cazul caracterizării în bandă largă). Dar indiferent de tipul caracterizării, factorul dominant care influențează orientarea studiilor de propagare îl reprezintă mediul (zona) în care sistemul analizat va fi instalat. Astfel, de exemplu trebuie ținut cont de poziția relativă a emițătoarelor

și receptoarelor sau mai mult, în cazul sistemelor indoor de poziția antenei stației de bază referitoare la clădire (exterioară sau interioară).

În acest capitol vor fi prezentate succint principalele tipuri de zone de propagare și modul în care s-a abordat problema modelării și simulării acestora.

În principal mediile de propagare se pot împărți în două categorii majore: în exteriorul clădirilor (medii outdoor) și în interiorul acestora (medii indoor).

Canalul radio în cazul mediilor de propagare în exteriorul clădirilor poartă denumirea de canal radio terestru ("terrestrial mobile radio channel") iar pentru indoor s-a adoptat denumirea de canal radio portabil ("portable channel").

### 3.1.1. Medii de propagare outdoor

Mediile radio pot fi extrem de diferite unele de altele. De aceea, scenariul după care se realizează propagarea este fundamental diferit de la un caz la altul. Din acest motiv, au fost identificate mai multe categorii [37], într-o categorie aceste scenarii de propagare fiind presupuse similare. Aceste categorii sunt caracterizate de tipul celulelor de acoperire a teritoriului (tabelul 3.1.) și de tipul zonelor (urbane, suburbane, rurale - în cazul macrocelulelor).

Tipul celulei	Tipul zonei acoperite	Dimensiunea celulei
macrocelulă	celulă mare	rurală, suburbană
	celulă mică	Urbană
microcelulă	Urbană	
picocelulă	urbană (dens populată)	

Tabelul 3.1. Principalele caracteristici geometrice ale celulelor radio

Într-o categorie dată există diferențe între mediile de propagare, cum ar fi amplasarea, înălțimea medie, cât și proprietățile electrice ale clădirilor dintr-o zonă urbană, care pot fi privite ca un element aleator. Aceste trăsături specifice ale unui anumit mediu de propagare dintr-o categorie dată, în general nu pot fi descrise complet. În particular, proprietățile electrice și geometrice ale obiectelor care interacționează cu câmpul electric, pot fi specificate cu acuratețe până la un anumit nivel.

În general, în ceea ce privește modelarea și simularea sistemelor radio mobile, zonele rurale și suburbane nu ridică probleme deosebite. Datorită faptului că în aceste regiuni se utilizează pentru implementarea sistemelor celule de dimensiuni mari iar topografia zonei este în general ușor de modelat, pentru predicția propagării sunt suficiente modelele empirice sau cele semi-deterministe. Modelele empirice, conform COST 231 [15], constau din diagrame sau ecuații pentru calculul atenuării de propagare, care sunt obținute din analiza



statistică a unui număr mare de măsurători. Modelele semi-deterministe se obțin prin modificări empirice aduse modelelor deterministe în scopul realizării unei concordanțe cu măsurătorile. Exemple clasice și cu largă aplicabilitate îl constituie modelele Hata-Okumura și Walfisch-Ikegami.

În figură se prezintă un exemplu de predicție realizat conform considerațiilor de mai sus. În plus mai trebuie subliniat raportul direct proporțional dintre calitatea predicției și complexitatea hărților digitale folosite pentru descrierea teritoriului.

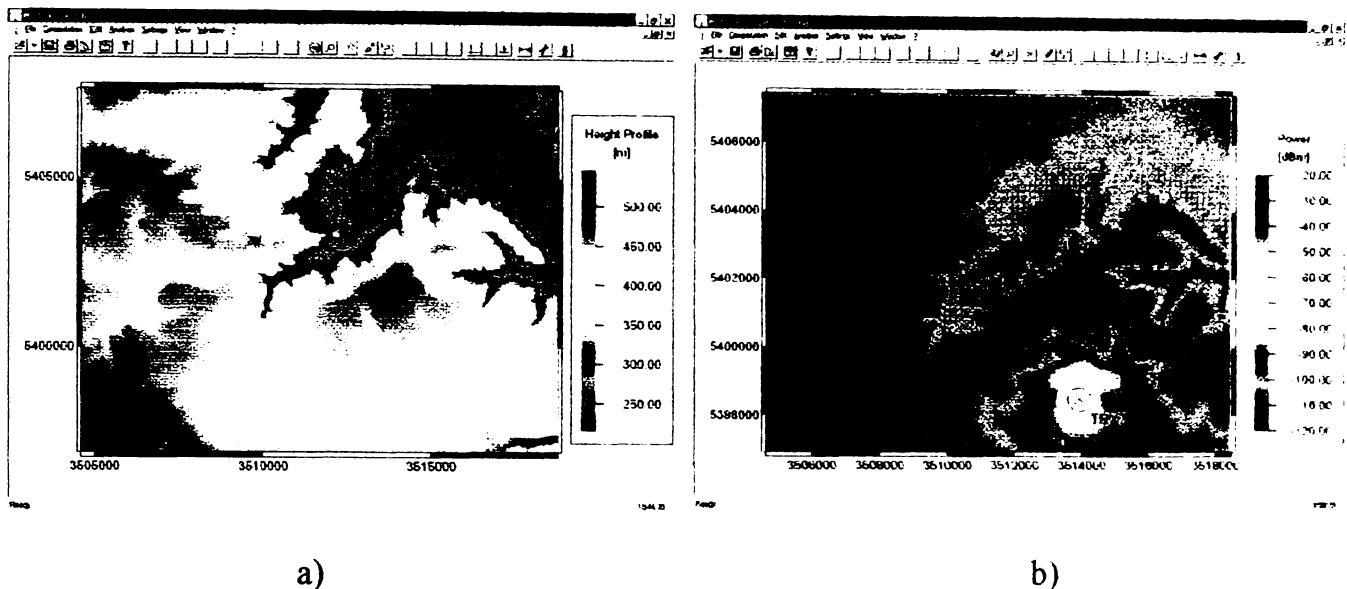


Figura 3.1. Hartă topografică digitală (a) și exemplu de predicție (b)

Problema modelării se complică în cazul zonelor urbane și în special a celor dens populate adică a celor în care se utilizează pentru implementare microcelule și picocelule. În aceste cazuri topografia zonei nu mai este ușor de modelat datorită structurilor complexe. Din această cauză modele mai sofisticate sunt necesare pentru predicția propagării.

În funcție de parametrii stației de bază (localizare, frecvență, puterea transmisă și caracteristicile antenei) modelul de propagare trebuie să dea informații despre calitatea serviciilor pe aria de acoperire considerată. În general parametrul cel mai important pentru descrierea acoperirii cu semnal radio îl reprezintă nivelul câmpului recepționat. În plus odată cu evoluția sistemelor de comunicații mobile către sistemele digitale au apărut și alți parametri deosebit de importanți pentru caracterizarea canalului radio, și de care de asemenea trebuie ținut cont în procesul de modelare.

Baza de date care descrie mediul de propagare reprezintă un element adițional de maximă importanță în cadrul procesului de predicție. Cu cât aceasta este mai complexă cu atât calitatea predicției va fi mai bună [44].

Deoarece scopul utilizării microcelulelor este de a crește capacitatea sistemelor în zonele urbane, în mod logic baza de date va fi orientată pe

descrierea clădirilor existente în zona considerată. În general, pentru a obține o descriere cât mai precisă a propagării undelor, informația despre mediul de propagare (structura clădirilor) este stocată în format vectorial. Fiecare clădire este modelată ca și un paralelipiped având un plan comun de masă și o înălțime specifică față de acest plan așa cum se arată în figura 3.2. Pe baza acestei abordări rezultă că doar pereții verticali și acoperișurile orizontale sunt considerate. În plus baza de date trebuie să conțină informații adiționale despre natura și proprietățile materialelor din care sunt construite clădirile.

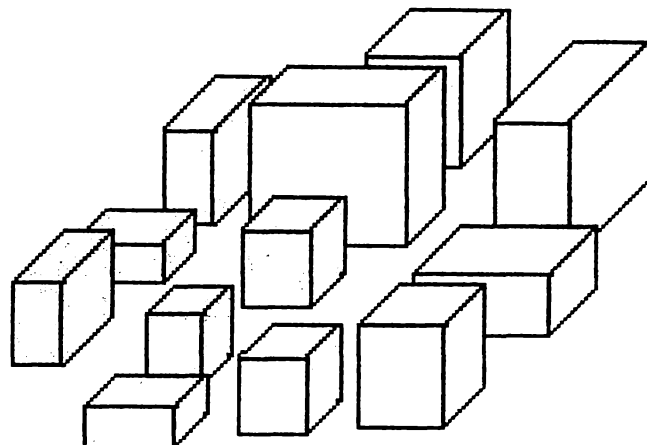


Figura 3.2. Bază de date digitală pentru zone urbane

În general pentru predicția propagării în acest caz există două abordări majore care diferă între ele în ceea ce privește timpul de calcul și calitatea rezultatelor.

Astfel, pe de o parte, se pot utiliza versiuni îmbunătățite ale modelelor empirice și semi-deterministe folosite în cazul macrocelulelor și definite în programul COST 231. Acestea consideră scenarii simplificate de propagare, cum ar fi de exemplu doar propagarea în planul vertical definit de emițător și receptor. Principalul avantaj al acestor modele îl reprezintă timpul foarte scurt de calcul. În schimb acuratețea predicției este limitată datorită faptului că doar un număr mic de parametrii sunt considerați. De asemenea fenomenul de ghid de undă creat de străzile zonelor urbane este neglijat în aceste modele.

În cealaltă abordare, predicția se realizează pe baza identificării traseelor probabile de propagare ale undelor și calculul atenuării de propagare de-a lungul acestor trasee. Acestea sunt modele deterministe bazate pe optica geometrică și pe teoria difracției. Ele vor fi prezentate pe larg în capitolele următoare. Dezavantajul major al acestor modele îl reprezintă timpul foarte mare necesar pentru calcul. În schimb calitatea predicției este net superioară celei obținute cu modelele empirice, așa cum se poate observa și în figura 3.3.

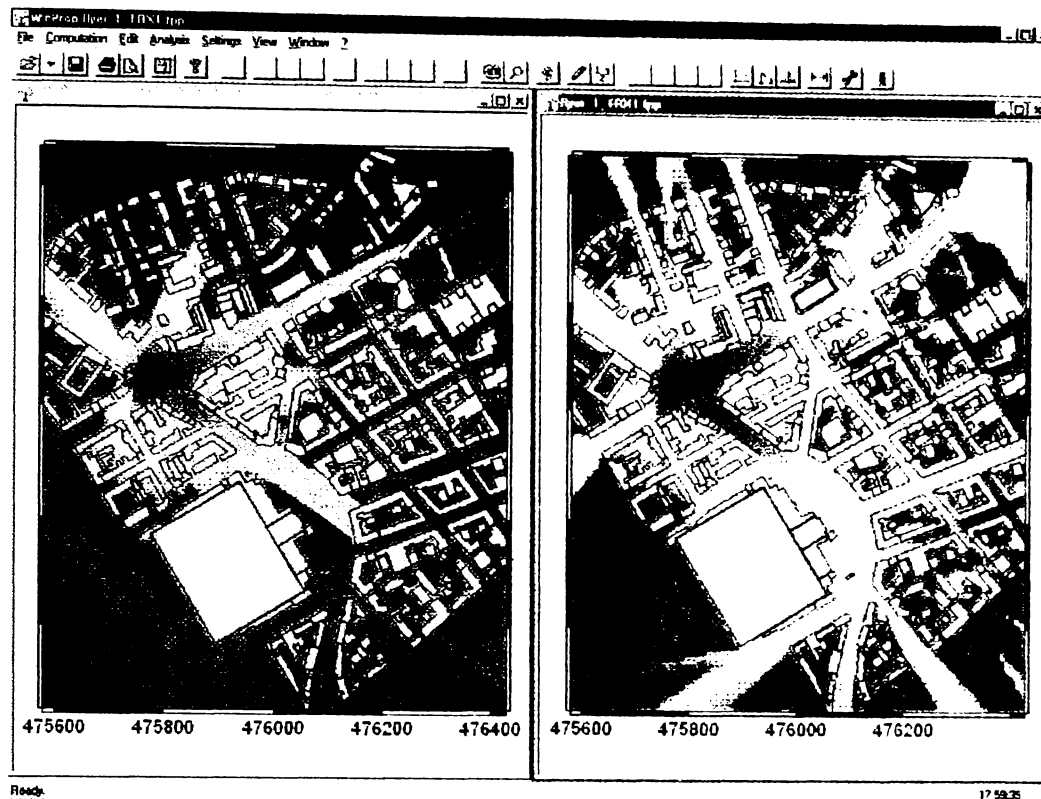


Figura 3.3. Comparație între modelele empirice și cele deterministe

Astfel se poate observa că în cazul modelelor empirice (în partea stângă a figurii) calitatea predicției este necorespunzătoare pentru zonele situate la distanță mare față de emițător. De asemenea efectele de ghid de undă nu sunt vizibile, spre deosebire de cazul modelelor deterministe (în dreapta figurii).

### 3.1.2. Medii de propagare indoor

Fenomenul propagării undelor radio în interiorul clădirilor este mult mai complex decât în situațiile outdoor, în special datorită structurii interne a clădirilor. Acest aspect face ca propagarea pe trasee multiple să joace un rol dominant în aceste situații și de aceea în procesul de modelare și simulare trebuie să se țină cont de acest aspect [45].

Tipul clădirilor are de asemenea un rol foarte important. De exemplu o clădire cu destinație industrială este foarte diferită de una pentru birouri, atât ca și structură internă cât și ca materiale de construcție folosite. De asemenea există variații în tipurile de materiale folosite pentru pereții interiori, zidurile exterioare. Suprafața ocupată de ferestre și uși, în procente față de suprafața totală, de asemenea trebuie considerată. Vârsta clădirilor poate pune de asemenea probleme în ceea ce privește comportarea materialelor din care au fost construite. O nedeterminare este introdusă de obiectele existente în interiorul clădirilor, care pot fi bune sau slabe reflectoare, și care nu pot fi luate în calcul în cadrul procesului de modelare.

Observațiile de mai sus se pot extinde și la alte tipuri de clădiri: săli de sport, gări, aeroporturi sau stații de metrou.

În plus în procesul de modelare mai trebuie ținut cont și de modul în care va fi instalat sistemul de comunicații, pentru că aceasta influențează decisiv condițiile de transmisie. Astfel, dacă atât emițătorul cât și receptorul se găsesc în interiorul clădirii propagarea devine foarte dificil de modelat datorită multiplelor dispersii care au loc și a faptului că nu există vizibilitate directă între antene.

Plecând de la considerațiile de mai sus, în studiul și modelarea sistemelor de comunicații trebuie ținut cont de următoarele aspecte:

- a) în construcția zidurilor exterioare pot fi folosite diferite tipuri de materiale de construcții cum ar fi: beton, cărămizi, sticlă, metal, îmbrăcămînți metalice;
- b) propagarea în clădirile din zonele urbane este diferită de cea din zonele suburbane, chiar și pentru același tip de clădire, datorită densității diferite a construcțiilor înconjurătoare;
- c) diferențele existente în general între construcțiile zonelor urbane și a celor rurale;
- d) densitatea personalului în clădirile pentru birouri sau cele cu destinație industrială, pentru că aceasta poate influența în mod pronunțat statistica semnalului recepționat;
- e) condițiile de funcționare influențează propagarea. Astfel există diferențe semnificative dacă emițătorul se află în interiorul clădirii sau în exteriorul acesteia;
- f) înălțimea antenei emițătorului este de asemenea un factor important.

Pe baza acestor considerente o clasificare a tipurilor de clădiri este deosebit de folositoare. În același timp însă este foarte dificil să se realizeze o astfel de sistematizare datorită numărului foarte mare de tipuri de construcții existente, servind fiecare diferitelor activități umane. De asemenea există majore diferențe arhitectonice și de amplasament chiar între clădirile cu același scop. Materialele utilizate sunt de asemenea dintre cele mai variate.

Din cele prezentate mai sus rezultă că o clasificare a construcțiilor trebuie realizată în ipoteze simplificatoare [31].

În tabelul 3.2. este prezentat un model de clasificare realizat în principal după scopul clădirilor și după amplasarea lor.

De asemenea studiile de propagare trebuie împărțite în două clase majore: caracterizarea de bandă îngustă și cea de bandă largă [32]. Modelele de simulare trebuie să ofere rezultate pentru ambele clase.

În cazul studiilor de bandă îngustă, parametrii considerați sunt: atenuarea de propagare cu distanța, atenuarea de penetrare și distribuțiile spațiale și temporale ale semnalului recepționat. Caracterizarea de bandă largă se face în domeniul timp și este bazată pe utilizarea tehnicilor în impuls pe baza cărora se poate măsura puterea medie a semnalului recepționat în funcție de întârziere.

Din această caracteristică pot fi obținuți parametrii statistici pe baza cărora se poate modela canalul radio.

Nr. Crt.	Categorie
1.	Clădiri rezidențiale în zone suburbane
2.	Clădiri rezidențiale în zone urbane
3.	Clădiri administrative (cu birouri) în zone urbane
4.	Clădiri administrative (cu birouri) în zone suburbane
5.	Clădiri industriale pentru industria grea
6.	Clădiri industriale pentru industria ușoară
7.	Săli de sport, centre de expoziții
8.	Zone cvasi deschise (gări, aeroporturi)
9.	Zone cvasi închise (stații de metro, tuneluri)

Tabelul 3.2. *Principalele categorii de clădiri*

Din cele prezentate mai sus se observă că modelarea în cazul propagării indoor este mult mai dificilă decât cea pentru outdoor.

La fel ca și în situațiile prezentate în paragraful precedent există atât modele empirice cât și modele deterministe pentru predicția propagării.

Keenan și Motley [18] au propus un model pentru predicția atenuării de propagare în interiorul clădirilor, care ține cont de numărul de pereți și plafoane traversate de către traseul direct dintre stația de bază și receptor. Atenuarea globală în dB este exprimată ca o sumă dintre o atenuare constantă de referință, un termen dependent de distanță ("power law") și un factor de atenuare pentru fiecare dintre obstacolele intersectate.

În literatură sunt date tabele care exprimă acest factor în funcție de materialele din care sunt construite zidurile și plafoanele. Modelul Keenan și Motley a fost reconsiderat și modificat în COST 231. În special, în modelul revăzut a fost introdusă o funcție neliniară, legată de numărul de plafoane intersectate, pentru a reflecta mai bine observațiile experimentale. Două alte modele [15] au fost de asemenea studiate în cadrul acțiunii COST 231. Modelul cu o singură pantă presupune că atenuarea în exces (dB) relativă la atenuarea de referință, la o distanță dată față de antena stației de bază, este proporțională cu logaritm din distanța BS -- MS (power decay). Modelul cu pantă lineară consideră că atenuarea în exces (dB), respectând formula de propagare în spațiu liber, este proporțională cu distanța BS -- MS (exponential decay). Parametrii modelelor prezentate mai sus nu sunt dați pe baza interpretării fizice a fenomenului, ci prin punerea în acord a modelului cu rezultatele măsurătorilor efectuate în diferite clădiri la 900 MHz și 1800 MHz.

Avantajele acestor modele îl reprezintă timpul foarte scurt de calcul și faptul că nu necesită baze de date foarte complexe, în unele situații nefiind necesare informații despre materialele de construcție folosite.

Dezavantajul major îl reprezintă faptul că acuratețea predicției lasă foarte mult de dorit iar în unele cazuri rezultatele sunt foarte departe de realitate, ceea ce face ca modelele să fie inutilizabile în anumite situații.

În prezent cercetările sunt îndreptate în direcția realizării unor modele deterministe cu performanțe net superioare.

În general într-un astfel de model determinist traseele de propagare sunt determinate pe baza metodei lansării de traiectorii. Metoda necesită un plan al clădirii care să descrie dispunerea zidurilor și a plafoanelor în interiorul clădirii studiate, cât și specificări cu privire la grosimea și permitivitatea acestora. Un exemplu de astfel de hartă digitală a clădirii este prezentat în figura 3.4.

Se poate observa diferența dintre această bază de date și cea folosită pentru propagarea în zone urbane. În acest caz s-au considerat doar informațiile referitoare la partițiile interne ale clădirii, la zidurile exterioare, dar nu există informații referitoare la spațiul exterior clădirii.

Ca și informații adiționale baza de date mai trebuie să conțină pe lângă harta digitală care arată poziția pereților și informații referitoare la materialele de construcție, la grosimea zidurilor și la gabaritul încăperilor.

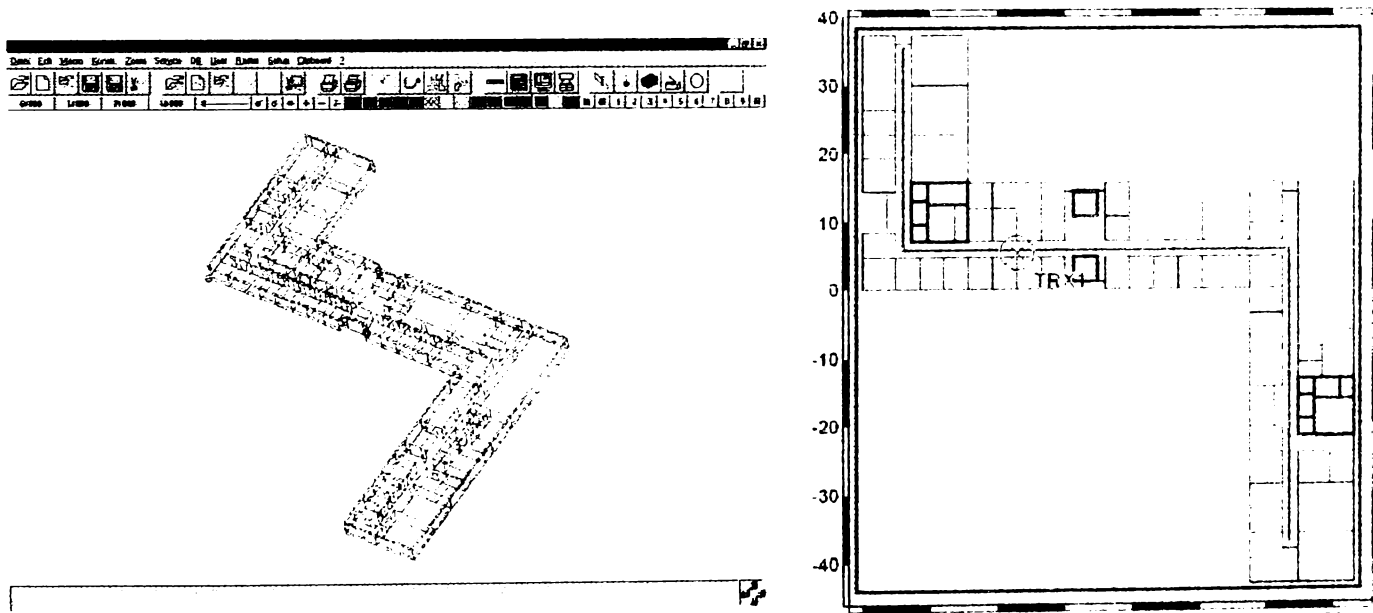


Figura 3.4.. Planul real al unei clădiri (dreapta) și harta digitală utilizată în modelare (stânga)

Performanțele modelelor pentru propagarea indoor studiate au fost comparate prin utilizarea lor la predicția atenuării de propagare. Un exemplu este prezentat în figura de mai jos.

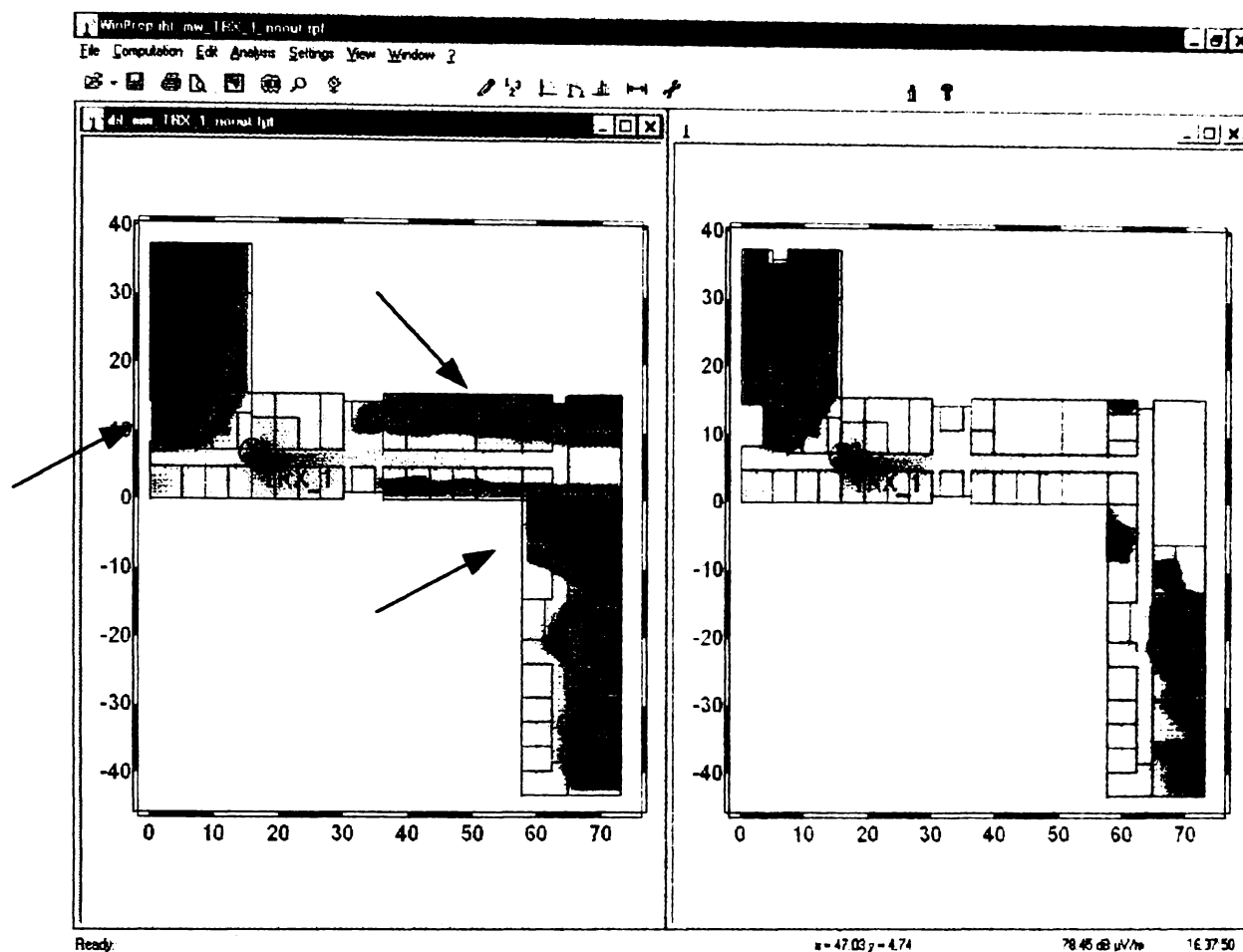


Figura 3.5. Comparație între modelele de predicție indoor

Se observă că cele două predicții diferă în punctele marcate cu săgeți. Astfel în dreapta figurii predicția a fost realizată pe baza unui model COST 231 iar în partea dreaptă, cu ajutorul unui model determinist. Erorile de predicție sunt evidente în cazul modelului empiric tocmai pentru că acesta ignoră efectele de ghid de undă. Astfel, ignorându-se efectul introdus de coridor se observă că aripa din partea dreaptă a clădirii este “umbrită” față de emițător din punct de vedere al modelului empiric pe când în realitate condițiile de propagare sunt foarte bune în această regiune așa cum se demonstrează și pe baza modelului determinist. Pe de altă parte și modelul determinist prezintă dezavantajul timpului foarte mare de calcul.

În concluzie se poate spune că modelele de predicție empirice oferă rezultate satisfăcătoare doar în cazul macrocelulelor și a microcelulelor. În cazul picocelulelor se impune utilizarea modelelor deterministe de predicție. Acestea vor fi prezentate în detaliu în cele ce urmează.

## 3.2. Modele pentru predicția propagării

### 3.2.1. Cercetările Europene – Tendințe și progrese

Inițial, modelarea în domeniul predicției propagării a avut ca scop dezvoltarea unor modele care să furnizeze un estimat corect al puterii medii recepționate sau a atenuării de propagare (path loss), pentru o bandă de frecvențe specificată și pe baza unor informații (mai multe sau mai puține) de natură geografică asupra mediului. Modelele de predicție sunt de mare ajutor pentru operatorii serviciilor radio mobile, în cazul proiectării rețelelor, deoarece aceștia pot pe baza lor să optimizeze acoperirea teritoriului cu celule, minimizând interferența între celule. Odată cu introducerea sistemelor digitale în comunicațiile mobile obiectivul viitor trebuie să fie extinderea modelelor de predicție astfel încât să includă și dispersia în timp. Astfel de modele sunt rapid utilizate de către noile aplicații privind proiectarea celulelor în cazul sistemelor mobile digitale. Recent, au fost propuse modele de predicție polarimetrică, care permit investigarea stării de polarizare optimă și evaluarea îmbunătățirilor care se pot obține prin utilizarea diversității de polarizare.

În prezent în numeroase țări europene sunt întreprinse cercetări cu privire la tehnicile hibride de acces multiplu, tehnici care vor sta la baza introducerii celei de-a treia generații de sisteme celulare. În cele ce urmează vor fi prezentate principalele domenii de interes, atât în cadrul unor proiecte regionale, cât și a unor programe de cercetare națională, cu mențiunea că acestea nu se bazează pe finanțare europeană. Cele mai multe proiecte au ca suport sistemul GSM sau derivatul acestuia, sistemul DCS sau sistemul cordless DECT.

Astfel, problemele legate de egalizare sunt studiate în Marea Britanie, Danemarca, Franța, Austria și Germania, receptoare cu diversitate sunt analizate în Danemarca, Polonia, Germania, iar tehnicile de codare combinate pentru GSM și DCS în Germania.

Investigațiile în domeniul tehnicilor hibride de acces cu componente CDMA pot fi împărțite în două direcții:

- probleme cu referire la utilizator unic
  - realizarea și implementarea codurilor CDMA
  - efectele estimării imperfecte a canalului
  - achiziția și sincronizarea
  - adaptarea rapidă în canale variabile în timp
  - recepția cu diversitate
  - coduri corectoare de erori
- probleme cu referire la utilizatori multipli
  - anularea interferențelor



Practic se poate spune că astfel de cercetări se desfășoară în toate țările europene, din Finlanda până în Spania și din Marea Britanie până în țările est europene.

În ceea ce privește proiectele la scară națională, acestea sunt rezultatul cooperării institutelor de cercetare, a universităților și a industriei.

Astfel, în Marea Britanie s-a desfășurat programul LPC ("Link Personal Communications") care, între anii 1992 și 1995 s-a ocupat cu evaluarea performanțelor sistemelor celulare bazate pe CDMA. Această evaluare a fost realizată pe baza unor programe de simulare și a măsurătorilor asupra nivelului de câmp recepționat.

În aceeași perioadă cercetări similare s-au întreprins în Elveția în cadrul programului LESIT, în timp ce în Germania între 1994 și 1997 au fost efectuate cercetări asupra aspectelor teoretice ale tehnicilor de acces hibride, în cadrul programului german pentru comunicații mobile ("Mobilkommunikation").

În prezent există două mari programe de cercetare la nivel european [15]:

- programul RACE I și II cu succesorul său ACTS
- programul COST

Programul RACE, început în 1987 are ca obiectiv definirea comunicațiilor de bandă largă integrate IBC ("Integrated Broadband Communications") ținând cont de evoluția serviciilor integrate în rețelele digitale (ISDN) și de progresele naționale spre integrarea europeană.

Programul COST ("Cooperations in the Field of Scientific and Technical Research") a fost inițiat în 1971 propunându-și să constituie un cadru de lucru deschis și flexibil pentru cooperarea europeană în cadrul cercetării și dezvoltării.

În prezent există acțiuni COST în 15 domenii majore. În domeniul telecomunicațiilor sunt în prezent 25 de acțiuni operaționale.

Activități considerabile au fost întreprinse în cadrul acțiunii COST 231 pentru elaborarea unor modele de predicție eficiente. Aceste investigații au condus la dezvoltarea unor noi modele de predicție. Numeroși termeni sunt în prezent unanim acceptați. Un număr considerabil de modele de propagare prevăzute în proiectele RACE II au fost realizate în COST 231. Modelul COST 231 Walfisch-Ikegami, prezentat în continuare, este cuprins în Recomandarea ITU 567-4. O preocupare adițională a COST 231 a fost definirea precisă a cadrelor de lucru comune în scopul comparării performanțelor modelelor propuse.

### ***3.2.2. Clasificarea modelelor conform COST 231***

Modelele de predicție au fost realizate pentru o categorie specifică de mediu și într-o bandă dată de frecvență. Ele utilizează anumite informații topografice și morfografice despre locul investigat. Utilizând terminologia

propusă de COST 231, informațiile topografice și morfografice luate împreună vor alcătui, în cele ce urmează, informațiile geografice.

În COST 231 au fost identificate următoarele clase de modele: empiric, semi-determinist, determinist. Modelele empirice constau din diagrame sau ecuații pentru calculul atenuării de propagare, care sunt obținute din analiza statistică a unui număr mare de măsurători. Două abordări sunt utilizate pentru stabilirea modelelor deterministe. În primul caz, este dată o ecuație pentru atenuarea de propagare, a cărei obținere s-a bazat pe conceptul de mediu idealizat sau abstract, păstrând însă câteva trăsături de bază ale unui mediu real pentru a face posibilă abordarea teoretică. În al doilea caz, informațiile geografice despre locul investigat, oferite prin intermediul unor hărți digitale, sunt utilizate pentru prezicerea traseului dominant de propagare și a atenuării introdusă de el. Modelele semi-empirice se obțin prin modificări empirice aduse modelelor deterministe în scopul realizării unei concordanțe cu măsurătorile. Modelele prezentate în cele ce urmează au fost obținute pentru benzile de 900 MHz și / sau 1800 MHz.

### 3.2.2.1. Modele de predicție pentru macrocelule și celule mari

#### *Extinderile și modificările modelului empiric a lui Hata*

În modelul Hata [43], ecuația atenuării de propagare a fost obținută pe cale empirică pe baza diagramelor experimentale stabilite de Okumura. Acest model poate fi aplicat în zone urbane cvasi-plane pentru distanțe între 1 și 20 Km și pentru gama de frecvențe 150 MHz la 1 GHz. În RACE I, modelul Hata a fost extins pentru acoperirea de distanțe mai mari de 100 Km prin modificarea corespunzătoare a termenului dependent de distanță în ecuația originală. De asemenea, un factor de corecție este propus pentru extrapolarea predicției către banda de 2 GHz. Urmărind abordarea lui Hata, rezultatele lui Okumura[42] în domeniul frecvențelor înalte au fost analizate în COST 231 pentru obținerea unui model numit COST 231 Hata Model, care acoperă banda de frecvențe de la 1.5 GHz la 2 GHz.

#### *COST 231 Modelul semi-determinist Walfisch-Ikegami*

În acest model semi-empiric pentru predicția atenuării de propagare în zone urbane cvasi-plane[5], este făcută distincția între situațiile în care există vizibilitate directă (LOS) și cele în care nu există (NLOS). Într-o situație LOS, atenuarea de propagare este exprimată printr-o ecuație de același tip cu cea care descrie propagarea în spațiul liber, dar cu coeficienți diferiți care au fost determinați experimental prin măsurători realizate în Stockholm. Într-o situație NLOS, atenuarea suplimentară de propagare (PL în dB) față de atenuarea în

spațiul liber, este suma a doi termeni. Primul, atenuarea multi-ecran (multi-screen loss), descrie atenuarea suplimentară datorată propagării de la stația de bază peste acoperișurile clădirilor către partea superioară a clădirii care mărginește strada unde este localizat receptorul. Al doilea, exprimă atenuarea suplimentară de la acoperișul acestei clădiri până la receptor (rooftop-to-street loss). Walfisch și Bertoni au obținut o expresie pentru atenuarea multi-ecran, considerând situația teoretică în care clădirile sunt înlocuite cu ecrane opace absorbante de grosime neglijabilă. Oricum, această expresie este valabilă numai dacă antena stației de bază este localizată deasupra acoperișurilor clădirilor înconjurătoare. Pentru o antenă situată dedesubtul acoperișurilor, ecuația Walfisch-Bertoni [37] a fost modificată empiric pe baza măsurărilor realizate în COST 231. Ecuația atenuării “de la acoperiș la stradă” utilizată în acest model este aceeași cu cea obținută de Ikegami și colaboratorii săi, cu excepția termenului care descrie dependența de orientarea străzii, care a fost înlocuit cu un alt termen obținut pe cale experimentală pe baza măsurărilor. Predicția obținută pe baza modelului COST 231 Walfisch-Ikegami este bună (eroare medie de predicție  $\approx 3$  dB, deviația standard  $\approx 4-8$  dB) pentru o înălțime a antenei mai mare decât media înălțimilor clădirilor înconjurătoare, dar devine necorespunzătoare pentru unghiuri mici și când antena este localizată sub nivelul acoperișurilor. În acest caz, traseul principal de propagare nu se realizează în planul vertical între emițător și receptor, așa cum se spune în model, ci de-a lungul străzilor datorită difracțiilor în jurul colțurilor și efectelor de ghid de undă. Modelul COST 231 Walfisch-Ikegami a fost testat în benzile de 900 MHz și 1800 MHz pentru distanțe de la 100 m la 3 Km.

### *Modele deterministe*

Diverse modele de predicție a atenuării de propagare pentru zone de teren accidentat au fost studiate în COST 231 cu explicarea mecanismelor de propagare artificială în planul vertical între antena stației de bază și cea a receptorului. Informațiile geografice constau dintr-un profil al terenului între cele două antene. Următoarele abordări se propun pentru calculul atenuării de propagare:

O ecuație integrală unidimensională a câmpului magnetic obținută presupunând o suprafață plană perfect conducătoare din punct de vedere magnetic, fără variații transversale în planul vertical de propagare și fără împrăștieri.

O metodă bazată pe substituirea principalelor obstacole de teren cu semiecrane absorbante (half-screen method).

Teoria uniformă a difracției (UTD), în care principalele obstacole sunt înlocuite cu suprafețe convexe pentru care există expresii analitice ale coeficientului de difracție.

Mai multe modele deterministe de bandă largă au fost obținute în COST 231 pentru predicția PDP și chiar FDDSF în zone rurale cu teren accidentat. Informațiile despre teren sunt furnizate sub forma unor hărți digitale topografice.

### 3.2.2.2. Modele de predicție pentru celule mici și microcelule

#### *Modele cu dublă pantă*

Observațiile experimentale au arătat că în cazul străzilor atenuarea de propagare crește funcție de distanța stație de bază - receptor, fiind bine descrisă de legea exponențială a puterii, cu un exponent în jurul lui 2 (propagare în spațiu liber), pentru distanțe mai mari decât distanța corespunzătoare unui punct de întrerupere (breakpoint). Pentru distanțe mai mici, puterea descrește cu un exponent considerabil mai mare ( $\approx 4-5$ ). În proiectul RACE I, ecuațiile pentru atenuarea de propagare care descriu comportamentul de mai sus au fost stabilite atât pentru situația LOS cât și pentru situația NLOS. Aceasta se reduce la LOS transferând teoretic receptorul într-o poziție, de-a lungul străzii, unde este direct radiat. Acest model a fost considerat în proiectul ATDMA, iar parametrii determinați experimental au fost publicați.

#### *Modele deterministe și semi-deterministe*

Numeroase modele deterministe și semi-deterministe diferite au fost dezvoltate în cadrul COST 231 atât pentru predicție de bandă îngustă cât și pentru cea de bandă largă, pentru celule mici și microcelule. În aceste celule, antena stației de bază este plasată mai jos sau la aceeași înălțime ca și înălțimea medie a acoperișurilor clădirilor înconjurătoare. Această distincție este esențială din moment ce ambele modele conduc la două mecanisme de propagare fundamental diferite. Informațiile geografice sunt date de o hartă digitală care descrie planul de bază al clădirilor și dispunerea lor, cât și de un plan al înălțimii clădirilor în cazul în care propagarea peste acoperișuri este considerată. Anumite modele consideră și topografia terenului. Formatul datelor consideră fiecare pixel sau vector, orientat.

Modelele bidimensionale care țin cont de propagarea în planul orizontal au fost propuse numai pentru cazul în care antena este localizată mai jos de vârfurile clădirilor. Traseele de propagare sunt determinate pe baza metodei trasării de traiectorii [46] ("ray-tracing method"). Atenuarea de propagare este calculată cu ajutorul UTD, plasând surse virtuale în colțurile clădirilor, sau pe baza ecuației de propagare în spațiul liber în care se consideră o distanță ipotetică determinată recursiv ca și funcție de numărul de intersecții stradale de-a lungul traseului de propagare. Au fost dezvoltate și două modele bidimensionale care consideră exclusiv propagarea în planul vertical, pentru

cazul în care antena stației de bază este localizată deasupra acoperișurilor. Modelul COST 231 Walfisch-Ikegami, care este de asemenea aplicabil pentru celule mici și microcelule, aparține acestei clase.

Modelele tridimensionale sunt propuse pentru o înălțime arbitrară a antenei. Primul model utilizează o tehnică riguroasă de lansare de traiectorii pentru identificarea traseelor de propagare. Numărul difracțiilor succesive de-a lungul traseelor este limitat la doi, pentru a avea un volum de calcule acceptabil. În situațiile când trebuie să se țină cont de mai mult de două difracții în planul vertical, se utilizează modelul COST 231 Walfisch-Ikegami.

### 3.2.2.3 Modele de propagare pentru medii indoor

#### *Modelul empiric Keenan - Motley și extinderile sale*

Keenan și Motley au propus un model pentru predicția atenuării de propagare în interiorul clădirilor, care ține cont de numărul de pereți și plafoane traversate de către traseul direct dintre stația de bază și receptor. Atenuarea globală în dB este exprimată ca o sumă dintre o atenuare constantă de referință, un termen dependent de distanță ("power law") și un factor de atenuare pentru fiecare dintre obstacolele intersectate.

În literatură sunt date tabele care exprimă acest factor în funcție de materialele din care sunt construite zidurile și plafoanele. Modelul Keenan și Motley [18] a fost reconsiderat și modificat în COST 231. În special, în modelul revăzut a fost introdusă o funcție neliniară, legată de numărul de plafoane intersectate, pentru a reflecta mai bine observațiile experimentale. Două alte modele au fost de asemenea studiate în cadrul acțiunii COST 231. Modelul cu o singură pantă presupune că atenuarea în exces (dB) relativă la atenuarea de referință, la o distanță dată față de antena stației de bază, este proporțională cu logaritmul din distanța BS, MS (power decay). Modelul cu pantă lineară consideră că atenuarea în exces (dB), respectând formula de propagare în spațiu liber, este proporțională cu distanța BS, MS (exponential decay). Parametrii modelelor prezentate mai sus nu sunt dați pe baza interpretării fizice a fenomenului, ci prin punerea în acord a modelului cu rezultatele măsurărilor efectuate în diferite clădiri la 900 MHz și 1800 MHz.

#### *Modele deterministe*

A fost studiat un model determinist [28] în care traseele de propagare sunt determinate pe baza metodei lansării de traiectorii. Metoda necesită un plan al clădirii care să descrie dispunerea zidurilor și a plafoanelor în interiorul clădirii studiate, cât și specificări cu privire la grosimea și permitivitatea acestora. Performanțele modelelor pentru propagarea indoor studiate au fost comparate

prin utilizarea lor [36] la predicția atenuării de propagare într-o clădire industrială (figura 3.6.).

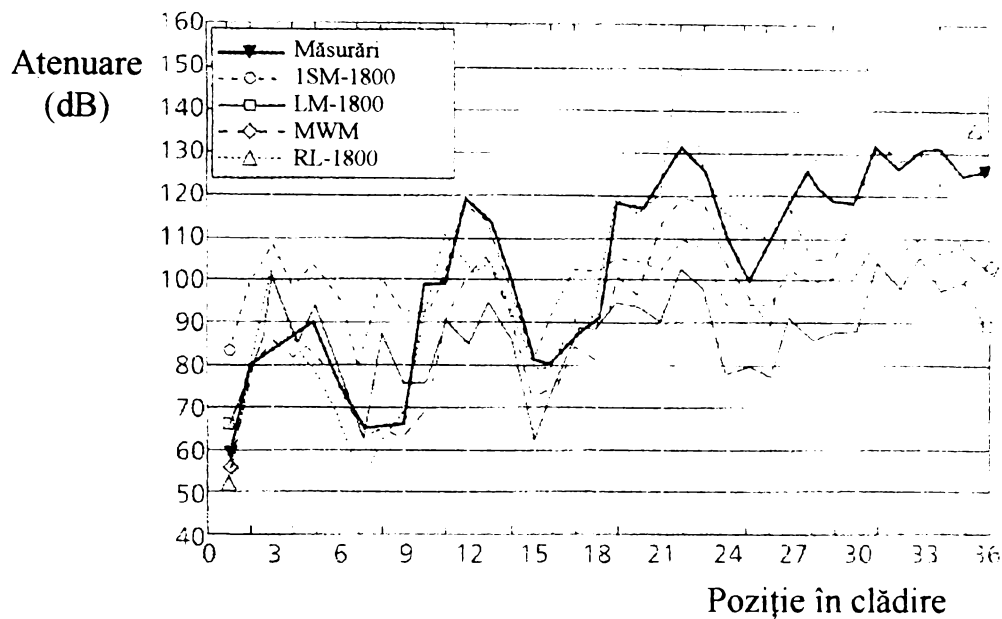


Figura 3.6. Compararea performanțelor la 1800 MHz, pentru modelele de predicție studiate în COST 231. ISM: model cu o singură pantă ("one-slope model"); LM: model cu pantă liniară ("linear-slope model"); MWM: model multi-zid ("multiwall model"); RL.: model cu lansare de traiectorii ("ray-launching model").

### 3.2.2.4 Modele de propagare pentru cazul penetrării

Modelul empiric propus în RACE I presupune că atenuarea de propagare datorată penetrării ("path loss penetration") (dB) este suma următorilor termeni:

- atenuarea de propagare până la zidul exterior al clădirii, calculată pe baza unui model de propagare outdoor
- atenuarea datorată zidului exterior, care este dependentă de unghiul de incidență
- un factor de atenuare pentru fiecare zid interior intersectat
- un termen negativ reprezentând câștigul pe fiecare etaj
- un termen proporțional cu distanța dintre zidul exterior și receptor.

Acest model, care este de asemenea analizat în COST 231, a fost păstrat în proiectele CODIT și ATDMA sub numele: "*RACE COST 231 penetration loss model*". Tabele cu factorul de atenuare pentru diverse materiale de construcții pentru pereți și unghi de incidență perpendicular, sunt date în literatură. De asemenea sunt date estimări ale parametrilor modelului, obținute prin punerea în acord a modelului cu rezultatele măsurătorilor efectuate în trei clădiri diferite. O versiune îmbunătățită a acestui model a fost dezvoltată în COST 231. Aceasta ține cont de existența sau non existența unei căi de vizibilitate directă între antena stației de bază și zidurile exterioare.

### 3.3. Utilizarea modelelor deterministe pentru situațiile outdoor

Din cele prezentate mai sus rezultă că, dacă pentru macrocelule modelele empirice deduse pe baza măsurătorilor oferă o predicție suficient de bună a atenuării de propagare, în schimb pentru microcelule aceste modele sunt inadecvate. În cazul acesta acuratețea predicției poate fi obținută pe baza modelelor deterministe. Cel mai simplu model determinist în cazul zonelor urbane este cel al traseelor multiple, care consideră pentru o situație de vizibilitate directă, de-a lungul unei străzi, că atenuarea de propagare poate fi calculată ținând cont de unda directă, de cele două unde reflectate de clădirile care delimitează strada cât și de unda reflectată de sol. Pornind de la acest model simplificat au fost căutate soluții pentru un model aplicabil atât în situații LOS cât și NLOS. Rezultate semnificative au fost obținute de către Walfisch și Ikegami care au postulat că atenuarea de propagare poate fi prezisă și în absența vizibilității directe (NLOS) pe baza a câtorva trasee dominante de propagare.

Pe baza acestor cercetări, în cadrul programului european COST 231 a fost dezvoltat un model de predicție pentru microcelule, în zone urbane dens populate dar în ipoteza simplificatoare a unei înălțimi uniforme a clădirilor, a unei structuri regulate a străzilor și a unei înălțimi a stației de bază comparabilă cu cea a clădirilor. În aceste condiții atenuarea de propagare a putut fi prezisă cu o eroare medie de 4 dB și o deviație medie de 6 dB.

Însă de cele mai multe ori înălțimea clădirilor într-o zonă urbană nu este uniformă, străzile nu prezintă o structură regulată iar înălțimea stației de bază este în general diferită de înălțimea medie a clădirilor. În aceste condiții, pentru acuratețea predicției este necesar să se elaboreze modele numerice în concordanță cu harta zonei respective, bazate pe optica geometrică și pe teoria difracției. Aceste modele de calcul al traseelor de propagare (ray-tracing) utilizează metoda imaginilor care consideră fiecare clădire drept sursă individuală de împrăștiere. Reflecțiile datorate clădirilor sunt approximate pe baza coeficientului Fresnel [5] iar difracțiile datorate colțurilor clădirilor sunt modelate pe baza coeficientului de difracție în cazul absorbției perfecte sau al conductivității perfecte. Aceste modele de predicție bazate pe calculul traseelor de propagare sunt de asemenea valabile și în cazul mediilor indoor unde mediul de propagare îl reprezintă o arie închisă și este necesar să se țină cont doar de reflecțiile și refracțiile undelor.

#### 3.3.1 Modele bidimensionale

Modele outdoor de calcul al traseelor trebuie, pentru o predicție de calitate, să țină cont de difracțiile cauzate de marginile clădirilor, mai ales în situațiile în care nu există vizibilitate directă.

În cazul unei stații de bază de joasă înălțime, în majoritatea modelelor se consideră înălțimea clădirilor înconjurătoare ca fiind infinită și prin urmare calculul traseelor se realizează în planul orizontal. Cel mai simplu model consideră clădirile ca având forme geometrice simple și regulate și identifică câteva trasee dominante care provin din reflecții și/sau difracții. Nivelul următor de complexitate al acestor modele este de a calcula toate traseele posibile provenite din interacțiunea undelor electromagnetice cu clădirile din mediul de propagare, dar limitând numărul de interacțiuni posibile. Aceasta include tehnica numită „lansare de trasee” (ray launching) în plan orizontal, sub unghiuri egale, pe  $360^\circ$  de jur împrejurul emițătorului și tehnica numită metoda imaginilor.

În cazul acestor modele bidimensionale propagarea pe deasupra clădirilor este neglijată, iar acestea sunt considerate ca având zidurile perfect verticale și infinit de înalte. În aceste condiții o clădire poate fi reprezentată ca și un poligon cu un număr oarecare de laturi.

În figura 3.7. este prezentat cazul unei zone cu șase clădiri. Undele reflectate apar la intersecția cu laturile poligoanelor care formează clădirile iar traseul lor este calculat după legile opticii geometrice. Difracțiile apar în vârfurile poligoanelor și traseul undelor difractate este calculat în două etape: astfel întâi se consideră vârful poligonului ca și punct de recepție pentru a se putea calcula toate traseele pe care le iluminează iar apoi sunt considerate ca și noi surse de emisie, calculându-se noile trasee după legile reflexiei.

Prin utilizarea acestui model se poate obține o predicție foarte bună a propagării în cazul zonelor urbane dens populate.

O altă situație o reprezintă cea în care stația de bază se găsește la o înălțime comparabilă cu cea a clădirilor sau deasupra acestora. În acest caz modelul prezentat anterior nu mai poate fi utilizat deoarece trebuie considerată și propagarea peste clădiri.

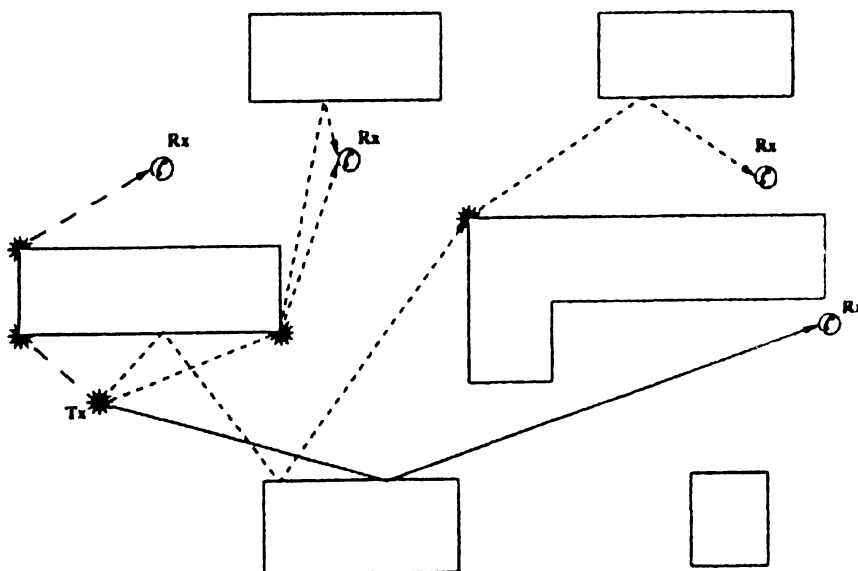


Figura 3.7. Model bidimensional în planul orizontal



Modelul COST 231 – WI [5] tratează această situație, arătând importanța ei și oferind rezultate de calitate. Se poate considera că și acest model este un model bidimensional dar în plan vertical. În acest caz pentru studiul difracției se consideră laturile orizontale ale clădirilor, așa cum se arată în figura 3.8.

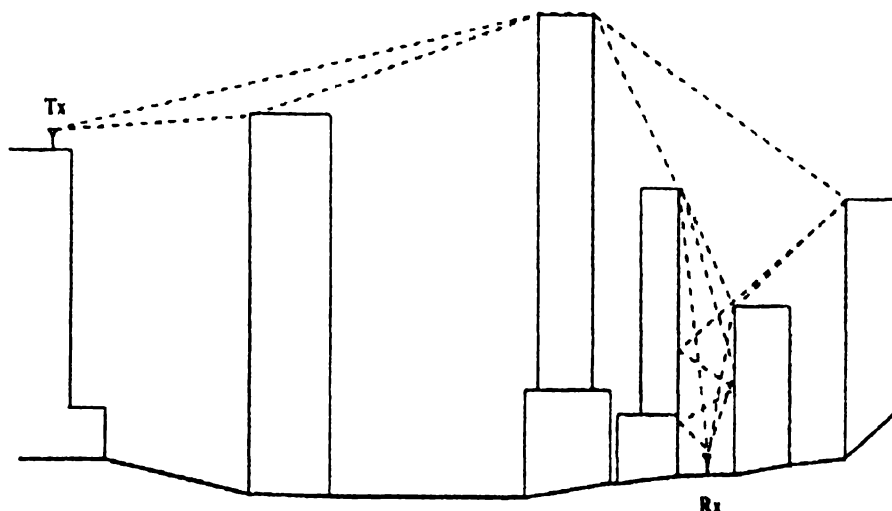


Figura 3.8. Model bidimensional în planul vertical

### 3.3.2. Metoda planelor verticale / transversale

O astfel de metodă utilizează două modele bidimensionale de calcul al traseelor de propagare, unul în plan orizontal și celălalt în plan vertical. De asemenea acest model mai conține și o a treia componentă numită împrăștiere multitraseu care ține cont de reflecțiile difuze datorate clădirilor atunci când există vizibilitate directă între emițător și receptor.

În figura 3.9. sunt ilustrate componentele acestui model: plan vertical pentru propagarea peste clădiri, plan orizontal pentru propagarea în jurul clădirilor și calculul dispersiei datorate clădirilor aflate pe traseele de vizibilitate directă.

Aceasta abordare permite obținerea de rezultate foarte bune dar s-a constatat că prezintă deficiente în cazul anumitor trasee de propagare. De exemplu atunci când unitatea mobilă să găsește în vecinătatea unei stații de bază înalte, în planul transversal nu pot fi calculate anumite trasee. Cauzele sunt următoarele: în primul rând în planul transversal nu pot fi luate în calcul clădirile care se găsesc mult mai departe de sursă decât unitatea mobilă și în al doilea rând metoda planului transversal nu ține cont de reflexii multiple.

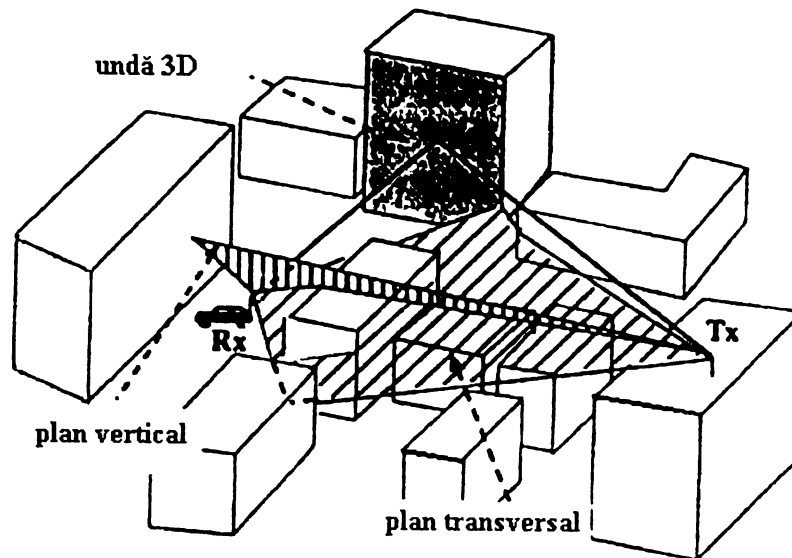


Figura 3.9. Metoda planelor verticale utilizată pentru aproximarea metodei 3D

### 3.3.3. Modele tridimensionale

Dacă modelele bidimensionale asigură o predicție foarte bună în cazul stațiilor de bază de înălțimi mici, în schimb atunci când trebuie ținut cont și de propagarea peste clădiri apar erori de predicție.

De aceea următorul pas logic în dezvoltarea modelelor matematice de predicție a fost implementarea modelelor tri-dimensionale dorite a fi mai robuste. Un model complet 3D de calcul al traseelor de propagare trebuie să genereze toate căile posibile de propagare pentru un spațiu dat în jurul emițătorului. Numeroase colective de cercetare au realizat astfel de modele, în diferite ipoteze simplificatoare, urmărind limitarea numărului maxim de trasee. Principala problemă care apare în cazul modelelor 3D o reprezintă numărul imens de trasee care apar datorită difracțiilor. În general numărul difracțiilor succesive se limitează la 2 deoarece în caz contrar numărul de căi de propagare ar fi enorm iar modelul ar fi inutilizabil practic.

În implementarea unor astfel de modele se consideră că fiecare clădire este formată din suprafețe, văzute ca poligoane cu un număr oarecare de laturi și care se găsesc fiecare în plane cu o anumită orientare în spațiu, față de o normală la un plan considerat plan de referință. În aceste condiții, fiind date orientarea și poziția acestor componente, pentru calculul traseelor de propagare se poate utiliza atât metoda imaginilor cât și metoda lansării de trasee.

Așa cum s-a văzut, cea mai dificilă problemă în cazul metodelor bidimensionale orizontale o reprezintă modelarea fenomenului de difracție datorat marginilor și colturilor clădirilor. În cazul 3D problema este chiar mai complicată din cauza că acum trebuie luate în calcul mult mai multe situații în

care apare difracția, datorită faptului că acum există mult mai multe suprafețe pentru același număr de clădiri. În plus, în cazul bidimensional, o margine a unei clădiri constituia doar o singură sursă secundară pe când în cazul 3D aceasta conține mai multe surse. Astfel pot apărea difracții în cascadă ceea ce face modelul inutilizabil datorită complexității excesive.

### 3.3.4. Metoda lansării în plan vertical (VPL)

Această metodă a fost dezvoltată ca și un compromis între complexitatea excesivă a modelelor 3D și acuratețea relativă a celor bidimensionale. Conceptul acestei metode este cel ilustrat în figura 3.10.

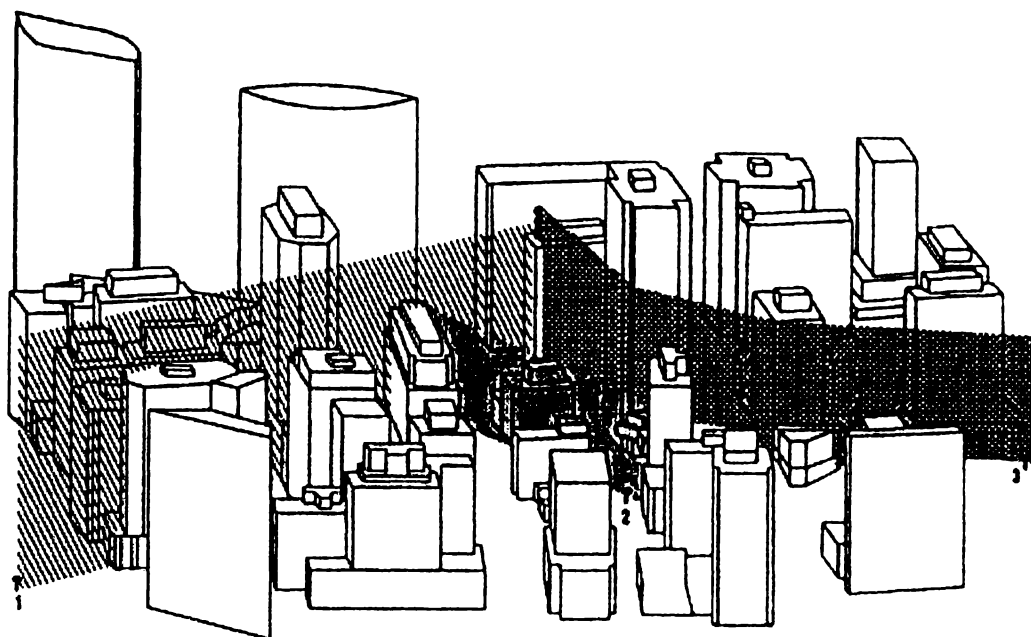


Figura 3.10. Metoda planelor verticale

Astfel se consideră un singur emițător și mai multe receptoare (în cazul prezentat 3). Între emițător și fiecare din receptoare se trasează câte un plan care conține toate trasee de propagare posibile, inclusiv cele peste clădiri.

Cele trei puncte de recepție sunt astfel alese încât să conțină majoritatea situațiilor semnificative care apar pentru mediul dat.

Spre deosebire de metodele 3D complete, în care căile de propagare erau trasate în spațiul tri-dimensional și calculate într-o manieră comună, în cazul metodei VPL se ține cont doar de influența pereților verticali ai clădirilor și se face diferența între cele două direcții: orizontală și verticală.

Sunt considerate doar traseele orizontale care fac parte din planele verticale prestabilite iar în momentul în care un astfel de plan intersectează fața exterioară a unei clădiri se generează un alt plan vertical care va conține unda reflectată rezultând astfel un arbore binar așa cum se observă în figura 3.11.

În planele astfel generate se calculează traseele provenite din propagarea peste clădiri cât și din difracții.

Acestea se obțin prin examinarea secțiunilor clădirilor care sunt intersectate de planele verticale obținute în prima fază. Din acest algoritm se poate observa o aproximație pe care o face această metodă în sensul că traseele provenite din difracțiile pe orizontală nu sunt luate în calcul.

Planele verticale trebuie de asemenea să îndeplinească anumite condiții care să asigure că traseele conținute de ele ajung într-adevăr la receptor. Astfel este necesar ca receptorul să nu fie considerat punctual ci să aibă dimensiuni finite.

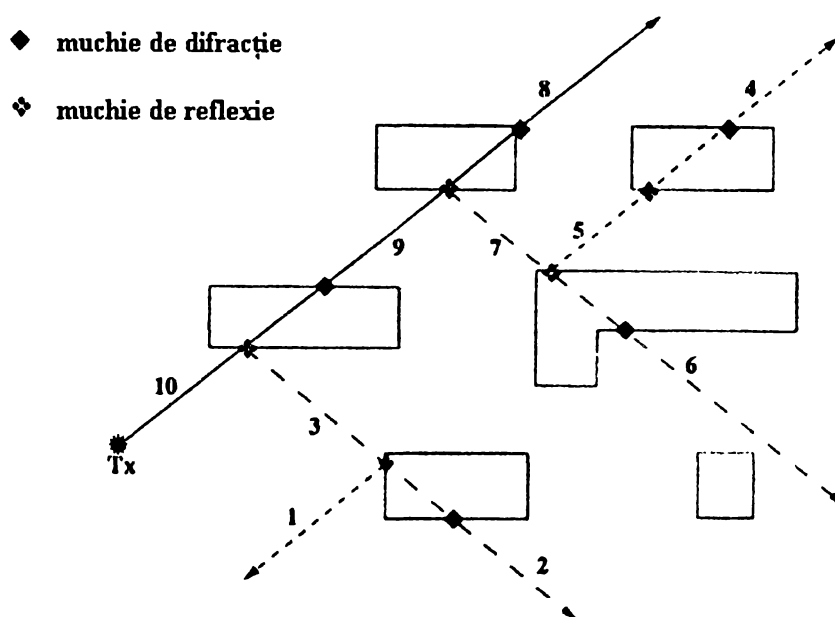


Figura 3.11. Arbore binar generat prin metoda VPL

Odată stabilite toate aceste condiții se poate trece la calculul efectiv al atenuării de propagare. La acest calcul se ia în considerare lungimea traseelor, numărul de reflecții și difracții, natura materialelor din care sunt construite clădirile, polarizarea undelor, coeficienții dielectrici etc.

Tehnica VPL este capabilă să țină cont de traseele provenite prin interacțiuni multiple cum ar fi cele rezultate din combinarea difracțiilor pe orizontală cu reflexiile datorate pereților verticali.

Pe de altă parte această metodă nu ține cont de traseele transmise prin interiorul clădirilor și nici de reflexiile datorate acoperișurilor clădirilor. Aceste simplificări au fost acceptate deoarece se consideră că astfel de trasee nu pot contribui semnificativ la estimarea atenuării de propagare iar includerea lor determină creșterea complexității modelului și mărirea timpului de calcul.

### 3.3.5. Comparații între metode

Toate modelele prezentate anterior prezintă în mod cert avantaje dar au și anumite limitări datorită aproximărilor care au fost făcute în implementarea modelului.

Astfel, rezultatele obținute pe baza acestor modele vor trebui comparate cu cele obținute pe baza măsurărilor experimentale.

În cazul emițătoarelor aflate la nivelul străzilor (înălțimi de cel mult 10 m) predicțiile realizate prin metoda VPL și cele bazate pe metoda 2D în planul orizontal duc la rezultate similare atât timp cât înălțimea clădirilor înconjurătoare este mult mai mare. Explicația este că în această situație propagarea peste clădiri nu contribuie semnificativ la puterea totală recepționată. În aceste situații este suficient utilizarea metodei bidimensionale în planul orizontal.

Pe de altă parte, în cazul unui mediu care nu conține clădiri cu înălțimea uniformă și mult mai mare decât cea a antenelor, propagarea pe deasupra unor clădiri devine importantă și prin urmare utilizarea metodei 2D în planul orizontal duce la rezultate destul de slabe. În aceste situații utilizarea metodei VPL devine necesară.

Un alt caz interesant îl reprezintă situația în care antena stației de bază se află la o înălțime comparabilă cu cea a clădirilor înconjurătoare.

În această situație trebuie considerate atât traseele provenite din propagarea peste clădiri cât și cele provenite din propagarea în jurul clădirilor, iar prin considerarea simultană a acestor două situații pot apărea trasee care se reflectă în planul orizontal după ce s-au propagat în planul vertical peste clădiri precum și trasee care trec în planul vertical după ce au suferit reflecții în plan orizontal.

În aceste condiții, predicțiile realizate prin metoda planelor verticale / transversale poate fi utilizată dar se constată că pentru anumite situații unele trasee nu sunt luate în calcul. Rezultate mai bune se obțin cu metoda VPL, la fel ca și în situația precedentă.

## 3.4. Utilizarea modelelor deterministe pentru situațiile indoor

Dezvoltarea continuă a rețelelor de comunicații mobile și creșterea continuă a numărului de utilizatori cât și a densității zonelor în care aceste sisteme sunt implementate au făcut necesară reducerea tot mai accentuată a dimensiunilor celulelor în vederea creșterii coeficientului de reutilizare a frecvențelor. Pe de altă parte sistemele de comunicații mobile în interiorul clădirilor sunt în plină dezvoltare

Modelarea și simularea în aceste condiții este un proces mult mai complex decât în cazurile prezentate mai sus. Astfel în cazul picocelulelor, cunoașterea răspunsului la impuls al canalului, a efectelor de ghid de undă create de străzi sau coridoare precum și a numeroaselor obstacole existente în mediul de propagare devine foarte importantă [44].

Așa cum s-a văzut există două abordări în cazul modelării canalelor radio și anume utilizarea de modele deterministe și metodele empirice.

În cazul propagării indoor modelul empiric creat de Keenan și Motley, deși prezintă un timp de calcul foarte scurt al intensității câmpul recepționat, nu conduce la rezultate satisfăcătoare pentru rețelele moderne de comunicații, în unele situații erorile de predicție fiind importante. Aceasta datorită faptului că o serie de parametri și fenomene nu sunt luate în calcul. În figura de mai jos este prezentat un exemplu de predicție realizată pe baza acestui model. Se observă că este calculată doar atenuarea de propagare bazată pe formula de calcul în spațiu liber la care se adaugă niște factori de corecție dați de numărul zidurilor și plafoanelor străbătute.

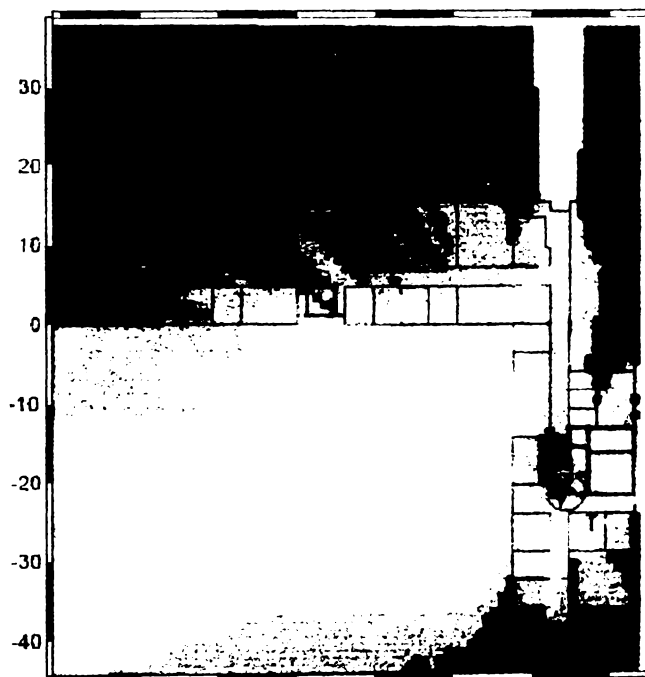


Figura 3.12. Exemplu de predicție indoor realizat pe baza modelului empiric

De cealaltă parte, în cadrul modelelor deterministe este preferată tehnica de calcul a traseelor de propagare pe baza legilor opticii geometrice. Rezultatele obținute pe baza acestor tehnici sunt foarte bune dar cu observația că metodele prezintă dezavantajul unui timp de calcul foarte lung și a dependenței rezultatelor de hărțile digitale folosite ca baze de date.

În figura 3.13. este prezentat un exemplu de predicție bazat pe aceste tehnici de calcul al traseelor de propagare.

În figură, pe lângă intensitatea câmpului recepționat, au fost identificate și principalele trasee de propagare pe baza cărora acesta a fost calculat.

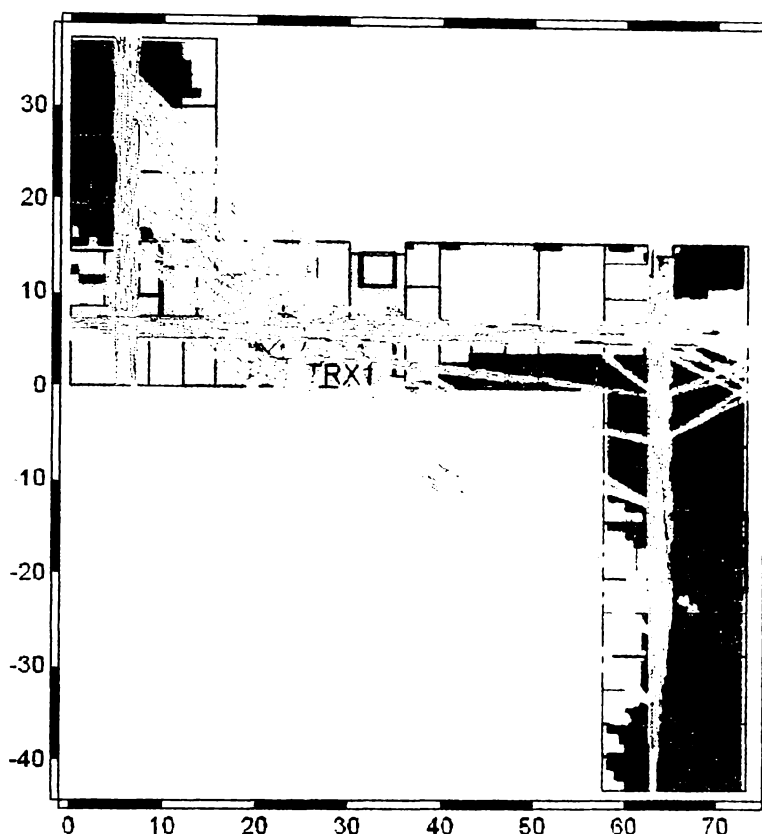


Figura 3.13. *Predicție realizată pe baza modelului determinist*

În plus mai trebuie specificat că în condițiile utilizării aceluiași computer pentru predicție și a aceleiași hărți digitale, timpul de calcul în această situație este de sute de ori mai mare decât cel necesar pentru predicție pe baza modelului empiric.

În principiu există două metode de abordare a acestor tehnici și ele vor fi prezentate pe larg în cele ce urmează. Aceste metode, care vor fi denumite pe scurt: “ray tracing” și “ray launching” se diferențiază prin modul de abordare al problemei calculului traseelor de propagare.

În prezent modelele deterministe tri-dimensionale de calcul al traseelor de propagare sunt unanim acceptate ca și metodele cele mai bune de predicție a propagării. Însă performanțele acestor modele depind de algoritmi folosiți pentru identificarea traseelor.

Din acest motiv în prezent eforturile de cercetare sunt focalizate în direcția dezvoltării de noi algoritmi de identificare a traseelor de propagare care să permită reducerea timpului de calcul.

În cele ce urmează cele două direcții principale: ray tracing și ray launching vor fi investigate, prezentându-se diferențele majore existente în

modul de abordare, precum și tehnicile folosite pentru accelerarea vitezei de calcul.

### *3.4.1. Modele bazate pe rețele neuronale*

Trebuie specificat că în paralel cu aceste tehnici, s-au dezvoltat ca și o alternativă modele de predicție realizate cu ajutorul rețelelor neuronale. În aceste modele rețelele neuronale sunt antrenate pe baza datelor obținute prin măsurători experimentale. Apoi ele sunt capabile de a adapta parametrii interni astfel încât să răspundă la un stimul (semnal emis) aplicat la intrare (emisie) cu valoarea optimă a intensității câmpului recepționat.

Anumite modele bazate pe rețele neuronale au fost dezvoltate doar pentru o singură încăpere, altele doar pentru anumite situații particulare. Rezultatele obținute indică o predicție de calitate excelentă.

Însă, principalul dezavantaj al acestor metode îl reprezintă faptul că ele nu sunt portabile. Astfel se pot realiza predicții pe baza lor doar pentru medii și situații de propagare cvasi similare celor pentru care rețelele neuronale au fost antrenate. Nu este posibilă o predicție în alte situații fără o antrenare prealabilă, ceea ce implică noi măsurători.

În aceste condiții, modelele bazate pe rețele neuronale, deși conduc la rezultate excelente, nu pot fi utilizate în practică.

### *3.4.2. Modele bazate pe optica geometrică*

Atunci când lungimea de undă este mai mică decât dimensiunile obiectelor din mediul înconjurător, undele electromagnetice pot fi approximate prin raze, aplicându-se principiile opticii geometrice. În acest caz trebuie considerate fenomenele de reflexie, transmisie, dispersie, împrăștiere. Dintre acestea, în procesul de propagare al undelor, cele mai importante sunt cele de reflexie și de dispersie.

Pentru un mediu dat de propagare, există două metode principale de identificare a traseelor de propagare.

Prima tehnică numită și algoritmul ray tracing sau de calcul al traseelor de propagare, identifică toate căile posibile pe care le poate urma o undă electromagnetică pentru a ajunge de la punctul de emisie la punctul de recepție. Acest algoritm este un algoritm punctual deoarece pentru a calcula acoperirea cu semnal o zonei considerate receptorul trebuie deplasat în cât mai multe puncte. Este evident că timpul de calcul crește odată cu numărul de puncte care trebuie luate în calcul și prin urmare depinde de dimensiunile ariei considerate. În plus punctele intermediare necesare pentru calculul traseelor de propagare se multiplică exponențial odată cu creșterea numărului de puncte de recepție.



Cea de-a doua tehnică o reprezintă algoritmul numit ray launching sau de lansare de traiectorii. Conform acestui algoritm, dintr-un punct fix considerat punctul de emisie sunt lansate fascicule în toate direcțiile. Unghiul dintre două direcții consecutive este același și în funcție de mărimea lui se pot regla numărul de fascicule care vor fi lansate.

Nivelul câmpului la recepție este dat de suma energiilor tuturor traseelor care ajung până în acest punct.

Propagarea pe un traseu se face ținând cont de legile opticii geometrice, iar acest traseu este considerat atât timp cât energia unde care se propagă pe el nu scade sub un anumit nivel sau atât timp cât nu au avut loc un anumit număr de interacțiuni cu obstacolele din mediul înconjurător.

Ray launching este un algoritm pe arii de propagare și prin aceasta diferă de ray tracing care este orientat pe puncte. Timpul de calcul este independent de numărul de puncte considerate pentru recepție și prin urmare de dimensiunile zonei considerate pentru predicție.

În schimb depinde direct proporțional de numărul maxim de interacțiuni care se iau în calcul pentru fiecare traseu în parte și invers proporțional de dimensiunea unghiului considerat între două direcții succesive.

La aplicarea modelelor numerice tridimensionale timpul de calcul reprezintă cel mai critic parametru, atât pentru studiile teoretice cât și pentru cazurile practice.

Din acest motiv au fost căutate soluții pentru creșterea vitezei de calcul prin reducerea numărului de obiecte care se iau în considerare ca și obstacole pentru propagare. În același timp aceste soluții nu trebuie să afecteze calitatea predicției.

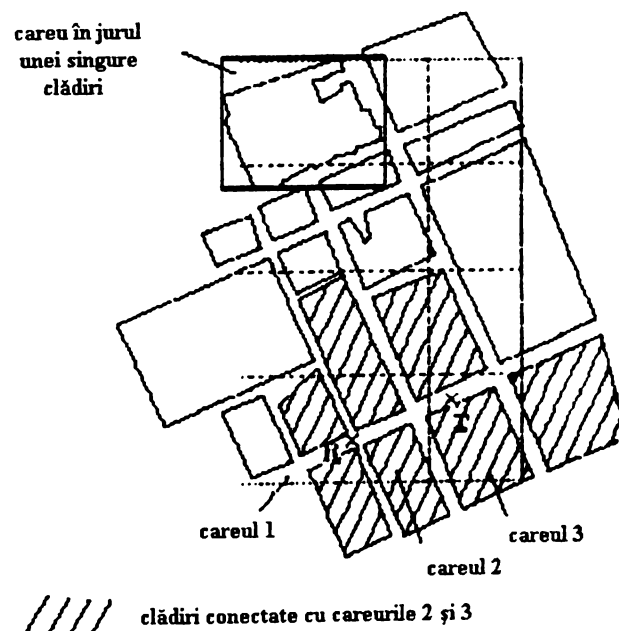


Figura 3.14. Împărțire în careuri a zonei studiate

O subrutină apelată frecvent în cadrul programelor de modelare bazate pe optica geometrică o reprezintă calculul intersecțiilor cu pereții clădirilor cât și căutarea situațiilor de vizibilitate directă. Ca și soluție de ameliorare a acestei subrutine a fost propusă aplicarea unei grile dreptunghiulare peste harta digitală a clădirii. Astfel zona va fi împărțită în careuri dreptunghiulare iar punctele de intersecție vor fi calculate doar în careurile adiacente celui în care se găsește traseul considerat.

De exemplu, așa cum se arată în figura 3.14., evaluarea condiției de vizibilitate directă între emițătorul T și receptorul R se realizează considerând doar careurile 2 și 3, iar identificarea traseelor de propagare se realizează doar pentru clădirile hașurate.

Un alt principiu îl reprezintă studiul orientării zidurilor clădirilor. Dacă se consideră pentru fiecare zid un vector normal la el și orientat către exteriorul clădirii, atunci în funcție de semnul produsului vectorial dintre vectorul acesta și vectorul reprezentat de unda care se propagă se poate determina dacă zidul respectiv este sau nu vizibil pentru sursa de radiație. Astfel dacă produsul este pozitiv atunci zidul este invizibil pentru emițător și nu va fi luat în calcul. Metoda dă rezultate foarte bune, reducând semnificativ numărul reflexiilor și al difracțiilor care se iau în calcul de către model, dar numai în situația unor înălțimi mici ale antenei emițătorului.

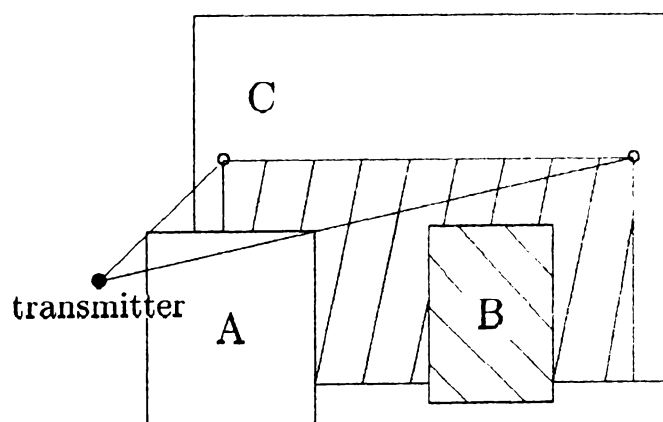


Figura 3.15. Folosirea fenomenului de "umbrire"

În plus metoda poate fi ameliorată așa cum se arată în figura 3.15., reducându-se și mai mult numărul de trasee. Astfel printr-un foarte simplu algoritm geometric se pot identifica zonele "umbrate" de către zidurile care au fost considerate vizibile (adică acelea care au produsul vectorial negativ). Aceste zone din nou nu se mai iau în calcul. Ca și în cazul precedent această soluție dă rezultate bune doar dacă înălțimea antenei este mai mică decât cea a clădirilor înconjurătoare.

Ca rezultat al aplicării metodelor prezentate mai sus, se poate observa în figura 3.16. reducerea semnificativă a numărului de puncte de interacțiune care trebuie luate în calcul de către algoritmul de ray tracing.

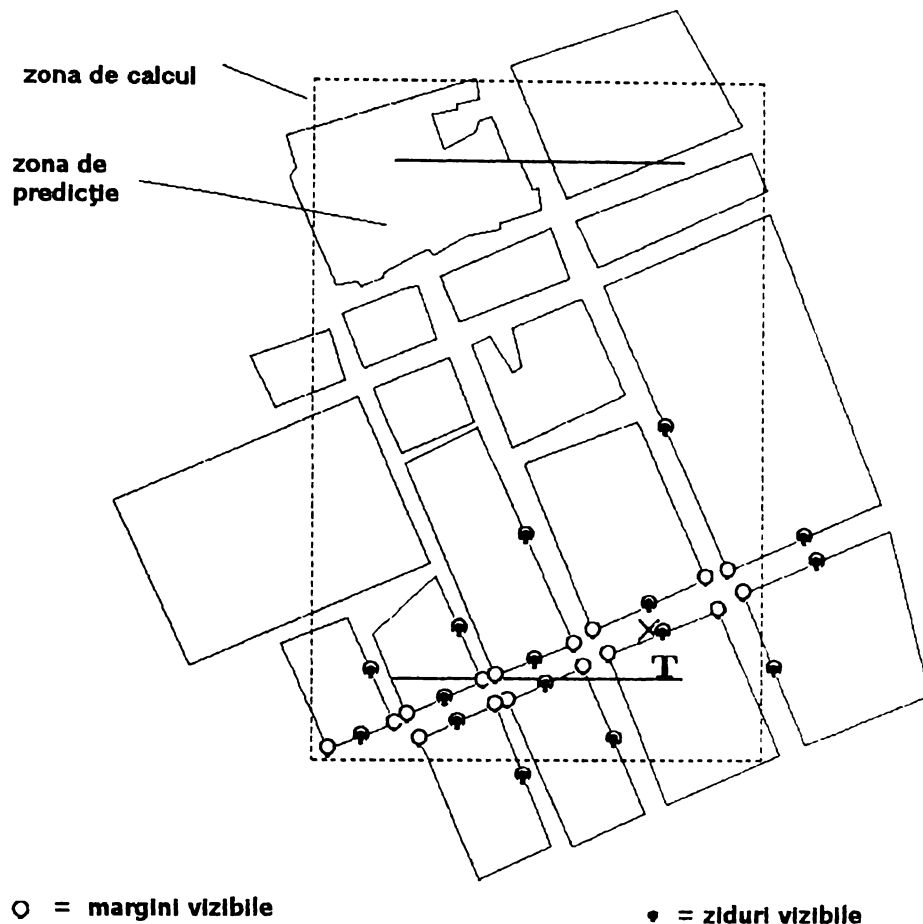


Figura 3.16 Punctele de interacțiune luate în calcul pentru o situație dată de către algoritmul de ray tracing

În plus față de considerațiile de mai sus este cunoscut faptul că acuratețea predicției este influențată de calitatea bazei de date folosite pentru descrierea zonei de studiu. Aceasta trebuie să fie sub formă vectorială și să fie dedicată algoritmului de predicție.

Astfel bazele de date cu o rezoluție foarte bună nu sunt adecvate deoarece conțin prea multă informație adițională. De aceea trebuie realizat un compromis între calitatea bazei de date și calitatea predicției dorite.

Așa cum se arată în figura 3.17, bazându-se pe faptul că în cazul algoritmilor de ray tracing, ray launching informație semnificativă o constituie doar contururile încăperilor sau ale clădirilor, complexitatea bazei de date poate fi redusă semnificativ și odată cu acesta și timpul de calcul, fără să fie afectată semnificativ calitatea predicției.

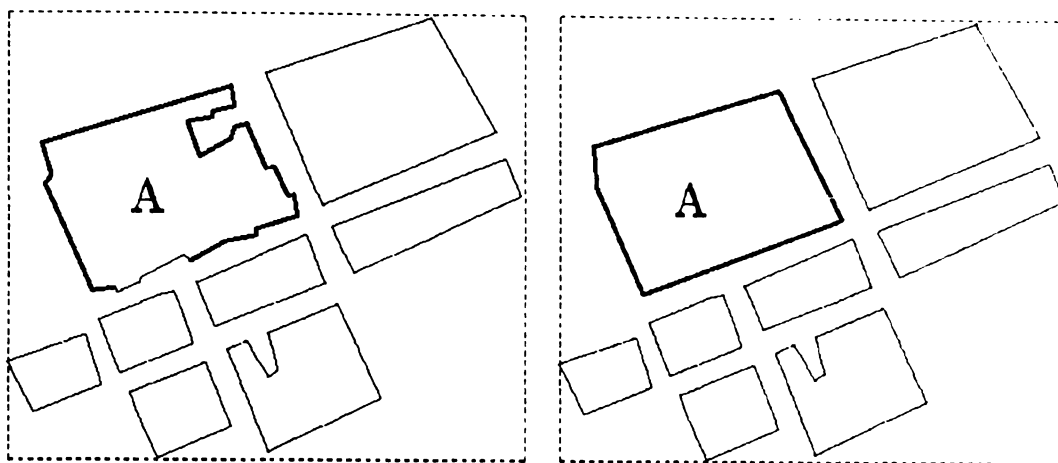


Figura 3.17. Reducerea complexității bazei de date

Se observă că în cazul clădirii A, inițial conturul conținea 27 de unghiuri care generau tot atâtea puncte de dispersie. Acesta a putut fi redus doar la 5 fără a afecta semnificativ rezultatul, dar cu avantajul reducerii substanțiale a timpului de calcul.

Tot în ideea reducerii timpului de calcul se observă că nu toate traseele contribuie semnificativ la nivelul câmpului la recepție. În special acele trasee pe parcursul cărora unda electromagnetică suferă numeroase reflexii și difracții. Pe de altă parte, pe baza rezultatelor măsurărilor experimentale s-a observat faptul că efectul difracțiilor multiple nu poate fi modelat satisfăcător.

Pe baza considerațiilor de mai sus calculul traseelor de propagare va fi întotdeauna limitat la un număr maxim de interacțiuni. În special numărul maxim de difracții este limitat la două. Dar există situații în care pentru stabilirea unui singur traseu între emisie și recepție sunt necesare trei sau mai multe difracții, așa cum se arată în figura 3.18. În această situație modelul tridimensional se poate înlocui cu unul bidimensional din considerente legate de scurtarea timpului de calcul.

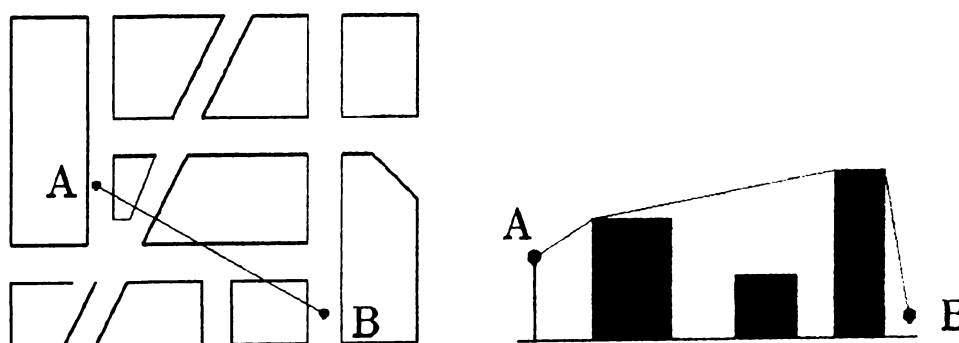


Figura 3.18. Situații în care este necesară considerarea mai multor difracții

### 3.4.3. Modelul ray tracing

Datorită faptului că este un model bazat pe puncte de calcul, tehnica ray tracing prezintă o mare flexibilitate în alegerea setului de puncte de recepție. Așa cum s-a arătat în paragraful precedent, aceste puncte nu trebuie neapărat să acopere toată aria considerată pentru predicție.

Această posibilitate de alegere flexibilă poate fi utilizată la optimizarea timpului de calcul mai ales în situațiile când doar anumite zone ale unei clădiri sau anumite străzi prezintă un interes deosebit.

Tehnica ray tracing implică de asemenea faptul că fiecare traseu este calculat independent de celelalte trasee. Pe de o parte aceasta duce la un efort computațional considerabil atunci când se consideră un număr mare de interacțiuni. Pe de altă parte prezintă avantajul că se pot alege din multitudinea de trasee de propagare identificate doar acelea care contribuie semnificativ la puterea totală recepționată. În mod logic rezultă că prin utilizarea acestei facilități timpul de calcul poate fi redus considerabil atunci când traseele dominante sunt acelea care implică un număr redus de interacțiuni. Doar în situația în care algoritmul nu este capabil să identifice astfel de trasee, vor fi considerate celelalte. Ca și exemplu, în program poate fi introdusă regula următoare: traseele cu multiple interacțiuni vor fi luate în calcul doar atunci când nu există vizibilitate directă între emițător și receptor sau atunci când nu există trasee cu o singură interacțiune.

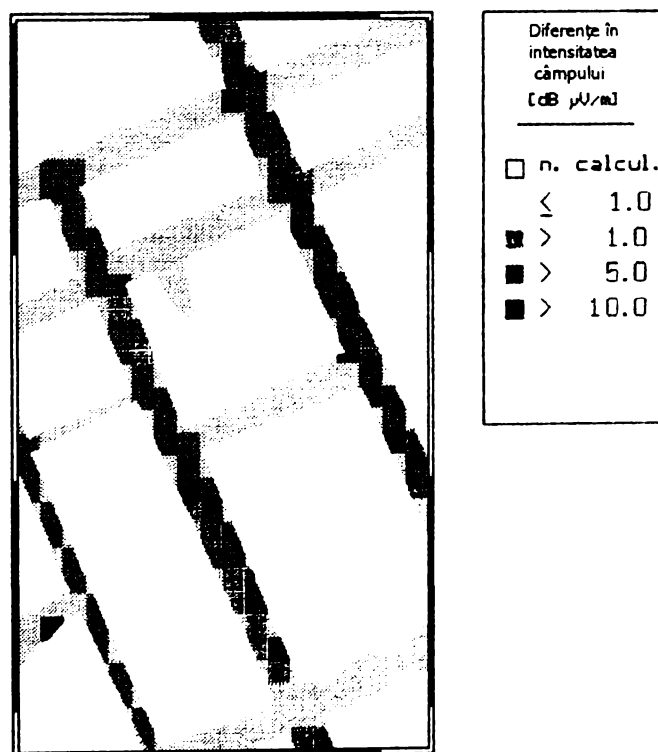


Figura 3.19. Eroarea introdusă de utilizarea modelului redus

Bineînțeles această selecție influențează rezultatul final al predicției și depinde de utilizator să selecteze traseele de propagare dorite.

În exemplul următor va fi prezentată eroarea rezultată datorită reducerii numărului de trasee. Astfel pentru o zonă dată vor fi considerate doar traseele cu două interacțiuni atunci când nu există trasee cu o singură interacțiune.

În figura 3.19. este prezentată diferența dintre modelul ray tracing redus și modelul complet. Astfel se poate observa că erori considerabile apar doar în situațiile în care structura se comportă ca și un ghid de undă.

În afară de metoda descrisă mai sus de reducere a traseelor de propagare există și o altă soluție de reducere a numărului de trasee. Astfel se poate considera doar o arie restrânsă din zona considerată pentru predicție. Această arie se prezintă sub forma unui romb a cărui dimensiuni sunt influențate de distanța dintre emițător și receptor și de parametrii  $a$  și  $\alpha$  așa cum se arată în figura 3.20. Acest set de parametri trebuie determinat pentru fiecare punct de recepție în parte. Toate suprafețele de interacțiune care se găsesc în exteriorul rombului vor fi neglijate. Această metodă deși prezintă avantajul reducerii considerabile a timpului de calcul, poate conduce la rezultate eronate dacă parametrii rombului nu sunt corect aleși. Valorile tipice pentru o eroare mai mică de 5 dB sunt  $a = 50$  m și  $\alpha = 100^\circ$ .

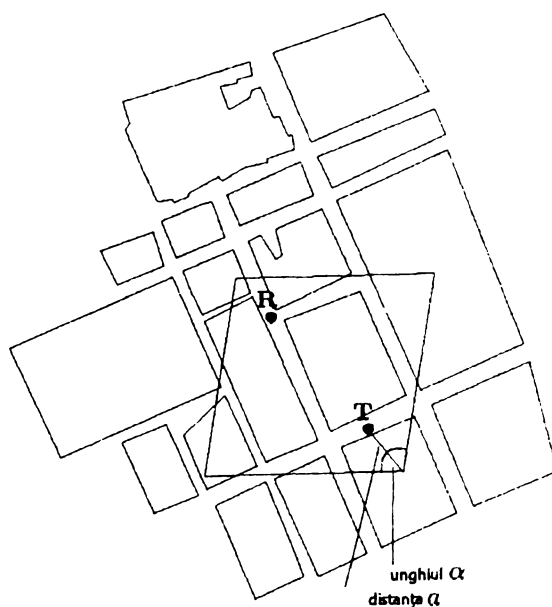


Figura 3.20. Metoda rombului

Chiar și cu aproximațiile prezentate mai sus există încă o dependență exponențială între numărul de interacțiuni și timpul de calcul. În figura 3.21. se arată această dependență, timpul fiind exprimat relativ la durata necesară de calcul pentru cazul când se consideră doar o interacțiune.

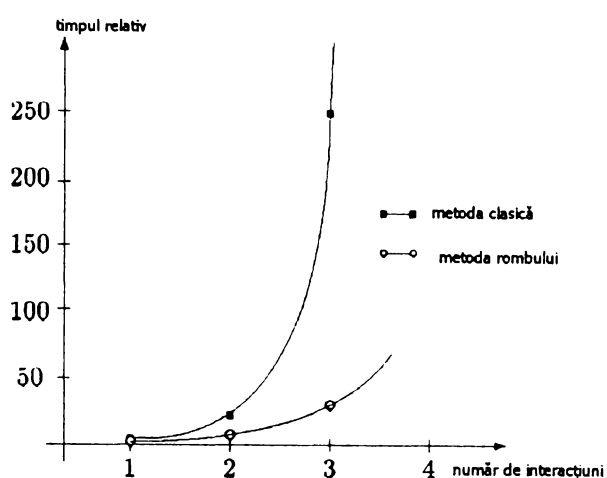


Figura 3.21. Timpul relativ de calcul în funcție de numărul de interacțiuni

În ceea ce privește rezultatele predicției acestea sunt prezentate comparativ în graficul din figura 3.22. De asemenea sunt prezentate și rezultatele măsurărilor experimentale. Se observă că acuratețea predicției crește odată cu creșterea numărului de interacțiuni considerate. Pe de altă parte s-a văzut că și timpul de calcul crește exponențial în funcție de același parametru.

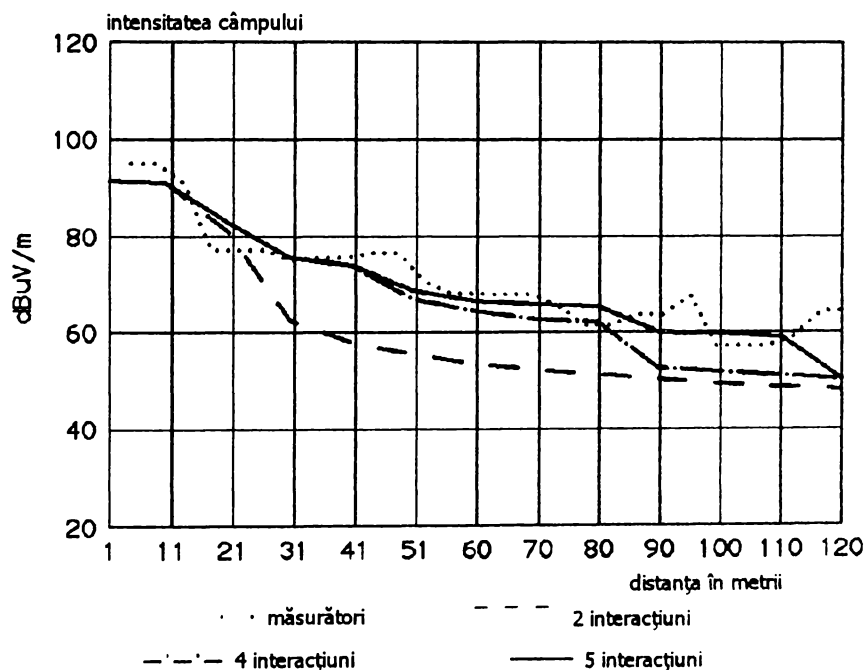


Figura 3.22. Rezultatele experimentale și teoretice

În concluzie o predicție de calitate se poate obține doar pe baza considerării unui număr mare de trasee de propagare. Pe de altă parte în acest caz timpul de calcul este foarte lung. Prin urmare utilizatorul trebuie să realizeze

un compromis, analizând particularitățile fiecărei zone de propagare în parte cât și cerințele de calitate impuse sistemului modelat.

### 3.4.4. Modelul ray launching

Datorită faptului că este un model orientat pe arii de acoperire și nu pe puncte așa cum era precedentul, calculul puterii recepționate pentru un singur punct pe baza acestei tehnici nu este foarte eficientă datorită timpului foarte lung de calcul necesar.

Pe de altă parte utilizarea modelului ray launching pentru calculul acoperirii cu semnal a unor arii întinse oferă avantaje deosebite. În primul rând modelul poate considera simultan receptoare cu înălțimi diferite, lucru deosebit de important în cazul studiilor indoor când este necesară predicția la etaje diferite. În al doilea rând toate aproximările și condițiile care trebuiau impuse modelului ray tracing pentru reducerea timpului de calcul pot fi rezumate în acest caz prin introducerea unui prag al nivelului semnalului pentru un anumit traseu. Astfel, dacă puterea undei pe un traseu coboară sub acest prag, datorită interacțiunilor survenite, atunci traseul respectiv nu va mai fi luat în calcul. Astfel nu mai sunt necesare cunoștințe a priori despre importanța anumitor trasee.

Acest mod diferit de abordare a problemei determină ca timpul de calcul să fie în relație liniară cu numărul de interacțiuni ceea ce reprezintă un avantaj major față de modelul precedent unde dependența era exponențială.

Figura următoare prezintă tocmai acest avantaj. Timpul este exprimat relativ la cazul unei singure reflexii, iar numărul de difracții succesive a fost limitat la unu.

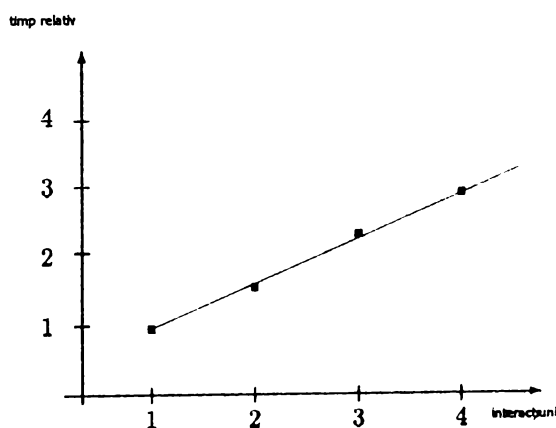


Figura 3.23. Timpul relativ de calcul în funcție de numărul de interacțiuni

O atenție deosebită trebuie acordată fenomenului de difracție. Modelul ray launching se bazează pe lansarea de traiectorii sub anumite unghiuri atât în plan orizontal cât și în plan vertical, iar aceste unghiuri au anumite valori discrete.



Datorită acestui fapt este puțin probabil ca direcțiile de propagare să atingă exact marginile clădirilor sau ale coridoarelor. Pentru aceasta trebuie definite anumite arii de difracție. Prin aceasta se înțelege că fiecare colț dintr-o clădire sau fiecare muchie formată de doi pereți nu vor fi considerate ca un punct sau respectiv o linie geometrică, așa cum era în cazul modelului ray tracing, ci vor avea dimensiuni finite. De asemenea fiecare punct în care are loc o difracție va fi considerat ca o nouă sursă pentru lansarea de traiectorii, cu observația că acestea vor fi lansate într-un spațiu tri-dimensional sub formă de con și nu într-unul de formă sferică așa cum se procedează pentru sursa originală de semnal.

Ca și parametrii care trebuie impuși acestui model se consideră incrementul unghiular atât pe orizontală cât și pe verticală și rezoluția în alcătuirea hărții digitale (respectiv elementul unitate la deplasarea unei unde pe un traseu).

Cu aceste observații, predicția obținută pe baza acestui model este prezentată în figura următoare comparativ cu rezultatele măsurătorilor experimentale.

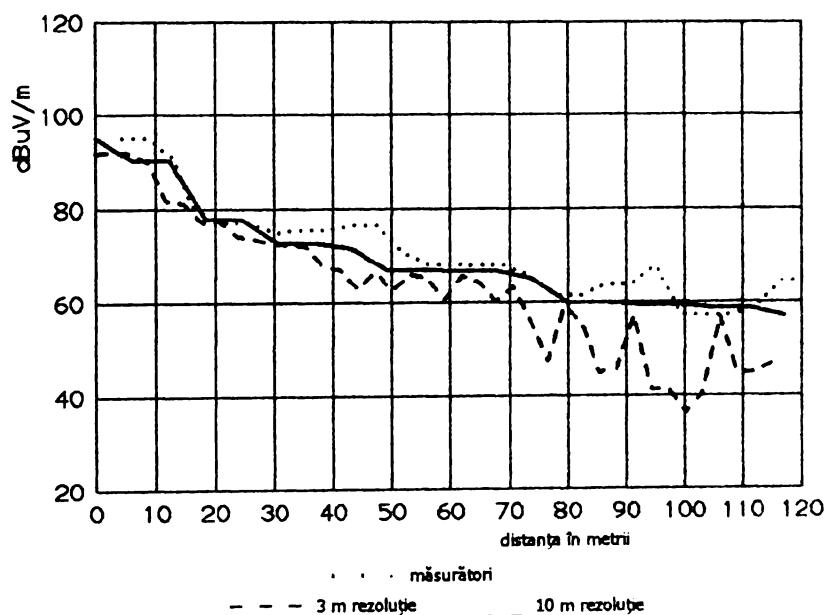


Figura 3.24. Rezultatele experimentale și teoretice

Se observă din figură că rezultate foarte bune se obțin pentru o rezoluție de 10 m și un increment unghiular de  $0.08^\circ$  pe verticală și de  $0.1^\circ$  pe orizontală. Dacă se schimbă doar rezoluția la 3 m și se păstrează ceilalți parametri se observă o pierdere în calitate datorită faptului că rezoluția este prea fină în raport cu unghiurile sub care sunt lansate traseele.

### 3.4.5. Comparații între metode

Din cele prezentate mai sus se pot deduce diferențele care există între tehnicile de modelare considerate. Cele mai bune rezultate le oferă modelele bazate pe rețele neuronale, dar acestea nu sunt portabile, nu oferă informații detaliate asupra fenomenului propagării și sunt aproape imposibil de utilizat datorită necesității antrenării prealabile a rețelei neuronale.

Tehnicile de ray tracing și ray launching oferă de asemenea predicții de calitate dar timpul de calcul este relativ lung. În figura 3.25. se prezintă comparativ performanțele celor două modele pe baza timpului de calcul. Se poate observa că performanțele metodei ray launching sunt net superioare.

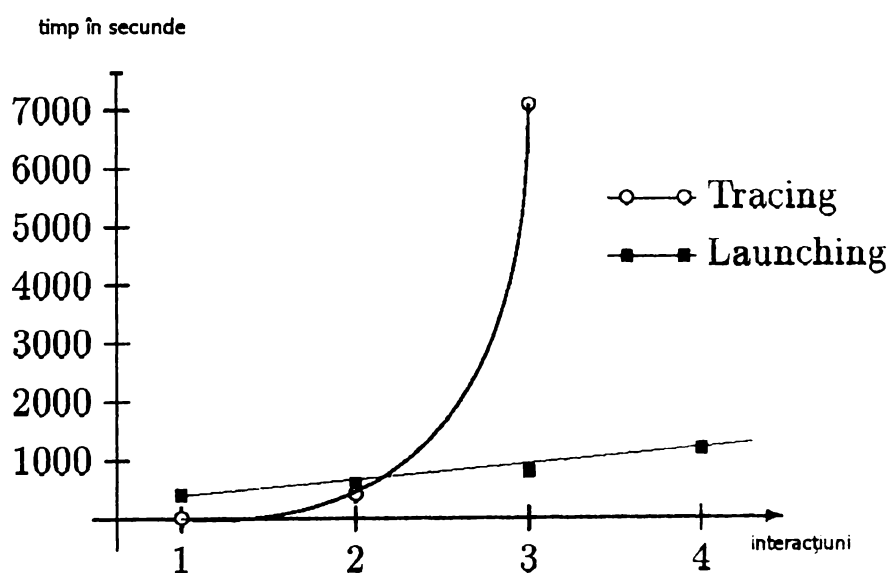


Figura 3.25. Comparație între modele

Pe de altă parte această metodă prezintă ca dezavantaj faptul că problema difracțiilor este dificil de tratat. Avantajele metodei ray tracing constau în flexibilitatea acesteia și totala transparență în ceea ce privește fenomenul propagării pe trasee multiple.

Prin urmare nu se poate vorbi despre o metodă ideală, utilizatorul trebuind să decidă asupra modelului cel mai potrivit pe baza condițiilor specifice ariei studiate și a caracteristicilor sistemului care se dorește a fi implementat.

## Capitolul IV

### Organizarea a două campanii de măsurare a canalelor radio și interpretarea rezultatelor obținute

În acest capitol vor fi prezentate rezultatele a două campanii de măsurători experimentale a canalelor radio, realizate de către autor în cadrul programului european de cercetare. Experimentele au avut ca obiect analiza puterii medii recepționate în cazul unei comunicații mobile.

*Scopul programului de cercetare l-a constituit studiul posibilității localizării unei transmisii radio în interiorul unei clădiri. Prin urmare scenariile de propagare studiate au fost separate în două categorii. Astfel prima categorie include situații indoor iar cea de-a doua studiază cazul unei legături indoor outdoor, așa numita situație de penetrare. Analiza canalului radio mobil s-a realizat în domeniul benzii înguste și a avut ca și scop determinarea parametrilor propagării undelor radio în vederea implementării unui program de simulare și predicție.*

Descrierea condițiilor în care s-au realizat măsurătorile, a echipamentelor folosite, precum și interpretarea rezultatelor obținute fac obiectul paragrafelor următoare.

#### 4.1. Măsurarea canalului radio în cazul propagării indoor

Măsurătorile experimentale de bandă îngustă, pentru studiul propagării în interiorul clădirilor au fost realizate în cadrul Departamentului de Prelucrare a semnalelor și Telecomunicații al Școlii Superioare de Ingineri în Electronică și Electrotehnică din Paris, Franța (Groupe ESIEE). Figura 4.1a prezintă planul schematic al întregii clădiri cu referire la partea utilizată pentru măsurători.

Departamentul considerat se prezintă sub forma unui bloc paralelipipedic de patru etaje în lungime totală de 35 metri și lățime de 13 metri. Înălțimea fiecărui etaj este de 2,90 metri. Materialul de construcție utilizat este betonul armat. Structura clădirii este similară pe fiecare etaj prezentând un coridor lung pe mijloc în secțiune longitudinală. La ambele capete ale coridorului sunt amplasate uși de sticlă. Fiecare etaj este împărțit în săli de clasă, laboratoare și cabinete individuale situate de o parte și de alta a coridorului central. Pereții

interiori prezintă o grosime mult mai mică decât a celor exteriori și sunt constituiți din materiale de construcție ușoare. De asemenea fiecare încăpere este prevăzută cu ferestre și dotată cu piese de mobilier specifice instituțiilor de învățământ și cu diverse aparate de laborator. În plus mai trebuie subliniată prezența unui tavan fals de-a lungul coridorului, plasat la 40 cm dedesubtul celui real și constituit din plăci metalizate. Pentru măsurători a fost considerată o încăpere de 3,5 metri lățime și 4,7 metri lungime, cu rol de cabinet individual, însă pe durata experimentelor au fost înlăturate toate piesele de mobilier. Localizarea acesteia se poate observa din figura 4.1b.

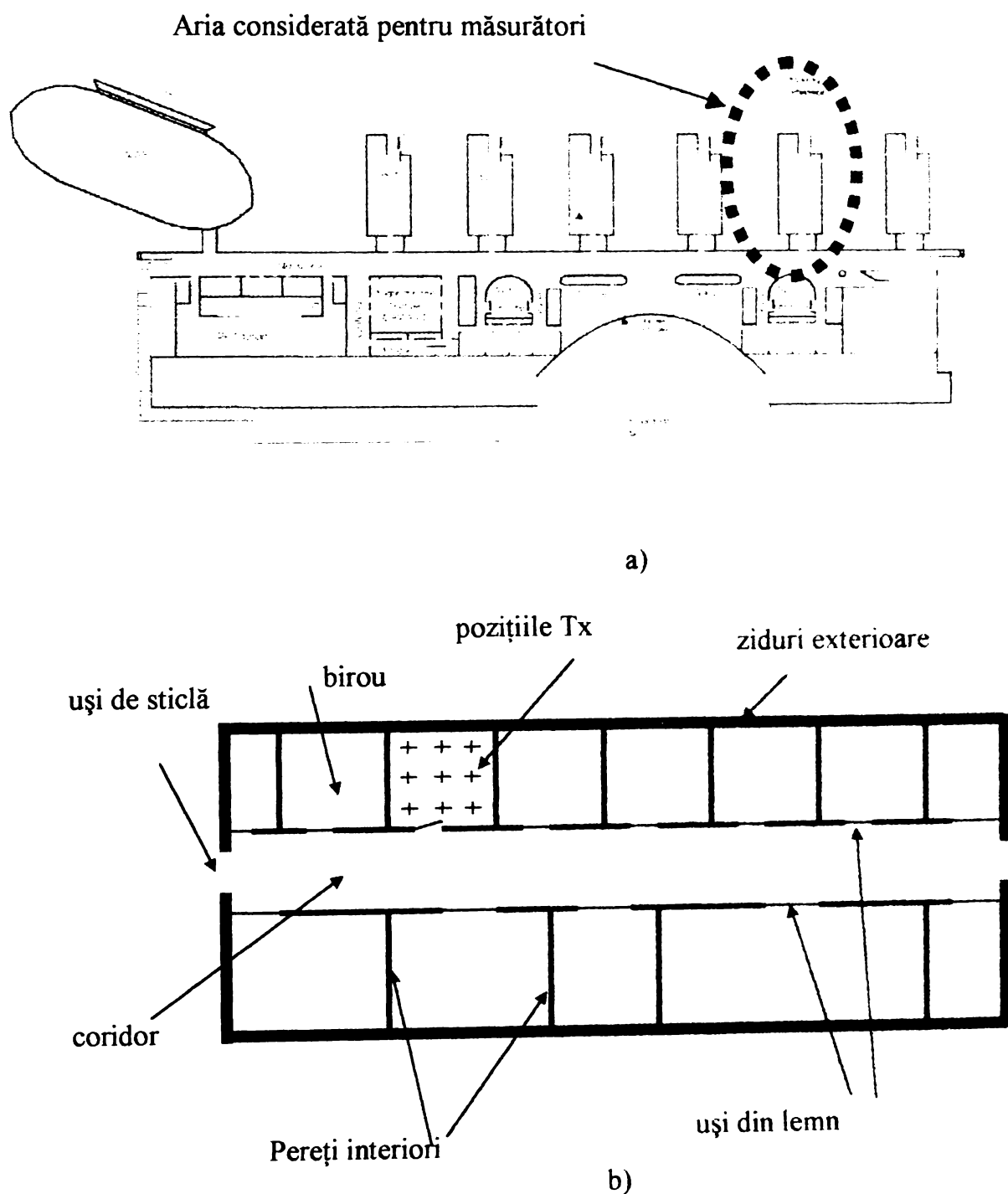


Figura 4.1. Planurile schematice pentru condițiile măsurătorilor indoor

#### 4.1.1. Condițiile măsurătorilor experimentale

Analiza comportării statistice a canalului radio mobil în vederea înglobării acesteia în modelul de predicție, a constituit scopul seriei de măsurători experimentale. Așa cum se arată în figura 4.2. sistemul folosit a constat dintr-un emițător de bandă îngustă, realizat cu un generator de semnal de tipul HP 83711B a cărui rol a fost de a genera o purtătoare nemodulată (CW) cu frecvența de 2000 MHz și cu puterea maximă de 30 dBm. Generatorul de semnal a fost conectat la o antenă dipol prin intermediul unui cablu coaxial de 50  $\Omega$ , cu lungimea de un metru și pierderi de 0,5 dB. Întreg sistemul a fost instalat pe un cărucior în scopul de a i se asigura mobilitatea.

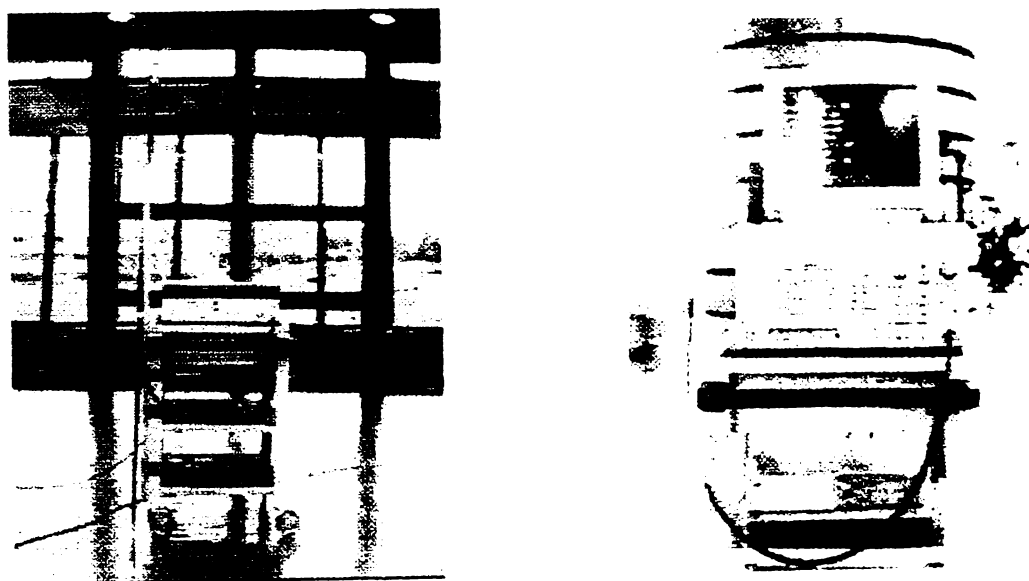
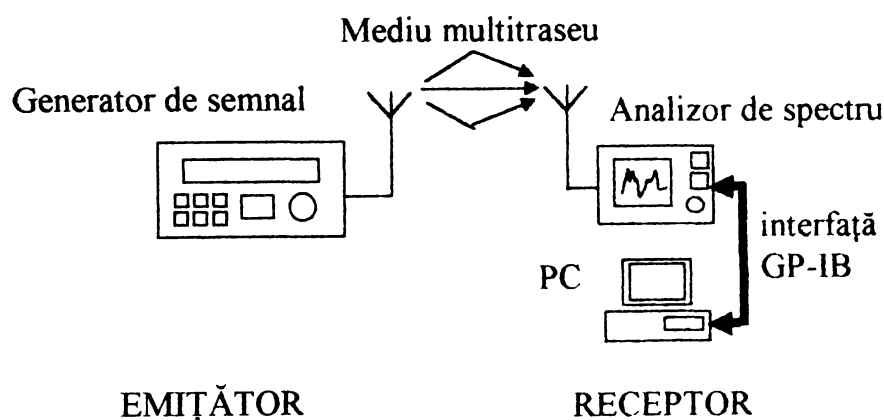


Figura 4.2. Aparatele de măsură utilizate în cazul indoor

Receptorul de bandă îngustă a fost realizat dintr-un analizor de spectru de tipul Tektronik 2755AP conectat la o antenă dipol identică cu cea de pe partea de emisie. Rezoluția a fost fixată la 1 KHz. Prin intermediul unei interfețe GPIB s-a realizat comunicația între analizor și un calculator în scopul achiziției datelor.

Pe durata măsurătorilor a fost înregistrată puterea medie recepționată în numeroase scenarii diferite de propagare. Studiul a fost realizat la al patrulea etaj al clădirii considerate, atât antena receptoare cât și cea de emisie fiind plasate la același nivel și aproximativ aceeași înălțime (circa 1,70 metri, în concordanță cu cazurile reale).

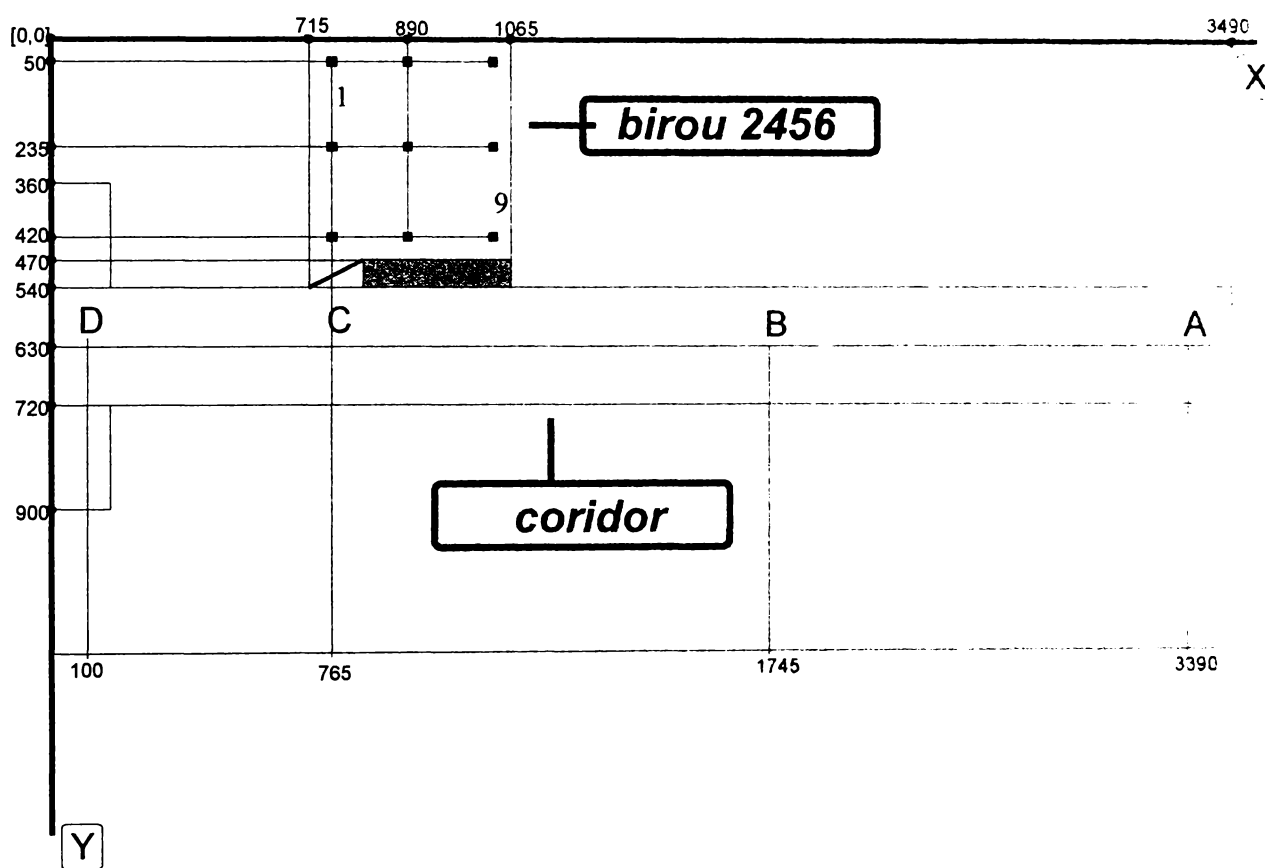


Figura 4.3. Situațiile Tx – Rx considerate

Receptorul a fost plasat în patru poziții diferite de-a lungul coridorului (punctele A, B, C, D din figura 43). Pentru fiecare poziție a receptorului antena de emisie a fost plasată în 9 poziții diferite în interiorul încăperii considerate (punctele 1 ÷ 9 din figură). Pentru fiecare poziție fixă Rx – Tx a fost create două scenarii diferite de propagare: prin închiderea și respectiv menținerea deschisă a ușii biroului. Pe durata unui set de măsurători antena de emisie a fost deplasată lent și continuu în interiorul pătrat cu latura de  $2\lambda$ , cu scopul de a simula mișcarea umană pe durata unei convorbiri reale. Pentru fiecare punct considerat

au fost înregistrate 300 de eșantioane ale puterii medii recepționate, cu rata de eșantionare de o secundă. În concluzie au fost create 72 de situații diferite de propagare și au fost înregistrate 21600 eșantioane ale semnalului recepționat. În tabelul de mai jos sunt prezentate sintetic datele principale ale experimentului:

Tipul clădirii / considerații	Valori / descrieri
Înălțimea clădirii	13 metri
Lungimea clădirii	35 metri
Înălțimea unui etaj	2,9 metri
Înălțimea reală a unui etaj	2,5 metri (40 cm tavan fals)
Dimensiunile încăperii considerate	Lățime 3,5 metri; lungime 4,7 metri
Înălțime antenă receptor	1,70 metri
Înălțime antenă emițător	1,70 metri
Număr de scenarii de propagare	72
Număr poziții receptor	4
Număr poziții emițător	9
Frecvență de lucru	2000 MHz
Număr fișiere date / date în fișiere	72 fișiere / 300 date în fișier
Durata unei măsurători	6 minute
Nivelul de zgomot	- 80 dBm
Putere maximă în emisie	18 dBm
Pierderi de putere în cabluri	0,5 dBm
Atenuare introdusă de pereți	10 dBm
Atenuare introdusă de uși	3 dBm

Tabelul 4.1. Principalele date ale experimentului indoor

#### 4.1.2. Interpretarea rezultatelor

În cele ce urmează vor fi prezentate rezultatele măsurătorilor experimentale precum și observațiile provenite din interpretarea acestora.

Scopul acestui experiment a fost de a studia statistica semnalului radio în cazul unei propagări indoor, în scopul de a include aceste rezultate în cadrul unui model de predicție a propagării. Așa cum a fost prezentat în capitolele anterioare, modelele empirice nu sunt suficient de precise în cazul propagării în interiorul clădirilor și prin urmare se impune utilizarea unor modele bazate pe calculul traseelor de propagare. Pentru implementarea acestora este necesar descrierea statistică a fenomenului de propagare.

În acest caz cercetările au urmărit stabilirea tipului de distribuție pe care îl prezintă nivelul semnalului recepționat. Este cunoscut că anvelopa unui semnal recepționat poate fi descrisă pe baza unor densități de probabilitate de tip Rice sau Rayleigh după cum urmează.

Densitatea de probabilitate de tip Rice este dată de relația:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \exp^{-K} J_0\left(\frac{x}{\sigma} \sqrt{2K}\right) \quad (4.1.)$$

unde  $J_0$  este funcția Bessel de clasa întâi și ordin zero;  $\sigma$  este deviația standard iar  $K$  este așa numitul factor Rician care reprezintă relația între traseul de propagare dominant și celelalte trasee secundare de propagare.

Atunci când nu se poate stabili un traseu dominant de propagare și prin urmare  $K = 0$  se spune că se obține o funcție densitate de probabilitate de tip Rayleigh:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (4.2.)$$

Cele două situații sunt prezentate în figura de mai jos așa cum au fost calculate pe baza relațiilor de mai sus:

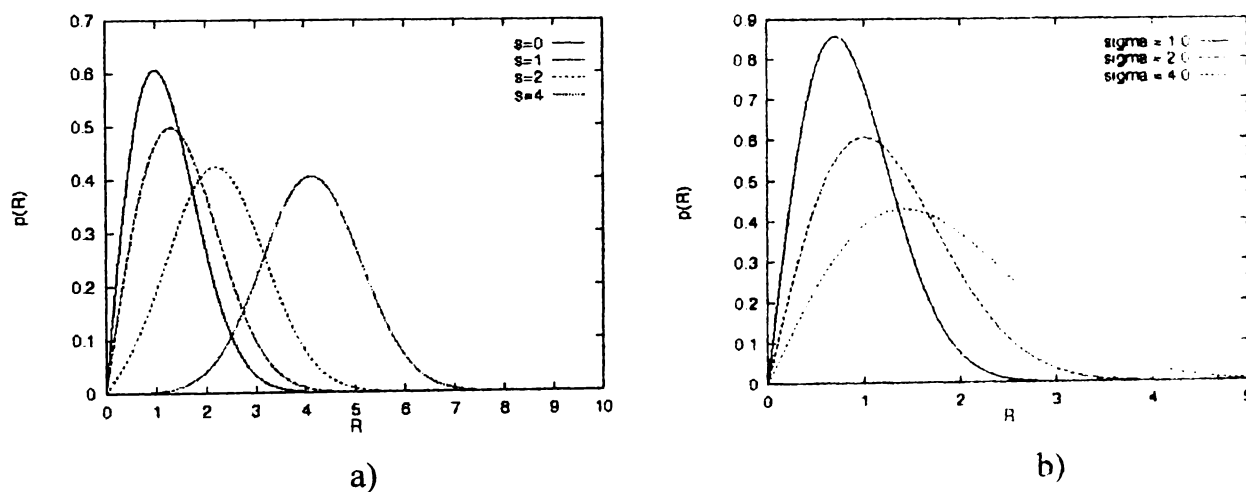


Figura 4.4. Funcțiile densității de probabilitate a) distribuție Rice b) distribuție Rayleigh

În figura 4.5. este prezentată o secvență tipică a variației puterii semnalului recepționat pe durata standard de 300 de secunde a unei măsurători.



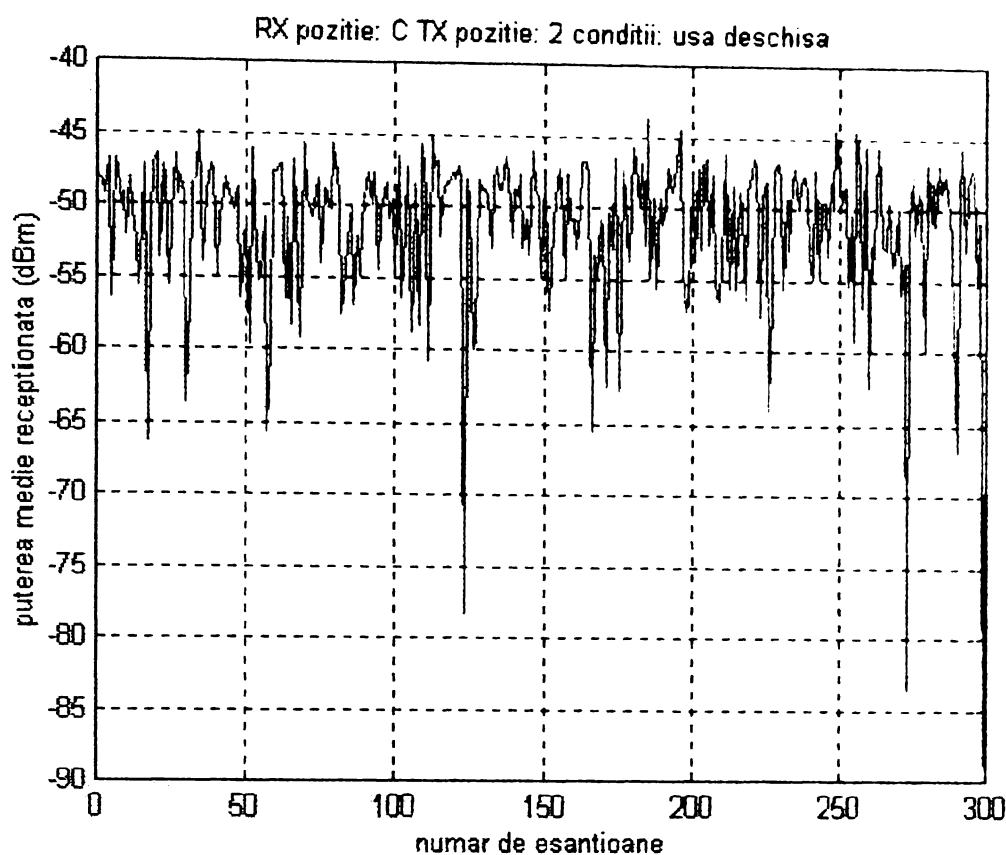


Figura 4.5. Rezultat tipic al măsurătorilor indoor

Se observă o dinamică foarte mare a semnalului cât și o variație rapidă în timp. Din această cauză analiza acoperirii cu semnal radio în interiorul clădirilor este foarte dificil de realizat și impune stabilirea și studiul unui număr foarte mare de scenarii de propagare. Rezultatele măsurătorilor vor fi prezentate în continuare.

Pentru fiecare din pozițiile fixe ale receptorului considerate de-a lungul coridorului a fost studiată statistica semnalului recepționat în scopul de a stabili tipul corect de distribuție la care se supune semnalul recepționat. Rezultatele sunt prezentate în figura 4.6.

Tabelele de mai jos prezintă într-o formă exhaustivă rezultatele globale ale campaniei de măsurători.

Se observă astfel că valoarea medie a parametrului  $K$  crește atunci când distanța dintre emițător și receptor se mărește. Acest lucru se poate explica prin faptul că traseele de propagare secundare prezintă atenuări mult mai mari decât traseul principal și prin urmare contribuția lor la puterea totală recepționată este puțin semnificativă.

Fenomenul revers are loc atunci când distanța dintre emițător și receptor se micșorează.

În plus se mai poate observa că valoarea medie a lui  $K$  nu este afectată de starea în care s-a aflat ușa biroului (deschisă sau închisă). Modificări semnificative se observă doar atunci când cele două antene se află la distanțe

relativ mici și prin urmare există traseu de propagare în vizibilitate directă (situație LOS). În funcție de poziția ușii acesta poate să existe sau să fie obstrucționat ducând astfel la o situație NLOS.

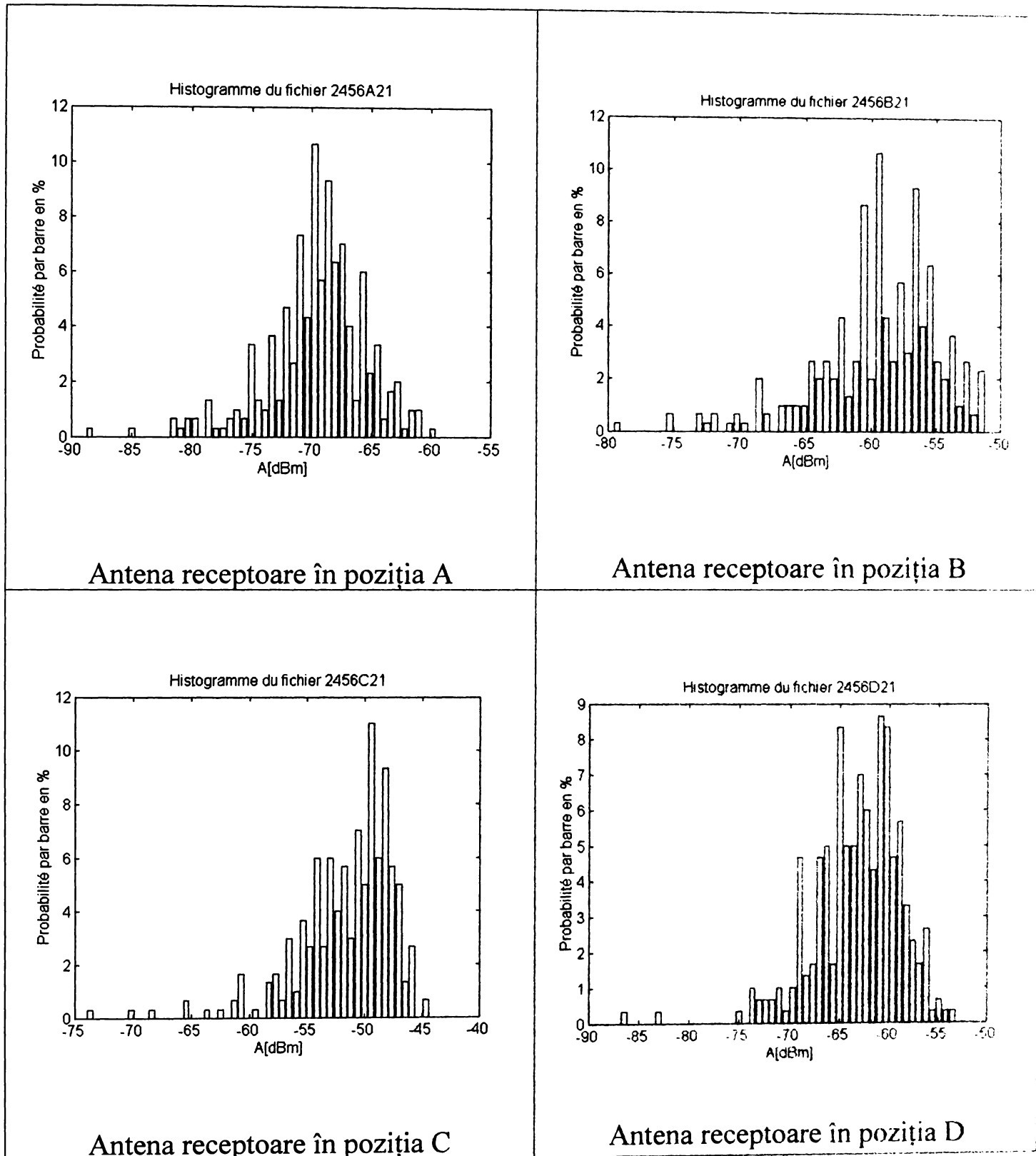


Figura 4.6. Distribuțiile puterii semnalului recepționat (cazul ușă deschisă)

			deschis	închis	deschis	închis	deschis	închis
1	A	26.88	3.1	2.3	2.3	0.5	0.5	0.5
2	A	25.66	2.8	3.3	3.3	0.5	0.5	0.5
3	A	24.45	2.4	3.7	3.7	0.2	0.2	0.2
4	A	26.54	1.8	4.3	4.3	0.5	0.5	0.5
5	A	25.31	1.0	4.3	4.3	0.6	0.6	0.6
6	A	24.08	1.1	4.2	4.2	1.1	1.1	1.1
7	A	26.33	2.2	3.6	3.6	0.6	0.6	0.6
8	A	25.09	0.5	4.7	4.7	0.8	0.8	0.8
9	A	23.84	1.6	4.1	4.1	0.6	0.6	0.6

Tabelul 4.2. Parametrii distribuției Rice calculați pentru cazul A indoor

			deschis	închis	deschis	închis	deschis	închis
1	B	11.39	0.8	4.2	4.2	1.0	1.0	1.0
2	B	10.33	0.6	4.6	4.6	0.7	0.7	0.7
3	B	9.32	0.9	5.0	5.0	0.7	0.7	0.7
4	B	10.57	0.5	4.0	4.0	0.2	0.2	0.2
5	B	9.42	0.7	4.8	4.8	0.8	0.8	0.8
6	B	8.30	0.5	4.2	4.2	1.2	1.2	1.2
7	B	10.02	0.7	4.2	4.2	0.7	0.7	0.7
8	B	8.80	0.8	4.8	4.8	0.8	0.8	0.8
9	B	7.60	0.8	5.1	5.1	0.9	0.9	0.9

Tabelul 4.3. Parametrii distribuției Rice calculați pentru cazul B indoor

			deschis		deschis		deschis
1	C	5.80	0.3		2.5		0.8
2	C	5.93	0.4		4.3		1.1
3	C	6.32	0.5		4.9		0.5
4	C	3.95	0.7		3.0		0.7
5	C	4.14	0.7		4.7		0.8
6	C	4.67	0.4		4.4		1.1
7	C	2.10	1.4		3.0		0.8
8	C	2.44	0.6		5.3		0.8
9	C	3.26	0.9		4.9		0.2

Tabelul 4.4. Parametrii distribuției Rice calculați pentru cazul C indoor

			deschis		deschis		deschis
1	D	8.82	1.7		4.3		0.4
2	D	9.80	0.9		4.4		0.6
3	D	10.83	0.8		4.6		0.4
4	D	7.73	0.6		5.3		0.6
5	D	8.83	0.2		5.5		0.7
6	D	9.97	0.9		5.2		0.5
7	D	6.97	0.8		5.0		0.4
8	D	8.17	1.5		4.0		0.6
9	D	9.39	0.3		4.3		0.4

Tabelul 4.5. Parametrii distribuției Rice calculați pentru cazul D indoor

Descrierea amănunțită a conținutului fișierelor de date se găsește în anexa A

Prin interpolarea datelor prezentate mai sus s-a calculat acoperirea cu semnal pentru încăperea măsurată. Rezultatele sunt prezentate în figurile de mai jos. Astfel fiecare figură corespunde uneia din cele patru poziții fixe ale receptorului și în fiecare apar cele două situații distincte care au fost create în timpul măsurătorilor: situația când ușa biroului a fost menținută deschisă și cea în care a fost închisă.

Nivelul semnalului radio este prezentat prin culori în fiecare imagine. Corespondența dintre codul culorilor și valorile reale în dBm este explicată prin bara de culoare care apare în fiecare imagine în partea dreaptă. Prin convenție culorile calde (roșu, portocaliu, galben) au fost asociate nivelelor ridicate de semnal iar culorile reci (verde, albastru) cu nivelele scăzute.

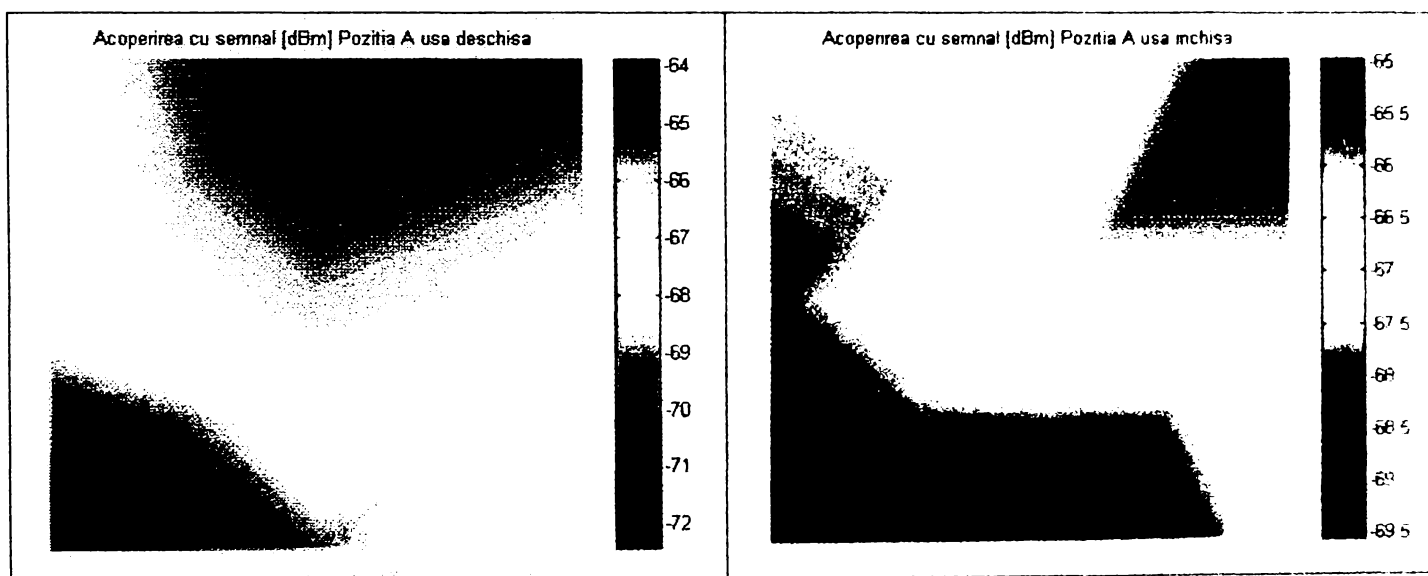


Figura 4.7. Acoperirea cu semnal radio a încăperii, văzută din punctul A

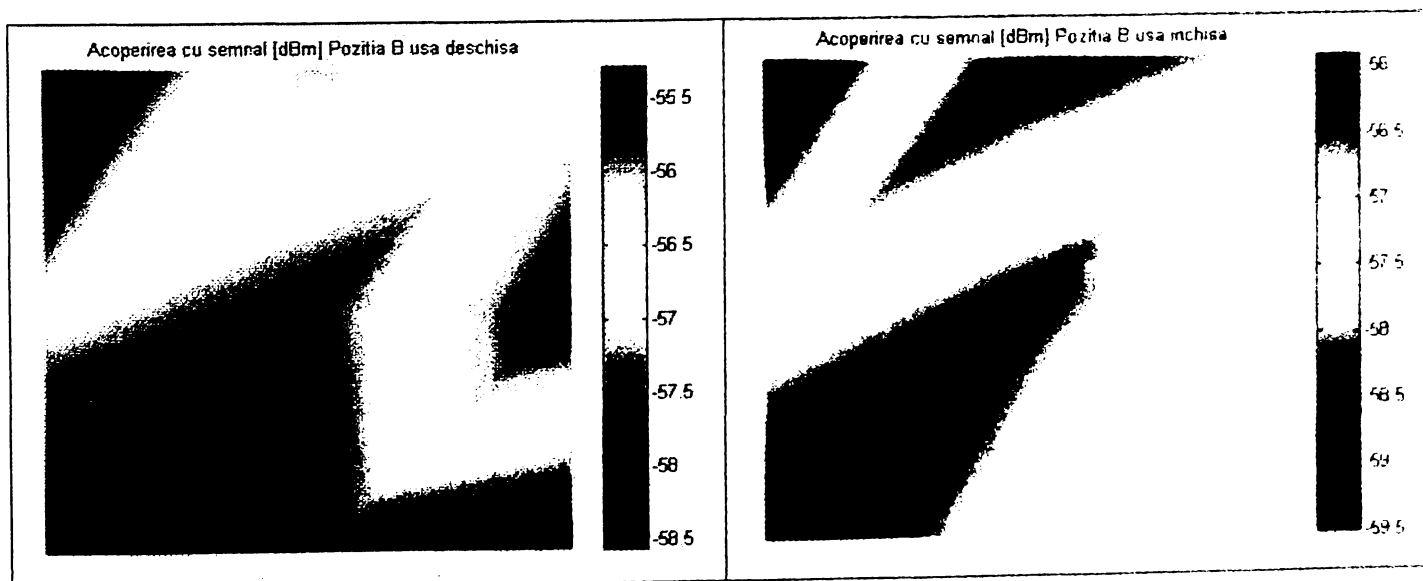


Figura 4.8. Acoperirea cu semnal radio a încăperii, văzută din punctul B

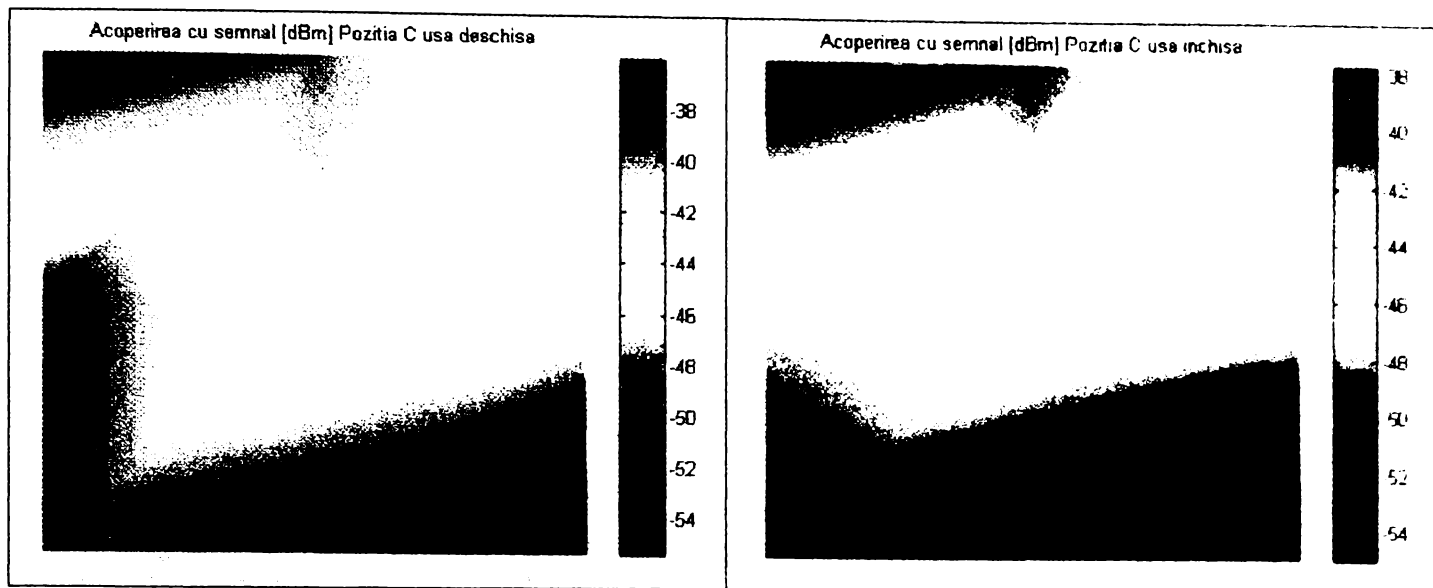


Figura 4.9. Acoperirea cu semnal radio a încăperii, văzută din punctul C

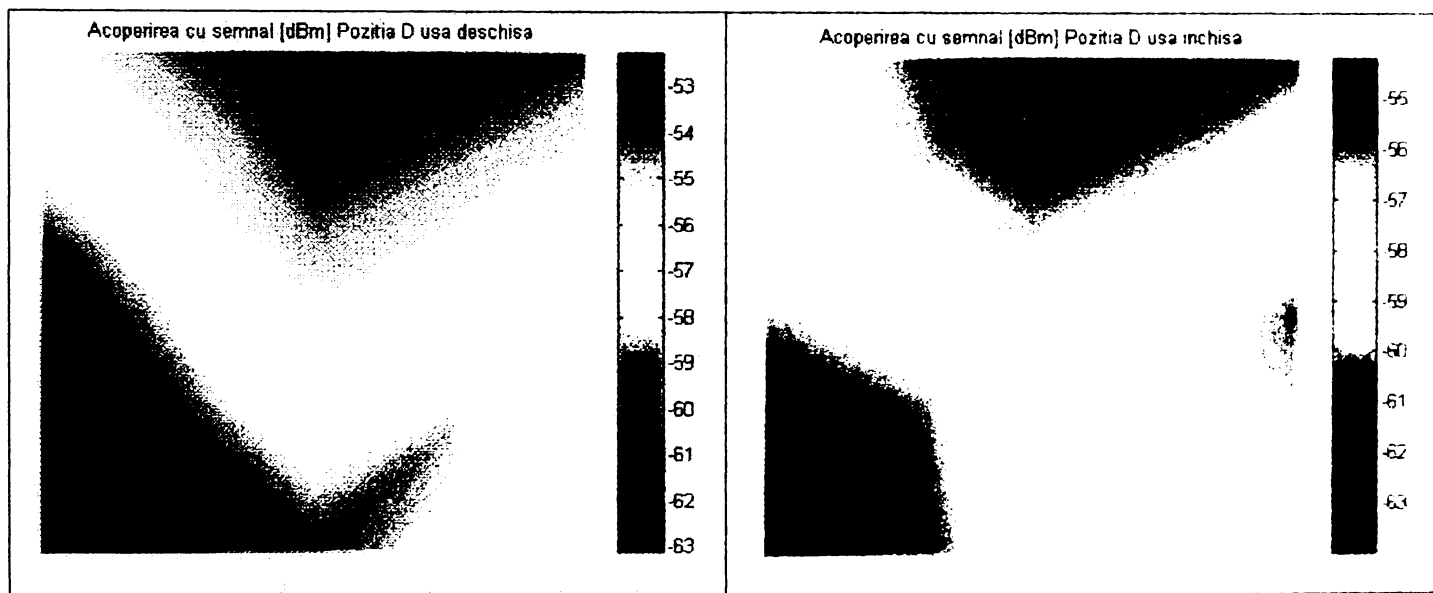


Figura 4.10. Acoperirea cu semnal radio a încăperii, văzută din punctul D

Interpretarea imaginilor de mai sus se face în modul următor. Colțul din stânga sus al imaginii corespunde poziției ușii (respectiv poziției numărul 7 a emițătorului) iar colțul din dreapta jos corespunde punctului cel mai îndepărtat de ușă (respectiv poziției numărul 3 a emițătorului). Imaginea consideră încăperea privită de sus.

Se observă că în afară de situația C care conține și scenarii de propagare LOS, în celelalte cazuri minimele corespund colțului din stânga jos iar maximele corespund părții din dreapta sus.

Trebuie subliniat că, datorită programului de calcul folosit, corespondența între codul culorilor și valorile semnalului este relativă la cea mai mică valoare din semnal și această normare se realizează pentru fiecare imagine în parte.

În figura 4.11. sunt prezentate comparativ diferențele care apar atunci când este studiată corelația dintre cele două cazuri distincte corespunzătoare fiecărei poziții fixe a receptorului.

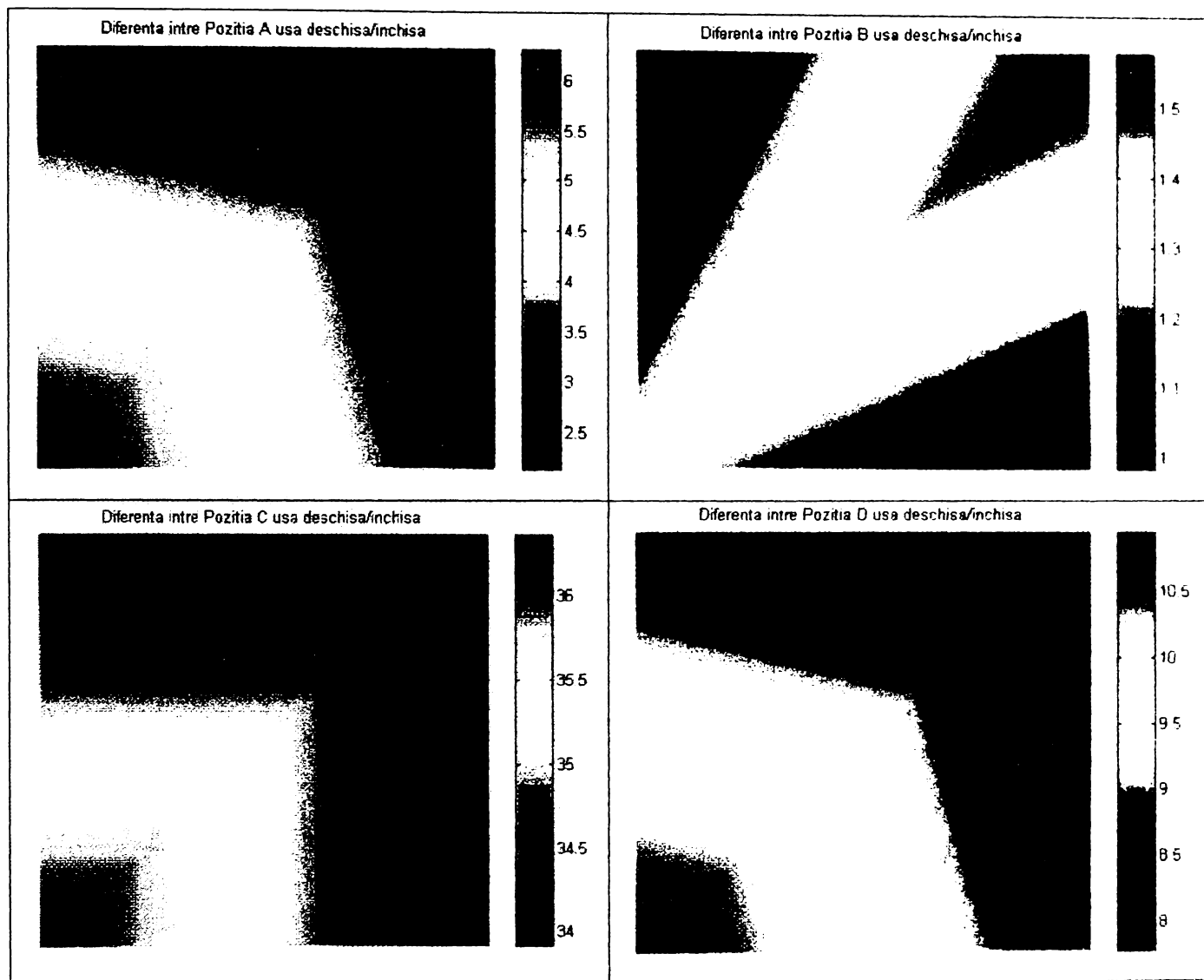


Figura 4.11. Diferențele dintre situațiile deschis/închis pentru fiecare poziție Rx

Se observă că cele mai mari diferențe apar în cazul C, adică atunci când se consideră și contribuția situațiilor de vizibilitate directă. Pe măsură ce distanța dintre emițător și receptor crește poziția în care se găsește ușa încăperii nu mai este semnificativă. Astfel se observă diferențe medii în cazul D și diferențe minore în cazurile A și B. Extrapolând aceste rezultate se poate afirma că în cazul implementării unui model de predicție pentru o întreagă clădire, poziția, natura și forma obiectelor de mobilier care se găsesc într-o încăpere și a căror dimensiuni sunt mult mai mici decât dimensiunile încăperii, nu sunt semnificative pentru rezultatul dorit și prin urmare nu justifică efortul de a fi înglobate în model.

În concluzie, în acest paragraf au fost prezentate rezultatele campaniei de măsurători experimentale efectuate în primăvara anului 1999 în cadrul

Departamentului de Prelucrarea semnalelor al ESIEE Paris. Scopul măsurătorilor a fost de a studia din punct de vedere statistic propagarea semnalului radio în interiorul clădirilor, în gama de frecvență de 2 GHz. S-a analizat distribuția pe care o prezintă anvelopa semnalului recepționat și, pe baza datelor experimentale colectate, a fost calculată acoperirea cu semnal radio a unei încăperi, așa cum este văzută de către un receptor plasat în exteriorul ei dar în interiorul clădirii. Concluziile trase pe baza rezultatelor obținute vor fi folosite în implementarea unui model de predicție a propagării indoor.

## 4.2. Măsurarea canalului radio în cazul tranziției indoor-outdoor

Măsurătorile experimentale de bandă îngustă, pentru studiul propagării în cazul tranziției indoor – outdoor au fost realizate în cadrul unui contract de cercetare cu Departamentul Informatică al Universității de Științe Aplicate (Fachhochschule) din Gelsenkirchen, Germania. Măsurătorile au fost realizate, ca obiect al contractului, la penitenciarul din localitate. Datorită clauzei de confidențialitate invocată în contract, în prezenta lucrare vor fi omise anumite informații, iar rezultatele campaniei de măsurători vor fi interpretate doar în conformitate cu obiectul tezei, fără alte referiri colaterale.

Scopul măsurătorilor a fost de a studia în ce măsură polarizarea antenei are efect asupra semnalului recepționat și de asemenea de a aprofunda rezultatele obținute în cazul propagării indoor.

### 4.2.1. Condițiile măsurătorilor experimentale

Pentru campania de măsurători a fost ales un bloc cu celule, tipic pentru penitenciare. Înălțimea fiecărui etaj este de 2,65 metri. Ca și în cazul precedent materialul de construcție a fost betonul armat dar datorită destinației specifice a clădirii, aceasta nu prezintă tavan fals sau alte decorații interioare. Structura este oarecum similară cu cea pentru studiul indoor în sensul că prezintă un coridor transversal de-a lungul fiecărui etaj de o parte și de cealaltă găsiindu-se celule. Ca element de noutate trebuie precizat că fiecare celulă prezintă o ușă metalică masivă, închisă în permanență iar coridorul se termină la ambele capete prin uși metalice și nu prin uși de sticlă așa cum a fost în cazul studiului indoor.

Sistemul de măsură utilizează pe partea de emisie un generator de semnal folosit pentru producerea unei purtătoare nemonodate (CW) în banda de 900 MHz. Puterea utilizată a fost de maxim 10 dBm pentru simularea condițiilor reale de propagare. Antena utilizată a fost o antenă dipol omnidirecțională plasată la 1,50 metri până la 1,70 metri înălțime față de podea.



Receptorul de bandă îngustă a fost realizat ca și în cazul precedent cu ajutorul unui analizor de spectru de tipul HP 8534 conectat în acest caz la o antenă directivă de tip Yagi cu optsprezece elemente și fixată pe un suport care asigură posibilitatea schimbării poziției atât pe verticală cât și pe orizontală așa cum se vede în figura 52. Câștigul antenei în partea frontală este de 14,7 dBd cu un raport față spate de 20 dB și banda la 3 dB de  $24^\circ$  în planul E și respectiv  $32^\circ$  în planul H. Achiziția de date s-a realizat prin interconectarea sistemului de măsură cu un calculator de tip PC prin intermediul unei interfețe GPIB.

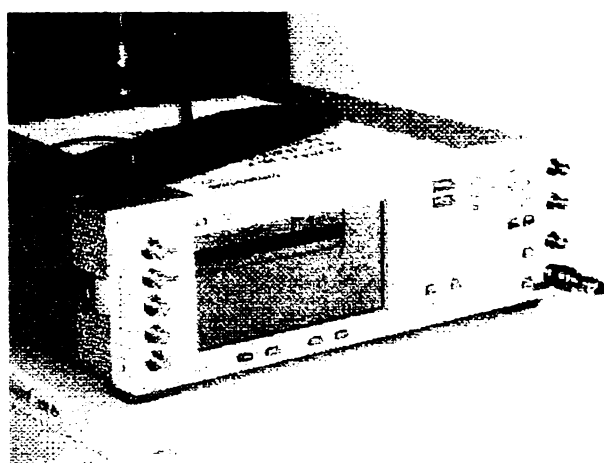


Figura 4.12. Aparatele de măsură utilizate în cazul indoor—outdoor  
Receptorul (sus), Emițătorul (jos)

Pe durata măsurătorilor a fost înregistrată puterea medie recepționată în numeroase scenarii diferite de propagare. Antena de recepție a fost plasată la nivelul solului, în exteriorul clădirii și la o distanță de 33,5 metri de aceasta, rămânând fixă pe durata măsurătorilor. Prin modificarea azimutului (între  $0^\circ$  și  $180^\circ$ ) și elevației (între  $0^\circ$  și  $35^\circ$ ) acesteia au fost create numeroase scenarii de propagare atât LOS cât și NLOS. Planul după care a fost deplasată antena este prezentat schematic în figura 53.

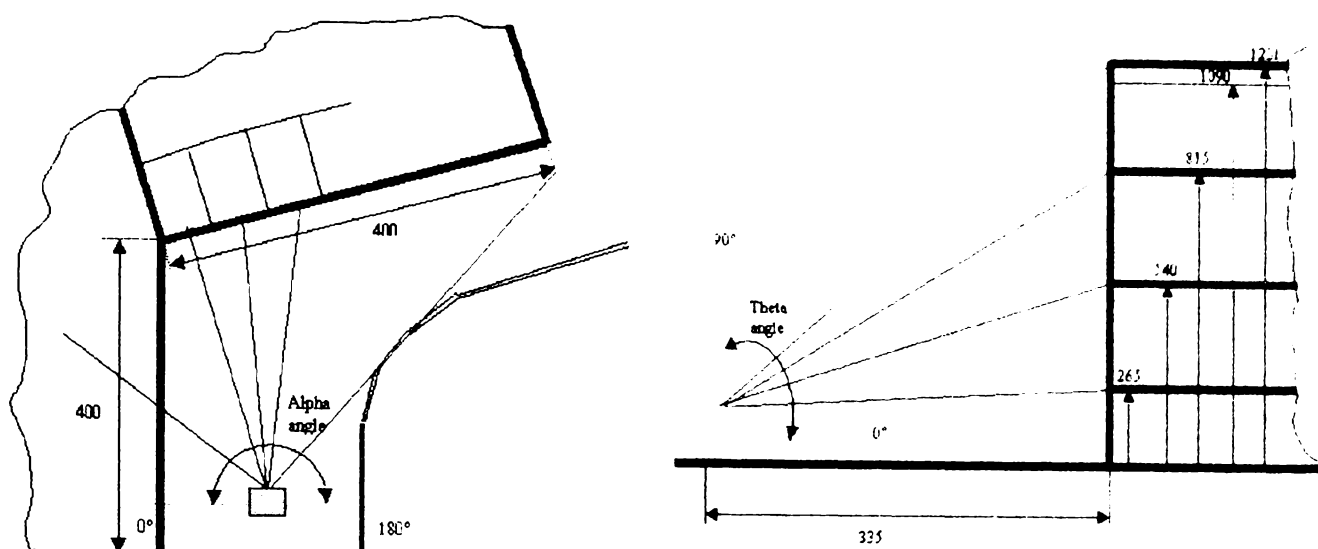


Figura 4.13. Planul de mișcare al receptorului și dimensiunile clădirii

Față de cazul indoor când s-a studiat propagarea pe același palier, de această dată accentul a fost pus pe studiul pe verticală. Astfel emițătorul a fost plasat succesiv în șapte celule la etajul patru și în câte trei celule vecine la celelalte etaje. Deoarece s-a demonstrat în cazul indoor că mișcarea antenei în interiorul unei arii comparabile cu lungimea de undă nu este semnificativă, pe durata unei măsurători antena de emisie a fost menținută fixă. În schimb pentru simularea condițiilor reale ale unei convorbiri, în fiecare celulă au fost menținute piesele de mobilier și una sau două persoane s-au aflat în imediata vecinătate a emițătorului.

Campania de măsurători a avut loc în decembrie 1999 și s-a concretizat în 2972 de configurații diferite Tx – Rx însumând 1191772 eșantioane ale puterii recepționate. În tabelul de mai jos sunt prezentate sintetic datele principale ale experimentului:

Tipul clădirii considerate	Clădire penitenciar în zonă urbană
Înălțimea unui etaj	2,65 metri
Înălțimea reală a unui etaj	2,5 metri (40 cm tavan fals)
Dimensiunile încăperii considerate	Lățime 2 metri; lungime 3,5 metri
Înălțime antenă receptor	1,60 metri
Înălțime antenă emițător	1,50; 1,70 metri
Frecvență de lucru	889,4 MHz
Număr fișiere date / date în fișiere	2972 fișiere / 401 date în fișier
Durata unei măsurători	6 minute
Nivelul de zgomot	- 80 dBm
Putere maximă în emisie	10 dBm

Tabelul 4.6. Principalele date ale experimentului indoor/outdoor

Descrierea amănunțită a fișierelor de date colectate și a conținutului lor este dată în indexul din anexa A.

#### 4.2.2. Interpretarea rezultatelor

În cele ce urmează vor fi prezentate rezultatele măsurătorilor experimentale precum și observațiile provenite din interpretarea acestora.

Scopul acestui experiment a fost de a studia modul în care se propagă undele radio în zonele din vecinătatea clădirilor în scopul de a include aceste rezultate în cadrul unui model de predicție a propagării. Așa cum a fost prezentat în capitolele anterioare cazul studiat mai poartă numele de fenomen de penetrare. Anvelopa tipică în acest caz este prezentată în figura de mai jos.

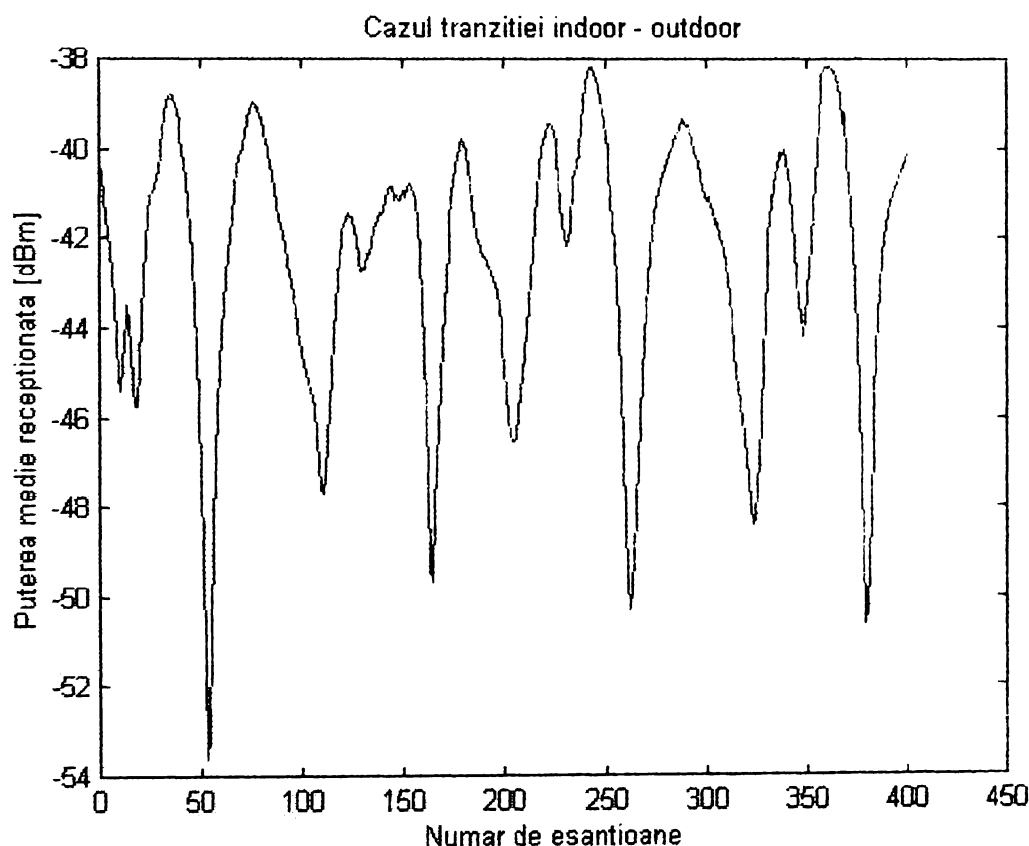


Figura 4.14. Rezultat tipic al măsurătorilor indoor--outdoor

Se poate observa din figura de mai sus diferențele existente față de cazul indoor. Astfel dinamica semnalului este mult mai redusă iar variațiile semnalului în timp sunt mult mai lente. Prin urmare în cazul unei tranziții indoor outdoor legătura radio este mult mai stabilă. Această observație corelată cu rezultatele simulării computerizate a fost utilizată la rezolvarea problemei plasării receptorului.

Așa cum s-a procedat și în cazul indoor, pentru fiecare poziție distinctă a emițătorului a fost calculată acoperirea cu semnal, din punctul de vedere al emițătorului. Astfel pe baza interpolării rezultatelor măsurărilor au fost obținute „fotografii” bidimensionale ale câmpului electromagnetic. Un exemplu tipic este cel prezentat în figura 4.15.

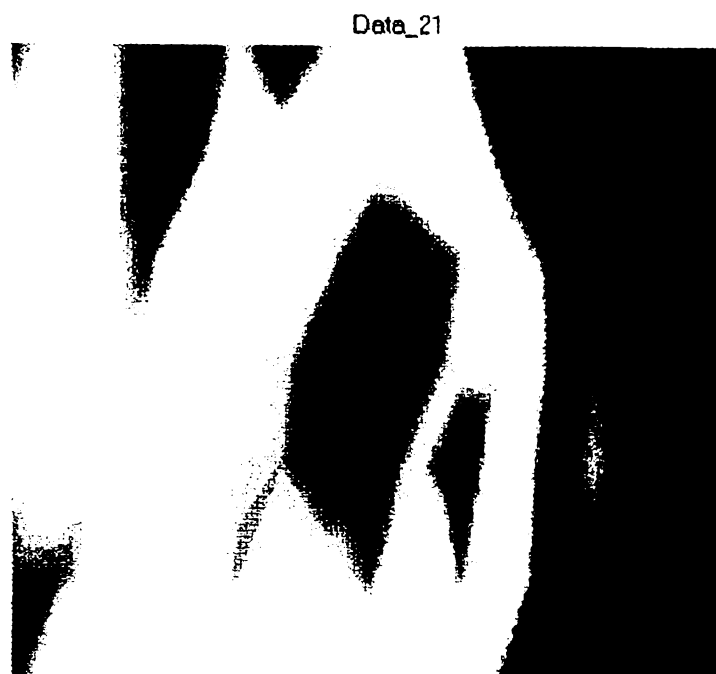


Figura 4.15. Acoperirea cu semnal radio în cazul indoor--outdoor

Interpretarea acestor rezultate se face în mod similar cazului indoor. Codul culorilor este folosit după aceeași convenție, respectiv culorile calde pentru semnal de nivel ridicat și cele reci pentru semnal de nivel scăzut. Diferența constă în plasarea observatorului. Astfel în acest caz imaginile se consideră pe verticală văzute din poziția receptorului.

Figura 4.16. prezintă rezultatele globale ale campaniei de măsurători. Se observă fațada clădirii în care a fost plasat emițătorul și ferestrele celulelor corespunzătoare. Hărțile de acoperire cu semnal radio sunt plasate corespunzător cu dispunerea ferestrelor.

Primul aspect care a fost studiat pe baza acestor măsurători îl reprezintă problema polarizării antenei receptorului. După cum este cunoscut, datorită propagării pe trasee multiple undele electromagnetice care se însumează pe antena receptorului prezintă polarizări diferite.

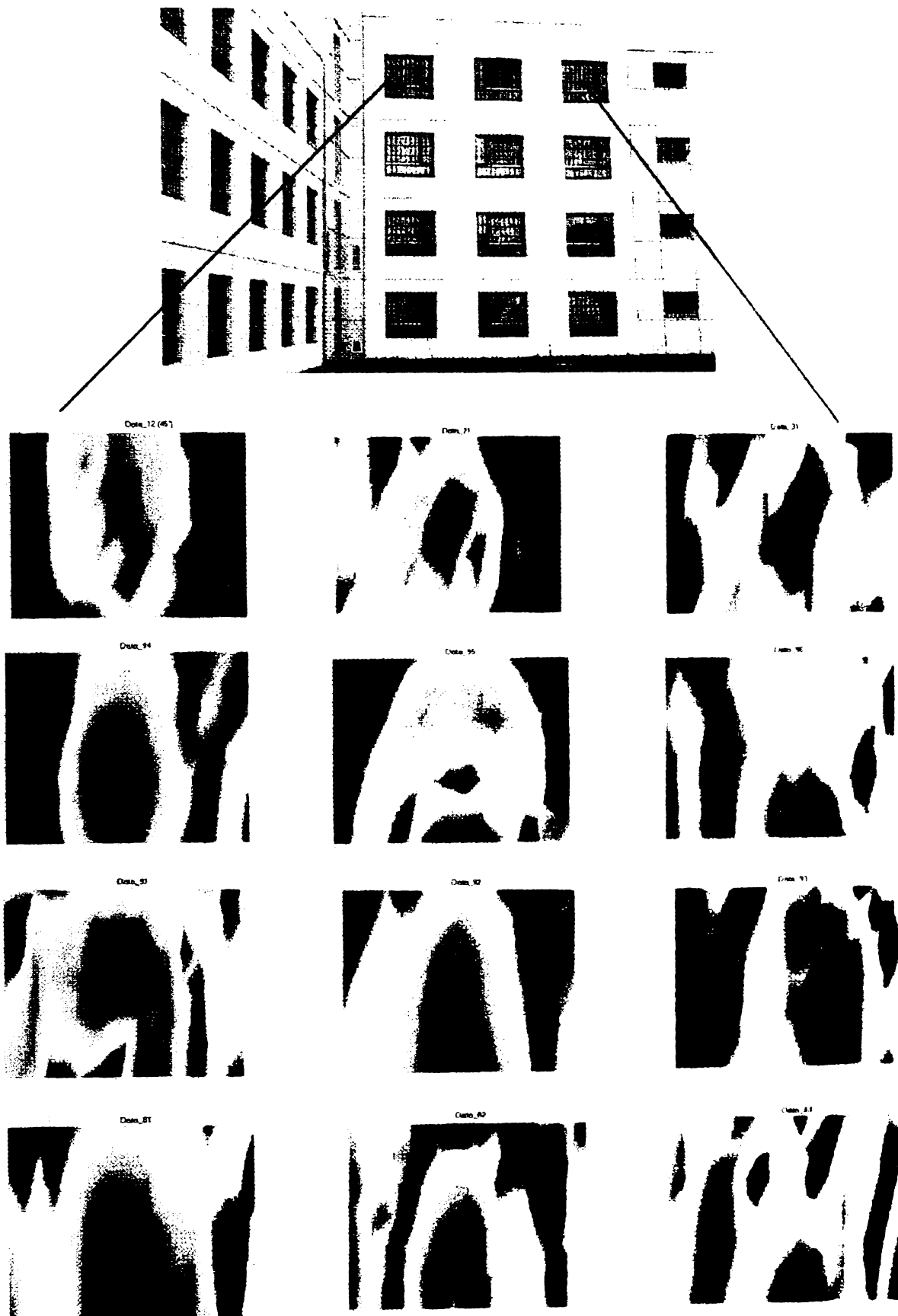


Figura 4.16. Rezultatele globale ale măsurătorilor indoor--outdoor

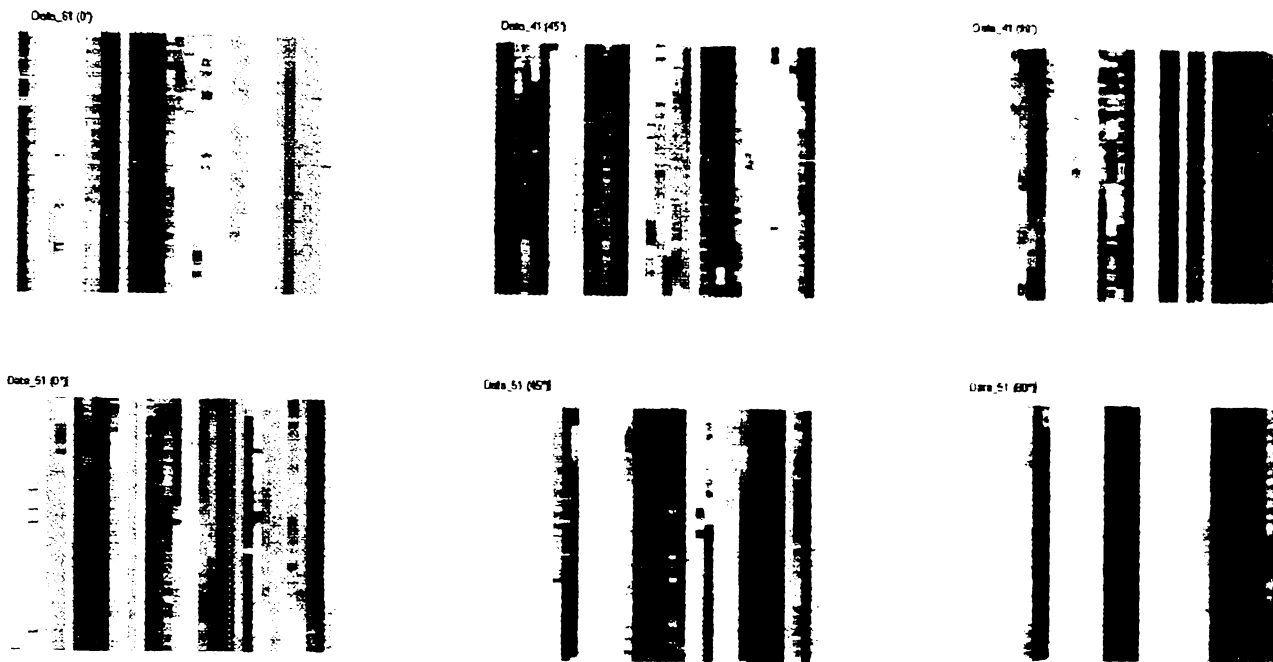


Figura 4.17. Studiul influenței polarizării antenei asupra semnalului recepționat

Utilizarea unei antene Yagi a permis studiul semnalului recepționat pentru diferite polarizări (verticală, orizontală sau circulară). Figura 4.17. prezintă cazul a două celule vecine plasate pe același palier. Se poate observa că asigurarea unei polarizări a antenei la  $45^\circ$  (imaginile din mijloc) asigură recepția cea mai bună. Din imagine se poate identifica poziția emițătorului (banda roșie) precum și deplasarea acestuia.

Un alt aspect studiat a fost preluat din observațiile făcute în cazul indoor și anume influența poziției receptorului într-o încăpere și a pieselor de mobilier asupra semnalului recepționat.

În cazul indoor s-a observat că obiectele din încăpere nu influențează semnalul recepționat atunci când distanța dintre emițător și receptor este suficient de mare. În cazul de față a fost studiată problema poziției emițătorului într-o încăpere atunci când receptorul se află în exteriorul clădirii.

Pentru aceasta emițătorul a fost plasat în trei poziții distincte în interiorul unei celule: în fața ferestrei (figura 4.18. sus), în mijlocul încăperii (figura 4.18. mijloc) și respectiv în fața ușii (figura 4.18. jos) care este opusă ferestrei. Se poate observa din hărțile de acoperire cu semnal că nu există diferențe notabile din punct de vedere al receptorului între cele trei poziții. În toate cazurile punctul de maximă intensitate a semnalului (zona maro din imagini) se află plasat în aceeași poziție.

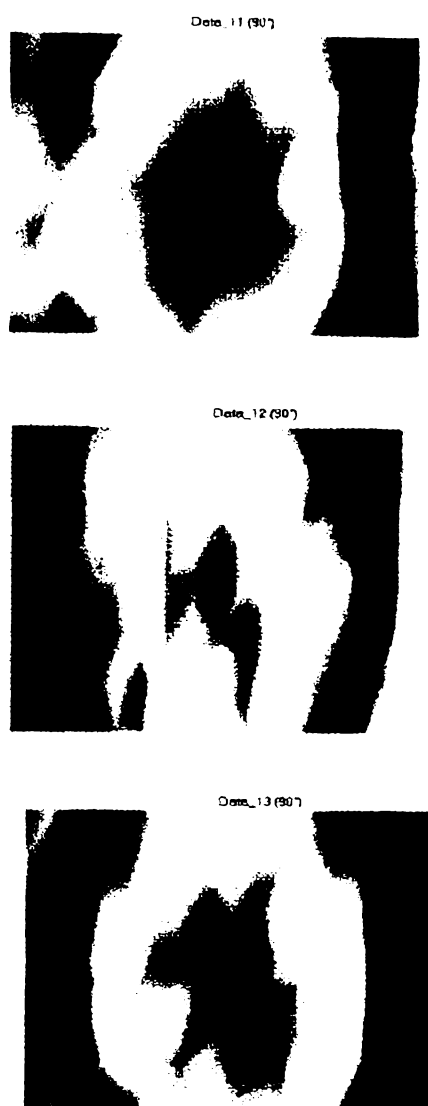


Figura 4.18. *Influența poziției emițătorului asupra semnalului recepționat în cazul indoor—outdoor*

În concluzie în acest paragraf au fost prezentate rezultatele campaniei de măsurători experimentale efectuate pentru studiul fenomenului de propagare în situația tranziției indoor—outdoor (fenomenul de penetrare). Au fost analizate influența polarizării antenei și influența deplasării receptorului pe distanțe comparabile cu lungimea de undă. Rezultatele au venit să completeze cele obținute prin analiza propagării într-un mediu indoor.

### 4.3. Concluzii

În acest capitol a fost prezentat și interpretat rezultatul a două campanii de măsurători experimentale efectuate de către autor. Scopul acestora a fost colectarea informațiilor privitoare la parametrii canalului radio.

Au fost analizate două situații în conformitate cu problemele ridicate în cadrul proiectului de cercetare cu privire la posibilitatea localizării unei transmisii în interiorul unei clădiri.

Astfel studiul a început prin măsurarea puterii medii recepționate exclusiv în interiorul clădirii (indoor). Apoi pe baza analizei rezultatelor obținute s-a trecut la stabilirea scenariilor de propagare în cazul tranziției indoor—outdoor.

Pe baza concluziilor obținute în cele două campanii de măsurători a fost dezvoltat un model original de predicție a propagării undelor radio în interiorul clădirilor și în imediata vecinătate a clădirilor.

Etapele în care a fost realizat acest model precum și probleme legate de implementarea practică fac obiectul capitolului următor.



## Capitolul V

### Metodă originală „ray launching” de predicție a propagării în picocelule

În capitolul trei au fost prezentate cercetările efectuate de autor asupra principalelor modele de predicție a propagării. Au fost analizate tendințele majore existente la ora actuală. Au fost studiate un număr considerabil de modele de simulare computerizată și au fost realizate predicții pe baza acestora. Performanțele, avantajele și dezavantajele modelelor cel mai frecvent utilizate au fost descrise pe larg.

*Pornind de la acestea a fost dezvoltată o metodă originală de predicție a propagării bazată pe un algoritm de calcul tridimensional, derivată dintr-un model clasic de lansare și calcul a traseelor de propagare („ray launching”) în care au fost înglobate rezultatele campaniilor de măsurători experimentale descrise în capitolele anterioare. Noul model determinist de predicție care va fi prezentat în cele ce urmează a fost conceput pentru analiza și predicția propagării undelor radio în medii urbane cu o densitate ridicată a construcțiilor, cât și în interiorul clădirilor.*

Așa cum s-a prezentat atât traficul în rețeaua mobilă cât și numărul de abonați din aceste zone ating cote foarte ridicate. Prin urmare utilizarea picocelulelor apare ca o necesitate.

Datorită complexității acestor medii de propagare, predicția necesită modele de canal deterministe bazate pe algoritmi de calcul tri-dimensional. Principalele probleme și limitări pe care le ridică un astfel de algoritm sunt viteza de calcul și gradul de complexitate care poate fi implementat. În consecință, modelul „3D ray launching” creat de autor va fi descris în continuare în strânsă legătură cu acești parametrii.

#### 5.1. Cerințele impuse unui model de predicție

În principal performanțele unui sistem de comunicații mobile se apreciază pe baza ratei erorilor survenite la decodarea semnalului recepționat. Pe baza acestei aprecieri a fost introdus un parametru numit rata erorii de bit (bit error rate – BER). Acest parametru depinde de mai mulți parametri ai semnalului recepționat.

Principalii factori care influențează BER sunt:

- a) nivelul de câmp recepționat la emisie: Dacă puterea recepționată este sub un anumit nivel atunci demodularea semnalului nu mai este posibilă. Nivelul la recepție este variant în timp și din acest motiv atât în cazul predicției cât și al măsurătorilor experimentale se consideră valoarea medie a acestuia în locul valorii instantanee. Acest parametru este foarte important pentru că influențează decisiv BER și de aceea orice model de predicție trebuie să-l ia în calcul.
- b) variația timpului de propagare pe diferite trasee: datorită fenomenului de propagare pe trasee multiple undele electromagnetice ajung la receptor cu anumite întârzieri. Din această cauză, dacă valorile acestor întârzieri sunt mai mari decât durata unui bit cauzează interferență intersimbol iar receptorul nu va fi capabil să identifice contribuția tuturor traseelor corespunzătoare unei durate de bit. Prin urmare calitatea semnalului recepționat va scădea.
- c) fadingul rapid: pe antena receptorului se însumează undele electromagnetice care sosesc pe diferite trasee. Această însumare poate fi constructivă sau distructivă depinzând de traseul urmat de fiecare undă. Prin urmare valoarea instantanee a puterii recepționate va diferi în fiecare moment de valoarea sa medie. Acest fenomen poartă denumirea de fluctuații sau fading.

Prin urmare un model performant de predicție a propagării trebuie să aibă în vedere acești parametri, cu alte cuvinte să fie capabil să modeleze propagarea pe trasee multiple.

De asemenea un astfel de model trebuie să fie universal aplicabil, adică să nu depindă de tipul sistemului pe care îl simulează. Prin urmare nu trebuie să conțină informații referitoare la parametrii sau caracteristicile unui astfel de sistem.

## 5.2. Considerații generale asupra noului model creat

Modelul determinist de predicție dezvoltat a fost creat utilizând tehnica ray launching căreia i s-au adus îmbunătățiri.

Ca și cerințe de bază sistemul a fost construit astfel încât să furnizeze ca și rezultat răspunsul la impuls al canalului. Astfel cunoscând caracteristica de bandă largă a canalului se pot calcula o seamă de parametrii statistici pe baza cărora se poate caracteriza complet propagarea pe trasee multiple așa cum va fi prezentat pe parcursul lucrării. Tot pe baza acestui rezultat se poate obține și caracteristica de bandă îngustă a sistemului.

Pe baza analizei realizate în capitolele precedente s-a observat importanța bazei de date digitale. De aceea în realizarea sistemului a fost prevăzută posibilitatea creării acestei baze de către utilizator. Ca și îmbunătățire față de modelele precedente în realizarea bazei de date se pot introduce informații

despre materialele din care sunt realizate construcțiile aflate în zona de interes pentru predicție. Informațiile referitoare la gabaritul zidurilor sunt de asemenea memorate.

Parametrii care definesc metoda ray launching și anume unghiurile sub care se lansează traseele, numărul de difracții considerate, rezoluția hărții digitale, nivelul minim al puterii pe un anumit traseu de propagare, pot fi de asemenea reglați în cadrul modelului.

### 5.3. Probleme speciale în implementarea tehnicii ray launching

O problemă deosebit de importantă o reprezintă problema dimensiunilor receptorului. Astfel odată ce au fost lansate și trasate toate căile de propagare, programul trebuie să interpreteze rezultatele calculând în fiecare punct de interes nivelul puterii. Dacă se consideră că traseele au fost lansate uniform în spațiul tri-dimensional pentru ca acestea să poată atinge receptorul el trebuie considerat ca având dimensiuni reale și finite. Cazul cel mai utilizat este cel de a aproxima receptorul cu un disc de cerc (în cazul modelelor bidimensionale) sau cu o sferă (în cazul modelelor tri-dimensionale). Astfel doar traseele care intersectează această arie din jurul receptorului contribuie la puterea totală recepționată.

În figură este prezentat un exemplu pentru cazul bidimensional. Astfel dimensiunile discului sunt foarte importante deoarece ele trebuie astfel alese încât să fie asigurată recepția câte unui traseu din fiecare front de undă. Dacă discul este prea mare atunci vor fi recepționate mai multe trasee decât este normal iar dacă dimensiunile lui sunt prea mici atunci prea puține trasee vor fi luate în calcul.

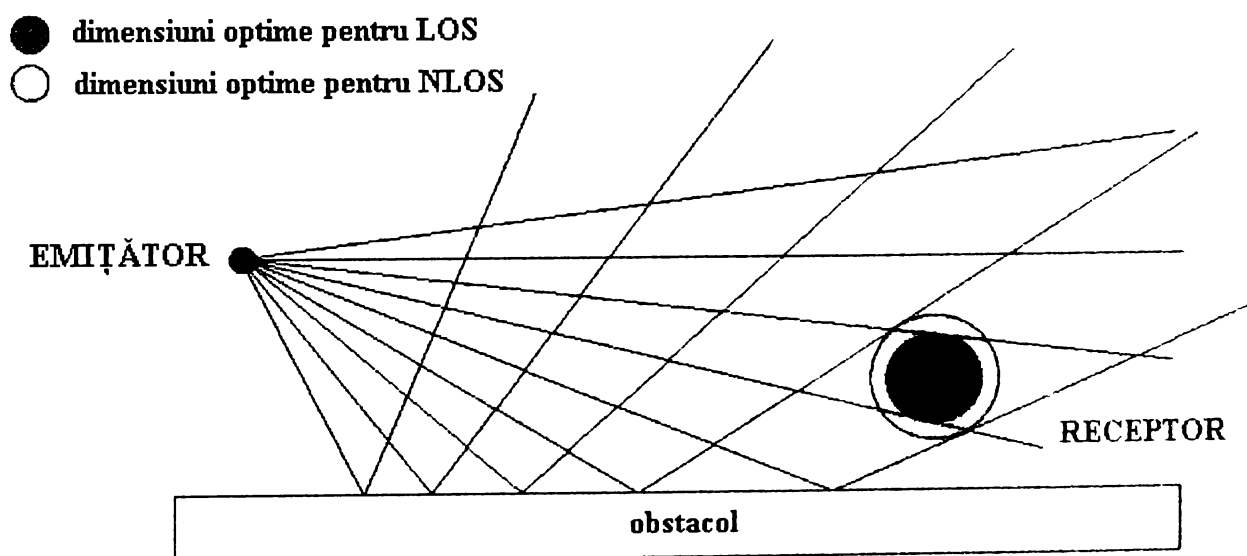


Figura 5.1. Problema receptorului sferic

S-a arătat că tehnicile de ray launching sunt deosebit de eficace când sunt utilizate în medii tridimensionale cu o geometrie complicată. Spre deosebire de tehnica ray tracing unde calculul a mii de trasee de propagare era o problemă foarte complicată depinzând foarte mult de configurația mediului, ray launching nu depinde semnificativ de această configurație. De aceea au putut fi considerate și alte tipuri de suprafețe diferite de cele plane și care erau imposibil de modelat prin alte tehnici.

Astfel în cazul terenurilor ondulate sau a suprafețelor curbe, modelele ray launching oferă rezultate foarte bune mai ales dacă de aplică metoda fasciculelor. Prin această metodă se presupune că pentru fiecare traseu există anumite trasee adiacente care luate în calcul împreună constituie un fascicul, așa cum se arată în figura 5.2.

Densitatea de putere pentru un astfel de fascicul variază invers proporțional cu aria secțiunii acestuia. De asemenea la recepție va fi considerată o astfel de arie pentru calculul puterii.

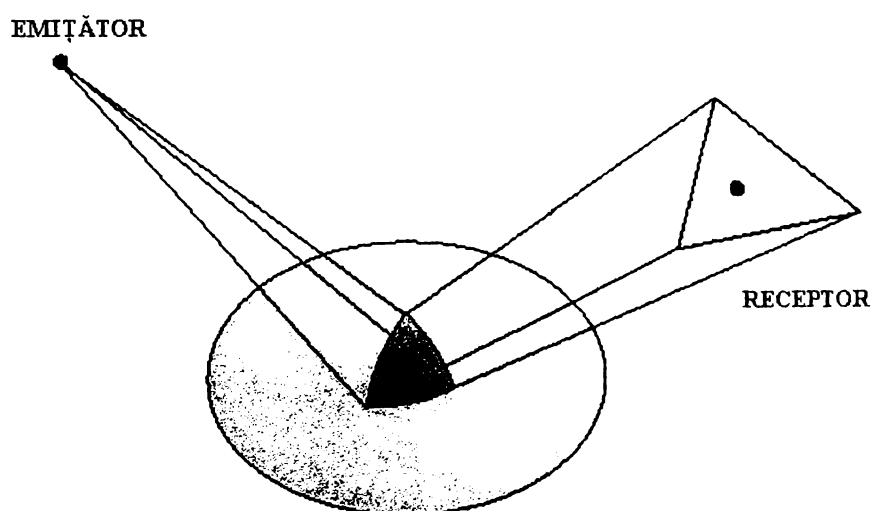


Figura 5.2. Problema fasciculelor de unde

#### 5.4. Realizarea practică a modelului de predicție

În acest paragraf vor fi prezentate în detaliu modul de realizare practică a modelului de predicție a propagării bazat pe tehnica ray launching.

Modelul de predicție și simulare computerizată a fost implementat sub forma unui aplicații windows independente dezvoltate pe baza MATLAB™ 6.0 și prevăzut cu o interfață grafică care permite o utilizare facilă. (Din

considerente legate de participarea autorului la un program de cercetare european meniurile interfeței grafice au fost implementate în limba engleză).

Astfel în prima fază de utilizare modelul oferă posibilitatea creării unei baze de date digitale („NEW STRUCTURE”) sau a încărcării uneia deja existente („LOAD STRUCTURE”) după cum este prezentat în figura următoare.



Figura 5.3. Interfața grafică principală a modelului

În cazul în care utilizatorul dorește crearea unei noi baze de date digitale o nouă fereastră grafică interactivă („STRUCTURE MANAGER”) este afișată.

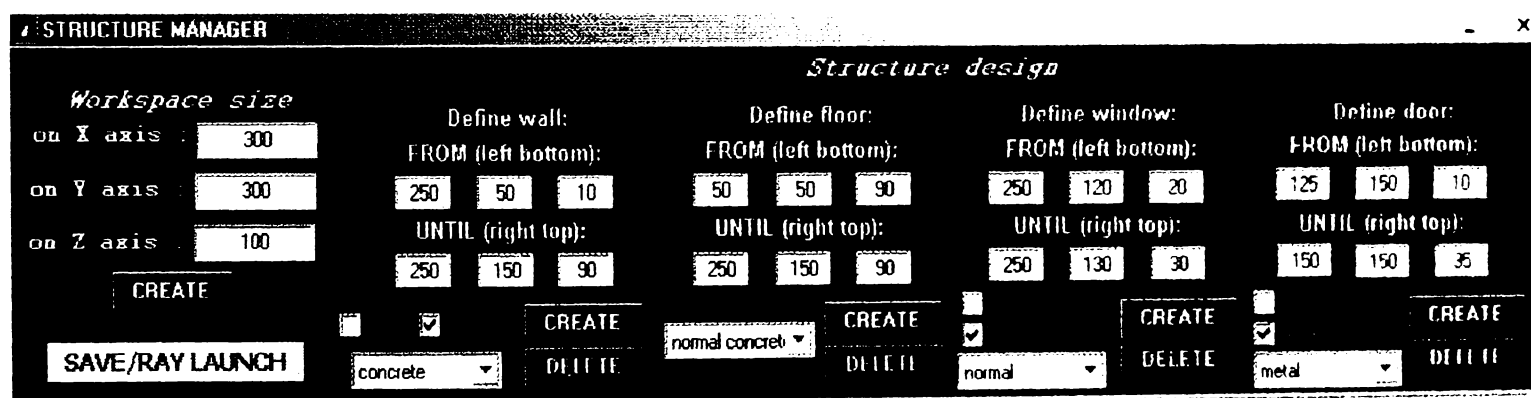


Figura 5.4. Interfața grafică interactivă pentru crearea bazei de date digitală

Procesul de creare a hărții digitale a mediului considerat constă în două etape. În prima etapă utilizatorul trebuie să stabilească rezoluția spațiului de lucru. Pe baza acestei informații programul creează o matrice tridimensională  $S_{M \times N \times P}$  având ca și dimensiuni datele introduse de utilizator în secțiunea „WORKSPACE SIZE”.

Tot în această etapă este stabilit și sistemul de coordonate în care va avea loc simularea propagării. Acesta are ca și origine elementul 1 al matricii și

anume  $S_{111}$  iar axele de coordonate se calculează în funcție de coloanele și liniile matricii  $S$  astfel:

$$\begin{aligned} \text{axa } X &\Rightarrow [S_{111}, S_{M11}] \\ \text{axa } Y &\Rightarrow [S_{111}, S_{1N1}] \\ \text{axa } Z &\Rightarrow [S_{111}, S_{11P}] \end{aligned} \quad (5.1.)$$

Un element al matricii astfel create va fi considerat elementul unitate al sistemului și va fi reprezentat grafic sub forma unui pixel

În continuare utilizatorul poate introduce informațiile principale referitoare la orientarea zidurilor, plafoanelor ușilor și ferestrelor, la gabaritul acestora, precum și informațiile secundare referitoare la materialele de construcții utilizate. Programul va înregistra aceste informații modificând anumite elemente ale matricii create în prima etapă așa cum se va prezenta în cele ce urmează.

Fie matricea  $S$  creată conform considerațiilor precedente și considerată ca având inițial toate elementele nule:

$$S = \begin{bmatrix} [S_{11}]_P & \cdots & [S_{x1}]_P & \cdots & [S_{M1}]_P \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ [S_{1y}]_P & \cdots & [S_{xy}]_P & \cdots & [S_{My}]_P \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ [S_{1N}]_P & \cdots & [S_{xN}]_P & \cdots & [S_{MN}]_P \end{bmatrix} \quad (5.2.)$$

unde  $[S_{11}]_P$  este un vector coloană cu  $P$  elemente

$$[S_{11}]_P = [S_{111} \cdots S_{11P}] \quad (5.3.)$$

Deoarece în anumite situații este necesară o rezoluție mai ridicată în anumite puncte ale unei clădiri decât în alte zone crearea unei baze de date la rezoluție mărită pentru o întreagă clădire nu se justifică din punct de vedere al volumului de muncă, al timpului de calcul și al memoriei consumate. Din acest motiv aplicația de simulare a fost prevăzută cu o opțiune bidimensională în care rezoluția pe orizontală poate fi mărită în detrimentul celei pe verticală.

Ca și elemente structurale ale bazei de date au fost stabilite următoarele, așa cum se poate observa și din figura 5.4.:

- a) pereți care se găsesc pe același palier și care pot fi interiori sau exteriori
- b) plafoane care despart etajele
- c) ferestre, ce pot fi în poziția deschisă sau închisă
- d) uși de asemenea cu opțiunea deschis sau închis

Fiecare din aceste elemente structurale este introdus în baza de date referitoare la clădire, sub forma simplificată a unui dreptunghi. Acesta este creat de către programul de simulare pe baza informațiilor introduse de utilizator și anume poziția relativ la sistemul de coordonate a colțului din stânga jos ( $s_{x1y1z1}$ ) și a celui din dreapta sus ( $s_{x2y2z2}$ ).

Pe baza acestor coordonate o parte elementele matricii S primesc o valoare numerică de cod în funcție de tipul elementului structural introdus conform ecuației:

$$s_{xyz} = f(\text{Tip element}, \text{Material}, \text{Pozitie}) \quad (5.4.)$$

Această valoare este alocată tuturor elementelor începând cu  $s_{x1y1z1}$  și terminând cu  $s_{x2y2z2}$ , definindu-se astfel un dreptunghi în spațiu.

Prin urmare programul va crea o matrice bidimensională ale cărei elemente vor fi egale între ele și vor avea o valoare numerică conform tabelului de mai jos. Codul numeric este sub forma a patru caractere care luate împreună formează un număr natural negativ (au fost alese numere negative deoarece valorile pozitive vor fi folosite la reprezentarea și calculul traseelor de propagare)

$$s_{xyz} = (\text{semn}, \text{element structural}, \text{poziție}, \text{categorie material}) = \text{cod} \quad (5.5.)$$

Odată ce un element structural este definit prin poziția lui, acestuia îi sunt asociate proprietăți legate de materialul de construcție și de coeficienții corespunzători de reflexie și de transmisie. Aceste informații sunt stocate în memorie sub forma unui tabel asociat bazei de date create pentru o clădire.

Ca exemplificare să considerăm plasarea unui perete interior din beton în planul XY deci  $z_1 = z_2$  între punctele  $s_{m1n1p1}$  și  $s_{m2n2p1}$ . Prin urmare matricea S va fi modificată astfel:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & s_{m1n1p1} = -110 & \dots & s_{m2n1p1} = -110 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & s_{m1n2p1} = -110 & \dots & s_{m2n2p1} = -110 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6.)$$

perete	beton	exterior	-100
		interior	-110
	metal	exterior	-101
		interior	-111
	lemn	exterior	-102
		interior	-112
	sticlă	exterior	-103
		interior	-113
carton	exterior	-104	
	interior	-114	
plafon	beton	----	-200
	beton armat	----	-201
	metal	----	-202
fereastră	sticlă	închisă	-300
		deschisă	-310
	plastic	închisă	-301
		deschisă	-311
	special (peliculă metalică)	închisă	-302
		deschisă	-312
ușă	lemn	închisă	-400
		deschisă	-410
	metal	închisă	-401
		deschisă	-411
	sticlă	închisă	-402
		deschisă	-412
	carton	închisă	-403
		deschisă	-413

Tabelul 5.1. Principalele categorii elemente structurale și codurile asociate

Datorită varietății în continuă creștere a tipurilor de materiale de construcții, cât și a calității diferite a acestora este imposibil de creat un model universal aplicabil pentru orice tip de clădire. Astfel în procesul de creare a unei baze de date utilizatorul va indica doar categoria pentru fiecare element structural. Ulterior la exploatarea aplicației vor fi asociate fiecărei categorii în parte valorile reale corespunzătoare sub forma unui vector:

$$cod \Leftrightarrow [Coeficient\_reflexie, Coeficient\_transmisie] \quad (5.7.)$$

În tabelul următor sunt prezentate principalele categorii de materiale de construcție care au fost implementate în program și un exemplu de astfel de asociere, folosită de către autor în realizarea simulării computerizate. Valorile



coeficienților de transmisie și reflexie au fost stabilite prin măsurători experimentale.

Element structural	Categorie material	Coefficient reflexie	Coefficient transmisie
perete	beton	0.5	0.45
	metal	0.75	0.05
	lemn	0.35	0.50
	sticlă	0.45	0.5
	carton	0.20	0.65
plafon	beton	0.45	0.30
	beton armat	0.55	0.25
	metal	0.75	0.05
fereastră	sticlă	0.45	0.5
	plastic	0.15	0.70
	special (peliculă metalică)	0.65	0.25
ușă	lemn	0.35	0.50
	metal	0.75	0.05
	sticlă	0.45	0.5
	carton	0.20	0.65

Tabelul 5.2. Principalele categorii de material considerate și exemplu de asociere a coeficienților de reflexie și transmisie

Rezultatul creării unei astfel de baze de date este prezentat în figura 5.5.

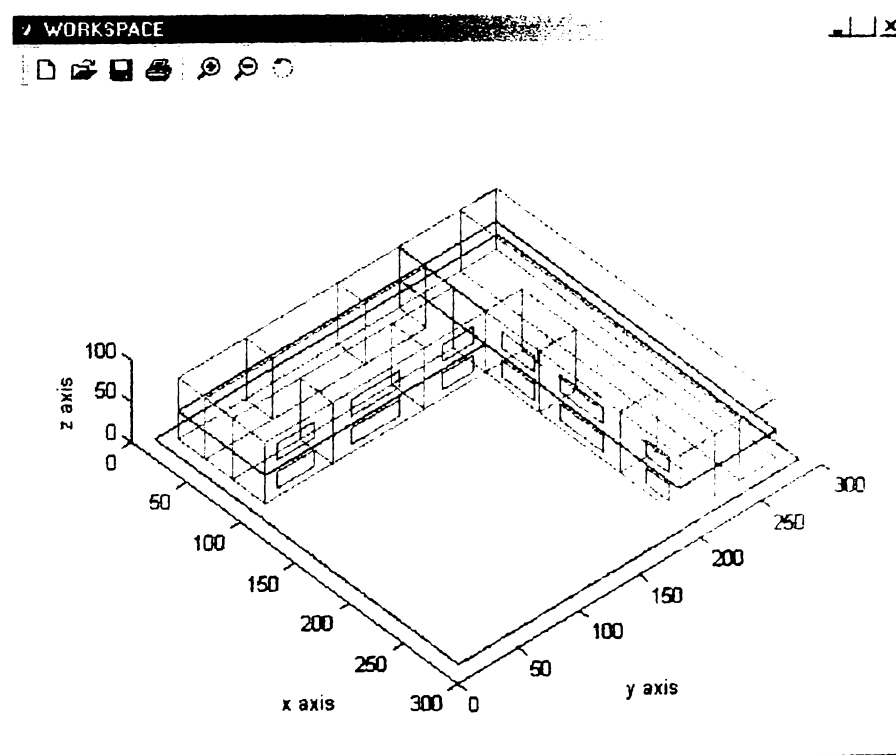


Figura 5.5. Bază de date pentru modelul ray launching 3D

După cum se poate vedea din figură în acest caz a fost implementată o structură care reprezintă modelul unei clădiri în formă de „L” de tipul celor folosite în administrație (pentru birouri) sau în cazul penitenciarelor (pentru celule), cu două etaje și curte interioară. Planul fiecărui etaj se prezintă sub forma unui coridor central cu birouri pe ambele părți. Ferestrele care dau spre curtea interioară cât și ușile de pe una din laturi au fost considerate deschise și marcate ca atare. În program s-a folosit un cod al culorilor care ușurează identificarea elementelor structurale, în special în cazul clădirilor complexe. Astfel plafoanele sunt marcate cu negru, zidurile cu roșu, ușile cu verde și respectiv ferestrele cu albastru. Pe baza rezultatelor măsurătorilor experimentale care au fost prezentate în capitolul anterior s-a tras concluzia că obiectele de mobilier existente într-o încăpere nu influențează semnificativ recepția undelor electromagnetice, atunci când receptorul se află la o distanță suficient de mare de emițător. De aceea, pentru a reduce complexitatea bazei de date, acestea nu au fost introduse ca și elemente structurale, existând posibilitatea modelării lor în spațiul bidimensional.

Așa cum s-a prezentat mai sus programul dispune de opțiunea rezoluției mărite pe orizontală. Un exemplu de bază de date bidimensională este prezentat în figura de mai jos.

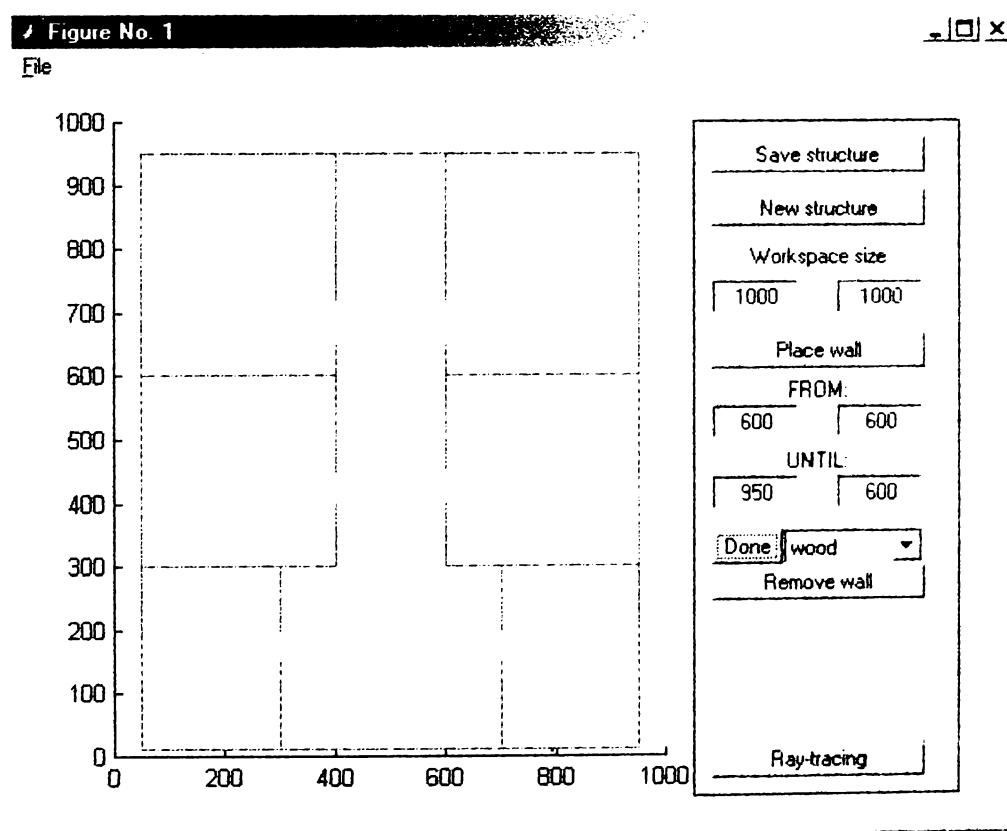


Figura 5.6. Bază de date pentru modelul ray launching 2D

În acest caz a fost implementată în detaliu o regiune din structura tridimensională de mai sus și anume capătul unui coridor în regiunea unde se

realizează joncțiunea cu celălalt. O atenție mărită a fost acordată detaliilor, rezoluția pe orizontală fiind triplată după cum se observă și din sistemul de coordonate.

Mai trebuie subliniată posibilitatea vizualizării bazei de date tri-dimensionale din diferite unghiuri prin modificarea valorii azimutului și/sau elevației. Așa cum se observă din figura 5.7., pe baza acestei facilități modelul 3D al unei construcții aflat în baza de date poate fi studiat în detaliu și vizionat din orice punct. Această facilitate a programului este foarte utilă în special atunci când, datorită proiecției în plan a unei clădiri, unele detalii sunt dificil de observat sub un anumit unghi, dar devin clare atunci când sunt privite din altă direcție.

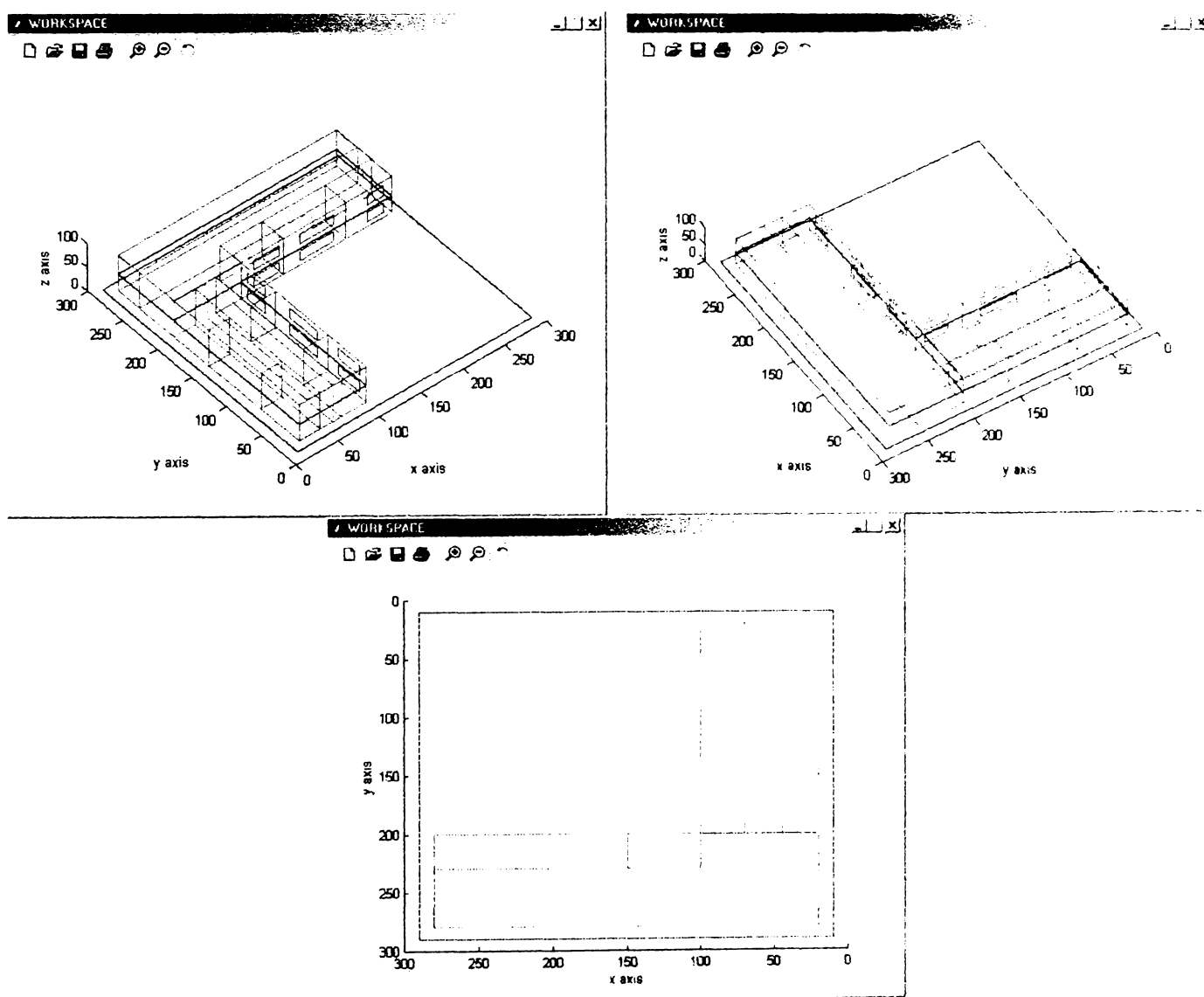


Figura 5.7. Vizualizare a modelului sub diferite unghiuri

De asemenea tot în scopul unei analize facile a fost implementată și o funcție lupă („zoom”) cu ajutorul căreia se pot observa detaliile.

În cele de mai sus a fost prezentată în detaliu procedura de creare a unei baze de date digitale care modelează o anumită clădire. Aceasta poate fi salvată în memoria calculatorului și poate fi utilizată ulterior la simularea propagării undelor radio.

În cele ce urmează va fi prezentată procedura de lansare de trasee de propagare.

## 5.5. Noul algoritm „3D ray launching”

Procedura de predicție este bazată pe lansarea și calculul traseelor de propagare. Un astfel de traseu de propagare descrie calea cea mai probabilă care este urmată de către radiația electromagnetică în drumul ei de la emițător la receptor.

S-a subliniat în capitolele precedente că în cazul picocelulelor propagarea are loc pe trasee multiple și că în cele mai multe situații nu există linie de vizibilitate directă (LOS) între emițător și receptor. Ca și ipoteză simplificatoare s-a considerat că în propagarea lor undele electromagnetice se supun perfect legilor opticii geometrice. De asemenea pentru reducerea complexității programului de simulare s-a prevăzut posibilitatea limitării de către utilizator a numărului de reflexii și refracții succesive pe același traseu de propagare.

Pentru realizarea unei simulări computerizate a propagării în primul rând trebuie precizate pozițiile emițătorului și receptorului relative la sistemul de coordonate global. Pentru aceasta utilizatorul dispune la fel ca și la crearea bazei de date de o interfață grafică („ANTENNA MANAGER”).

The screenshot shows a window titled 'ANTENNA MANAGER'. It contains two sections for position configuration:

- TRANSMITTER POSITION:** Three input fields with values 90, 40, and 25.
- RECEIVER POSITION:** Three input fields with values 225, 50, and 30.
- A dropdown menu labeled 'antenna type ...' with a downward arrow.
- A 'START' button.

Figura 5.8. Interfața grafică pentru configurațiile Tx-Rx

O configurație emițător (Tx) – receptor (Rx) este complet definită prin coordonatele  $Tx(x,y,z)$  –  $Rx(x,y,z)$  și în plus de tipul antenei emițătorului. Aceasta poate fi considerată omnidirecțională sau ca având o caracteristică directivă (de exemplu: antenă de tip Yagi).

Emițătorul va fi considerat punctual. În cazul receptorului, programul va crea o sferă, în cazul tridimensional, sau un disc, în cazul bidimensional, în jurul

punctului respectiv, conform considerațiilor prezentate în paragrafele precedente.

După ce a fost stabilit scenariul de propagare dorit, din punctul considerat emițător vor fi lansate traiectorii. Direcțiile în care sunt lansate aceste trasee sunt calculate în coordonate sferice în funcție de azimut  $\Phi$  și elevație  $\Psi$ . De asemenea se ține cont de caracteristica de directivitate a tipului de antenă care este simulat. Metoda după care sunt calculate unghiurile sub care se lansează traseele este următoarea: se consideră o sferă în jurul emițătorului și intersecția acesteia cu plane sub anumite unghiuri. Unghiul  $d\Psi$  pe care îl fac două plane consecutive determină numărul de cercuri posibile  $M$ .

$$M = \frac{360}{d\Psi} \quad (5.8.)$$

Rezultă astfel o structură de cercuri care au fiecare o altă elevație. Pe un astfel de cerc se stabilesc un număr de raze fiecare având un alt azimut. Unghiul  $d\Phi$  pe care îl fac două plane consecutive determină numărul de cercuri posibile  $N$ .

$$N = \frac{360}{d\Phi} \quad (5.9.)$$

Numărul total de trasee de propagare care vor fi lansate se stabilește astfel în funcție de mărimea unghiului dintre două plane consecutive și respectiv dintre două raze de pe același cerc fiind calculat cu relația:

$$N \times M = \frac{360}{d\Psi} \frac{360}{d\Phi} \quad (5.10.)$$

Această metodă este prezentată schematic în figura următoare.

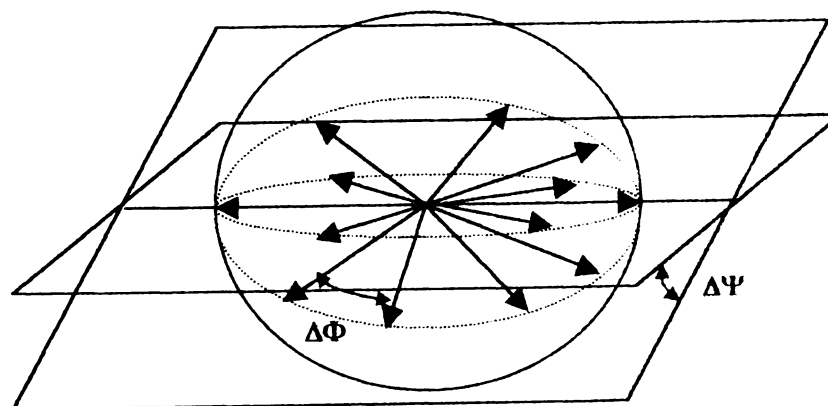


Figura 5.9. Lansare de traiectorii în spațiul 3D: concept

Un exemplu de lansare de traiectorii este prezentat în figura de mai jos:

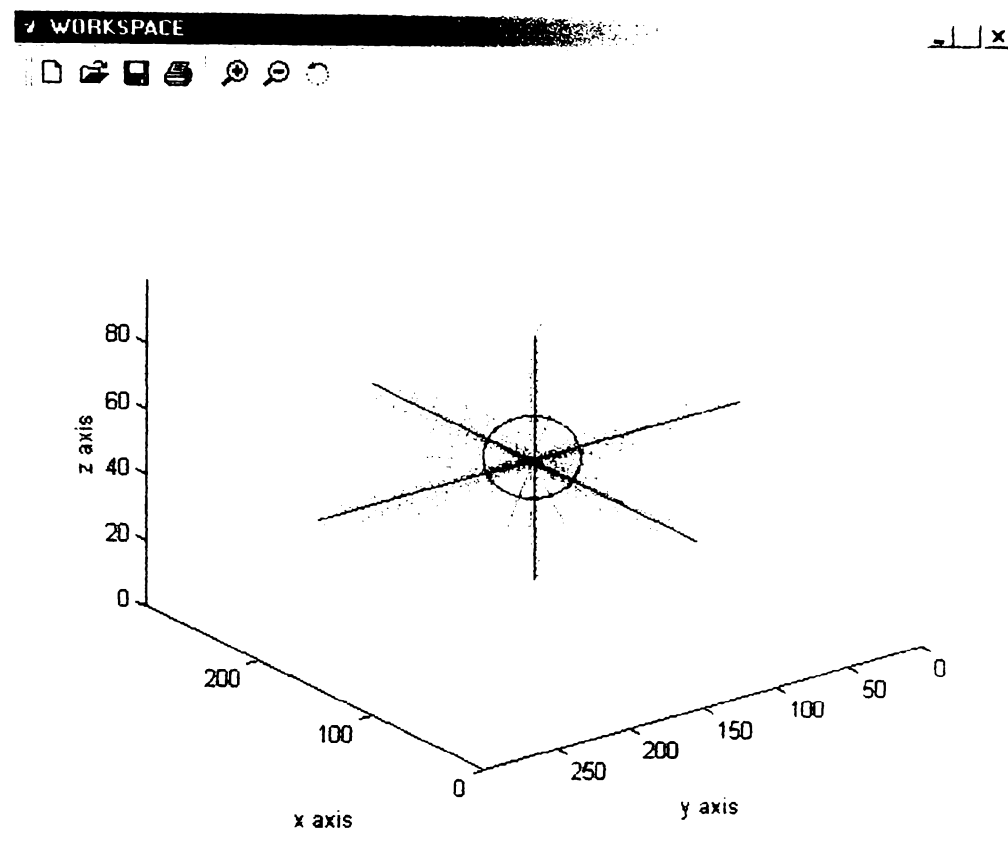


Figura 5.10. Lansare de traiectorii în spațiul 3D: rezultate

Pentru reducerea timpului de calcul necesar, a fost dezvoltat următorul algoritm original de calcul: zona de studiu este împărțită în patru cadrane și procedura de lansare pornește din primul cadran. În momentul în care au fost calculate toate traseele din primul cadran, programul începe lansarea în cel de-al doilea cadran și în paralel analizează traseele din primul, în vederea eliminării celor care nu ajung la receptor.

Un traseu de propagare se consideră că nu ajunge la receptor dacă:

- depășește zona considerată pentru studiul propagării;
- numărul de reflecții este mai mare decât cel stabilit de utilizator;
- numărul de transmisii este mai mare decât cel stabilit de utilizator;
- puterea undei electromagnetice scade sub o anumită valoare de prag, de asemenea stabilită de utilizator.

Plecând de la aceste considerații a fost implementat următorul algoritm pentru un traseu de propagare:

```

START  $s_x|y|z| = \text{emițător}$ 
CÂT TIMP  $\text{punct\_următor\_undă}$  DIFERIT  $\text{zonă\_receptor}$ 
 $\text{punct\_următor\_undă} = \text{punct\_următor\_undă} - f(s_x|y|z|, d\Psi, d\Phi)$ 
DACĂ  $\text{punct\_următor\_undă}$  EGAL  $\text{valoare\_cod\_element}$ 
    stabilește direcție element
    
```

$punct\_urmator\_unda\_reflectata = punct\_urmator\_unda$   
 $+ f(s_x, y, z, \pm d\Psi, \pm d\Phi, Coeficient\_reflexie)$   
 $reflexie = reflexie + 1$

$punct\_urmator\_unda\_transmisă = punct\_urmator\_unda$   
 $+ f(s_x, y, z, d\Psi, d\Phi, Coeficient\_transmisie)$   
 $transmisie = transmisie + 1$

DACĂ  $punct\_urmator\_unda$  EGAL zonă receptor  
 calculează lungime traseu propagare  
 calculează atenuarea de propagare

Procedura de ray launching efectuează algoritmul de mai sus pentru toate traseele considerate.

La încheierea procedurii de ray launching, programul afișează contururile zonei considerate precum și toate traseele care au fost determinate, fie în coordonate tridimensionale fie numai în plan orizontal așa cum se poate observa în exemplul din figura 5.11.

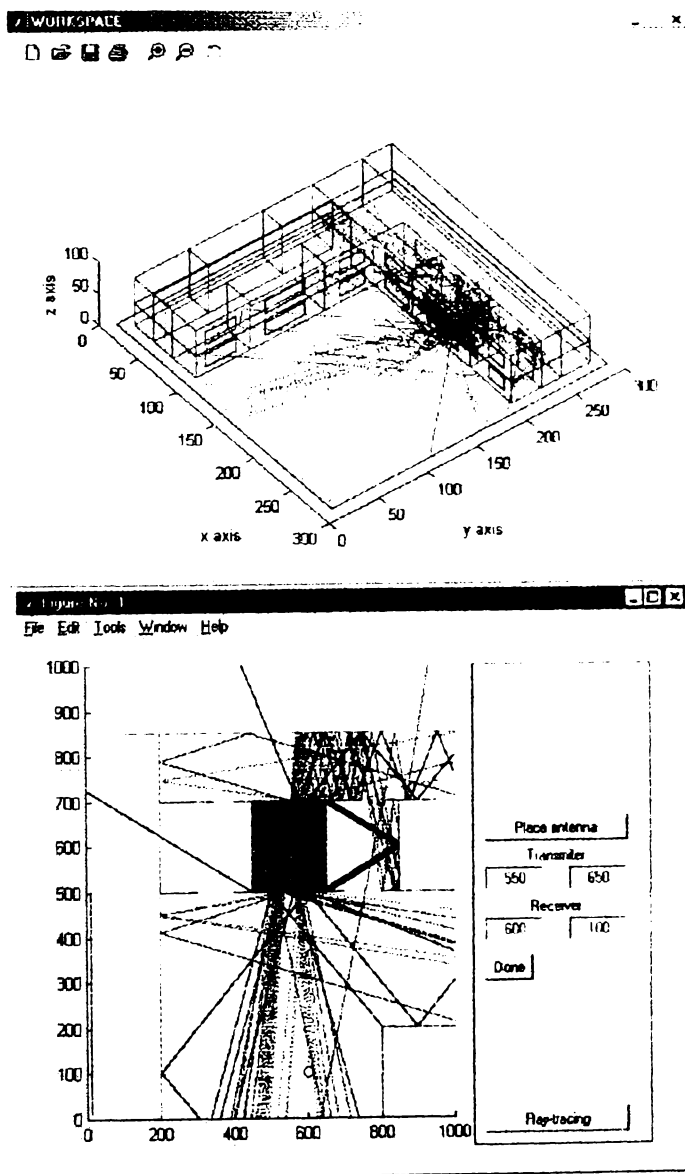


Figura 5.11. Rezultatul algoritmului „ray launching”: 3D (sus), 2D (jos)

În figura de mai sus au fost prezentate două cazuri de simulare a propagării utilizând o antenă omnidirecțională. Așa cum s-a prezentat programul poate simula și antene directive iar un exemplu în acest sens, folosind o antenă directivă ideală de este prezentat în figura 5.12.

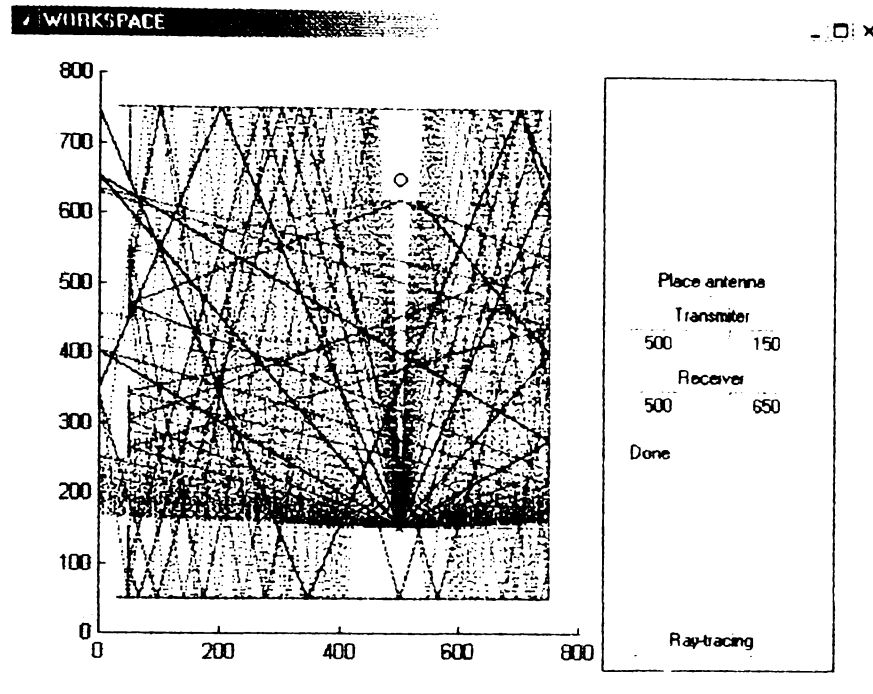


Figura 5.12. Algoritmului „ray launching” cu antenă directivă

În tabelul de mai jos sunt prezentate sintetic principalele caracteristici și performanțe ale aplicației create. Se menționează că programul a fost rulat pe un calculator dotat cu un procesor PENTIUM III™ la 850 MHz având o memorie RAM de 128 Mb.

Dimensiunea bazei de date 3D stocate	≅ 20 Mb
Dimensiunea bazei de date 2D stocate	≅ 1 Mb
Timp de generare al unui element structural 3D	3,63 secunde
Timp de generare al unui element structural 2D	1,24 secunde
Timp de calcul al traseelor de propagare 3D	189 secunde
Timp de calcul al traseelor de propagare 2D	46 secunde

Tabelul 5.3. Principalele performanțe ale aplicației „3D ray launching”

Ca și rezultat final al simulării, pe baza analizei tuturor traseelor valide de propagare, programul calculează și furnizează, răspunsul la impuls al canalului. Un exemplu este cel din figura de mai jos.



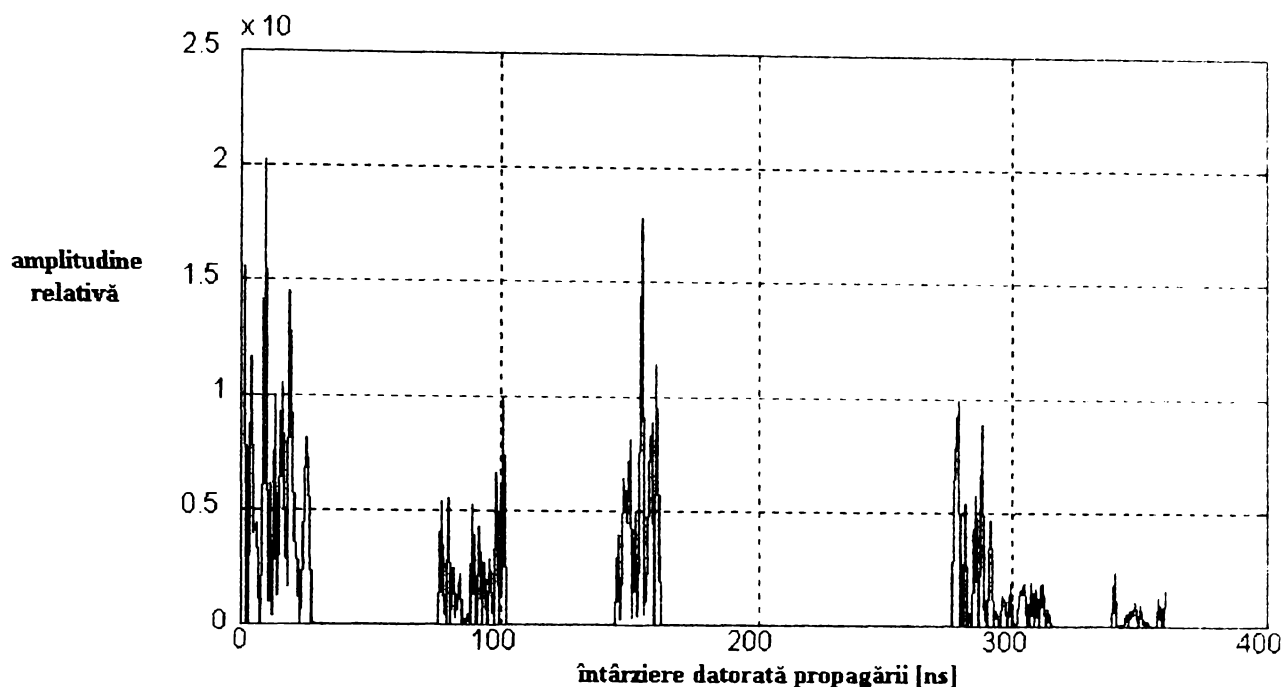


Figura 5.13. Răspunsul la impuls al canalului, determinat pe baza modelului de predicție

Se observă că programul modelează corect propagarea pe trasee multiple, ținând cont de întârzierile pe care le au diferitele trasee de propagare cât și de faptul că undele sosesc la receptor în pachete.

Atenuarea de propagare  $G$  pentru un traseu se calculează pe baza relației:

$$10 \lg G \approx 10 \lg G(1m) - 10n \lg r - \sum_i n_{f_i} a_{f_i} - \sum_j n_{w_j} a_{w_j} - \sum_k n_{win_k} a_{win_k} - \sum_l n_{d_l} a_{d_l} \quad (5.11.)$$

unde  $n_f$ ,  $n_w$ ,  $n_{win}$ ,  $n_d$  reprezintă numărul de plafoane, ziduri, ferestre și respectiv uși care au interacționat cu unda de pe traseul considerat iar  $a_f$ ,  $a_w$ ,  $a_{win}$  și respectiv  $a_r$  sunt atenuările introduse de acestea. Trebuie subliniat că la analiza propagării se consideră că pe un traseu analizat nu pot exista decât fie reflexii fie transmisii;  $n$  este indicele de descreștere exponențială a puterii și a fost aleasă valoarea de 3,25;  $G(1m)$  reprezintă atenuarea de propagare în spațiul liber la distanța de 1m;  $r$  reprezintă lungimea traseului de propagare, calculat relativ la sistemul de coordonate în care are loc simularea:

$$r = \sum_i \sqrt{|x_{i1} - x_{i2}|^2 + |y_{i1} - y_{i2}|^2 + |z_{i1} - z_{i2}|^2} \quad (5.12.)$$

unde  $i$  reprezintă numărul de tronsoane existente pe un traseu de propagare.

Pe baza acestui rezultat se pot interpreta performanțele sistemului de comunicații mobile, acesta putând fi analizat atât în ceea ce privește

comportarea de bandă largă pe baza acestui răspuns la impuls, cât și comportarea de bandă îngustă.

În paragrafele următoare vor fi prezentate rezultate obținute de către autor în urma utilizării acestei aplicații.

## 5.6. Utilizarea algoritmului „ray launching” la studiul propagării indoor

Simularea computerizată a propagării pentru cazul în care atât emițătorul cât și receptorul se află în interiorul unei clădiri, a fost realizată în strânsă legătură cu rezultatele măsurărilor experimentale efectuate și care au fost descrise în capitolul al patrulea.

Astfel s-a urmărit reproducerea pe calculator a condițiilor reale în care au fost colectate datele experimentale. Emițătorul a fost plasat în interiorul unei încăperi (birou) iar receptorul pe coridor, la aceeași înălțime dar la o distanță suficient de mare astfel încât obiectele din încăpere să nu influențeze rezultatul.

Un număr de 35 de scenarii diferite de propagare au fost create prin deplasarea emițătorului de-a lungul unei axe perpendiculare pe axa coridorului. Pe durata simulării receptorul se consideră în aceeași poziție. De asemenea trebuie subliniat că în toate situațiile nu există linie de vizibilitate directă între receptor și emițător (situații NLOS)

Figura următoare prezintă toate traseele lansate în spațiul tridimensional pentru o anumită pereche  $Rx-Tx$ .

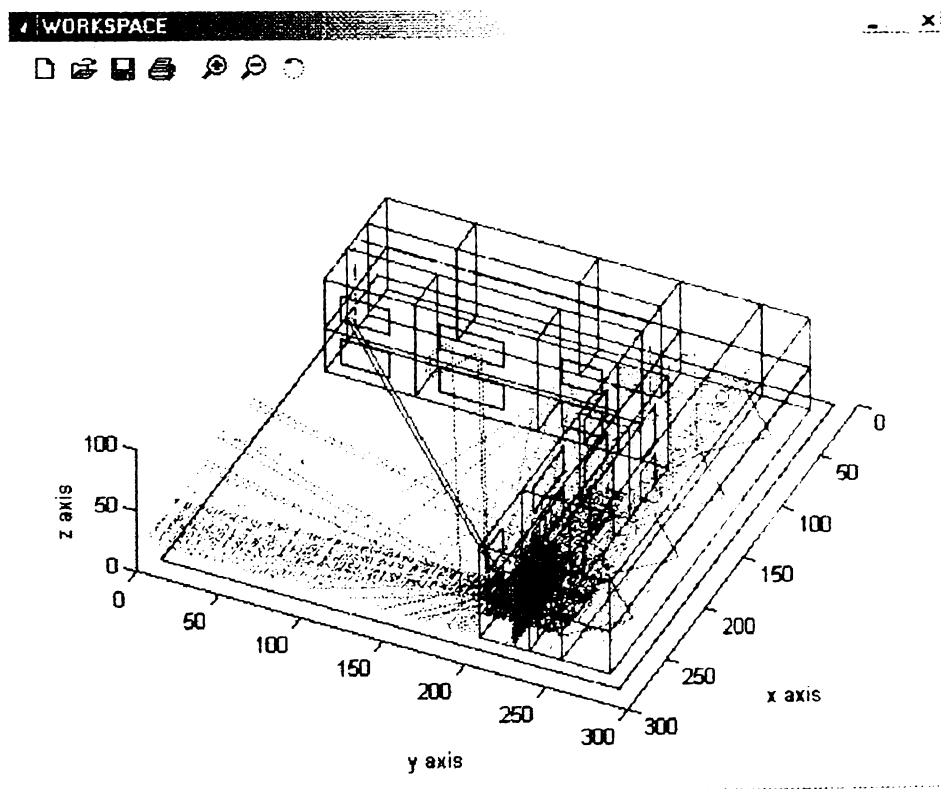


Figura 5.14. Rezultatul simulării 3D în condiții indoor

Pe baza acestei simulări s-a observat că majoritatea traseelor care ajung la receptor se propagă de-a lungul coridorului și prin ușa deschisă iar cele care părăsesc clădirea prin ferestre nu contribuie la puterea totală recepționată.

Plecând de la aceste observații a fost repetată simularea mărind rezoluția pe orizontală. Pentru cele 35 de scenarii de propagare a fost memorat răspunsul la impuls al canalului. Pe baza studiului acestuia a fost probată validitatea programului de simulare computerizată creat după cum se va prezenta în continuare.

Astfel în figura 5.15. sunt prezentate traseele valide pentru toate cele 35 de scenarii de propagare. Cu linie albastră s-a marcat axa pe care a fost simulată deplasarea emițătorului, iar discul albastru reprezintă poziția fixă a receptorului.

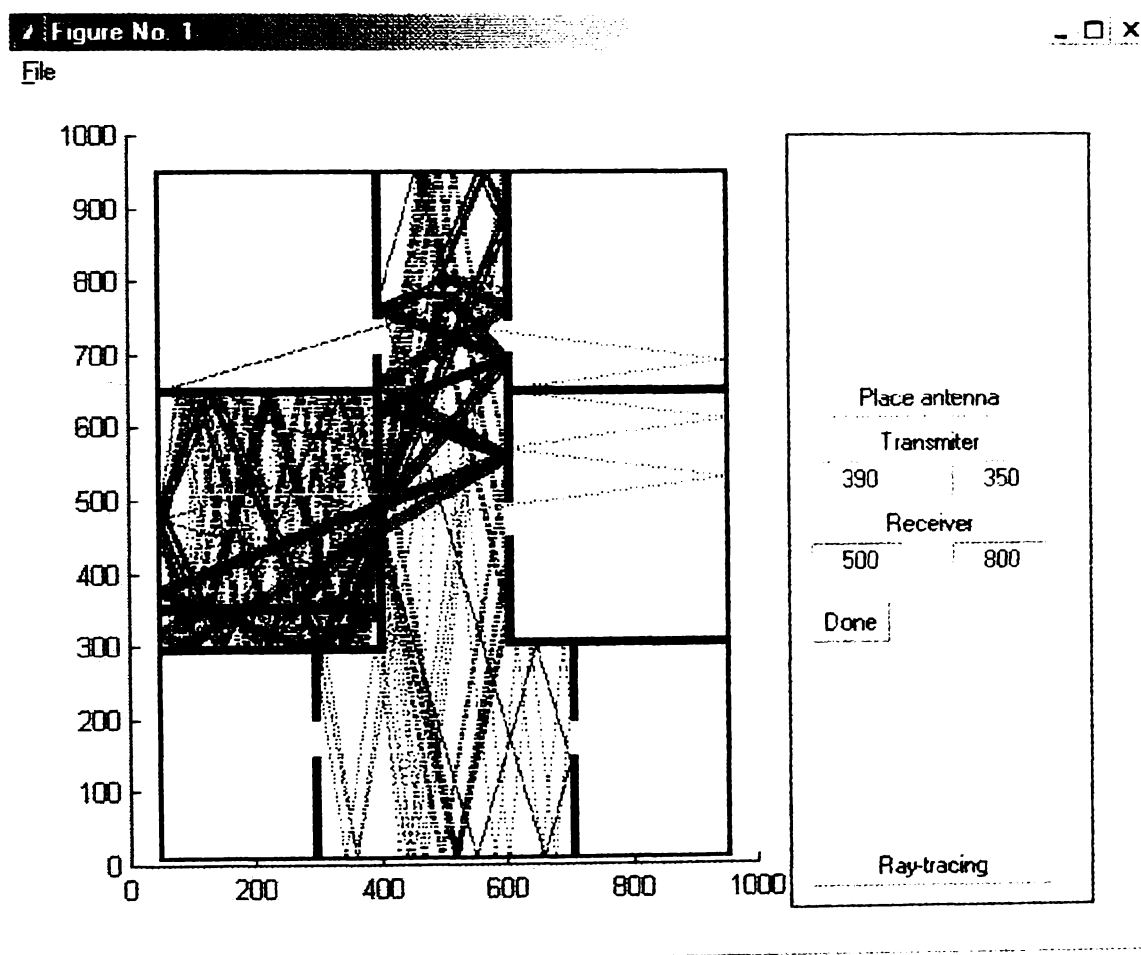


Figura 5.15. Rezultatul simulării 2D în condiții indoor

Răspunsul la impuls al canalului radio în cazul unei legături indoor precum și distribuția statistică a acestuia sunt prezentate în figura următoare.

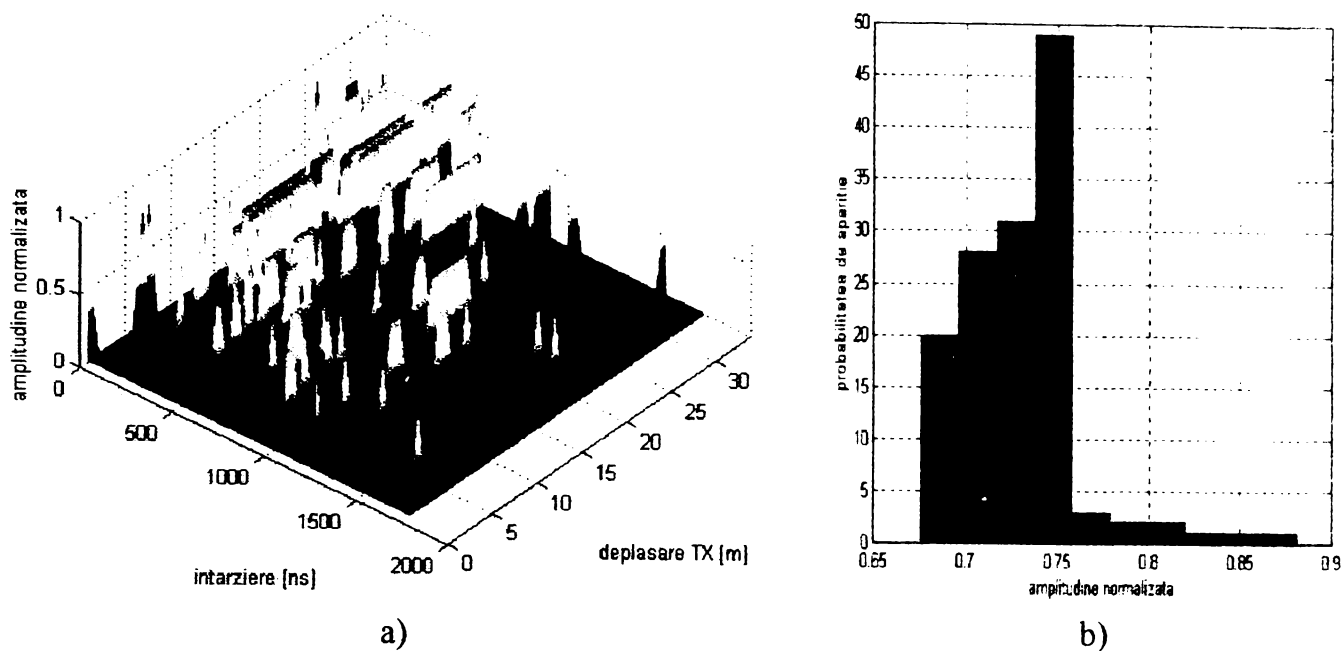


Figura 5.16. Răspunsul la impuls al canalului radio(a) și densitatea de probabilitate asociată (b)

Pe baza rezultatului prezentat mai sus se confirmă validitatea programului de simulare utilizat. Astfel se poate observa că densitatea de probabilitate asociată răspunsului la impuls al canalului poate fi aproximată printr-o distribuție de tip Rayleigh ceea ce este în perfectă concordanță cu rezultatele măsurătorilor experimentale așa cum s-a arătat în capitolul precedent.

## 5.7. Utilizarea algoritmului „ray launching” în cadrul procedurii de localizare a transmisiilor GSM ilicite

Pe lângă studiul propagării în interiorul clădirilor, programul de simulare computerizată a fost folosit de către autor și în cadrul proiectului de cercetare cu privire la posibilitatea localizării transmisiilor GSM ilicite.

Una din problemele fundamentale ale acestui proiect a reprezentat-o stabilirea locului unde va fi instalat aparatul de detecție adică receptorul. Acesta putea fi plasat în interiorul clădirii sau în exteriorul acesteia. În primul caz ar fi fost vorba de o situație indoor iar în cel de-al doilea caz de o tranziție indoor outdoor.

Așa cum se prezintă în figura următoare scenariul de propagare simulat a fost următorul: s-au plasat două emițătoare în colțurile diametral opuse ale unei clădiri în formă de L. Unul din receptoare a fost plasat afară iar celălalt în interior, în punctul de intersecție al coridoarelor. Pe ambele coridoare s-au

considerat uși metalice (specifice penitenciarelor), pe unul dintre acestea fiind menținute deschise.

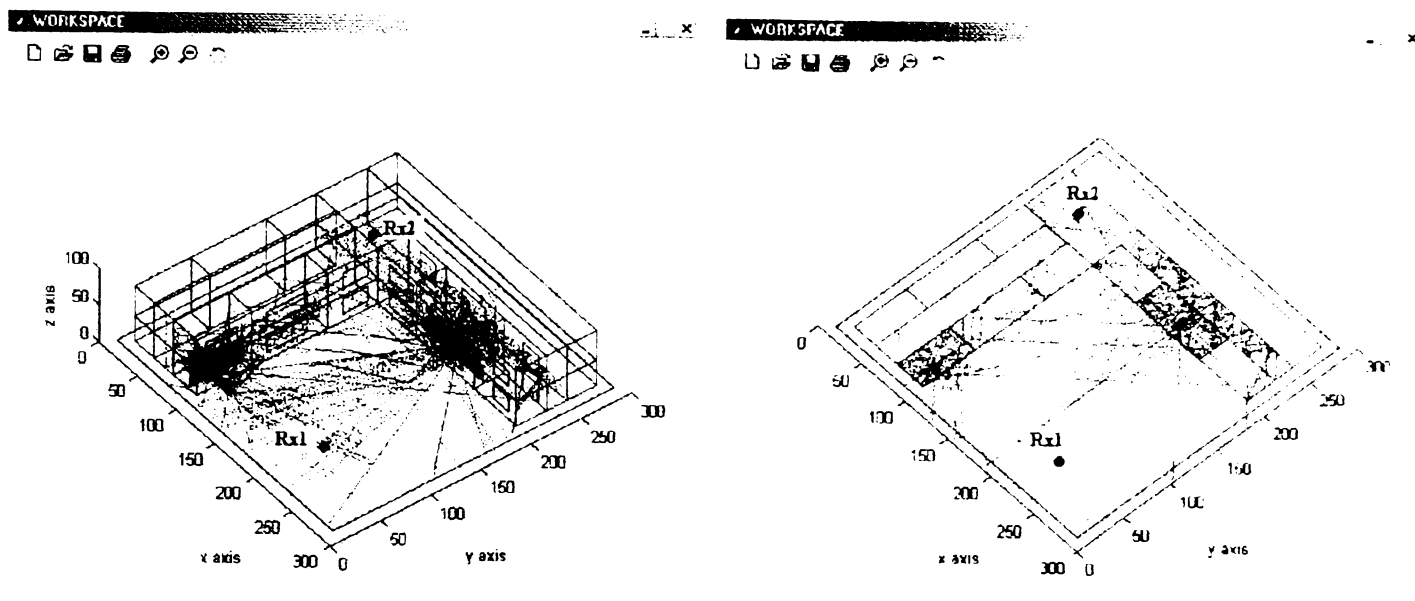


Figura 5.17. Simularea tranziției indoor outdoor

Se poate observa că în cazul  $Rx1$  există întotdeauna o linie de vizibilitate directă între emițător și receptor (LOS) ceea ce duce la concluzia că atenuarea de propagare va avea o valoare apropiată de cea din cazul propagării în spațiul liber. De asemenea numărul de trasee este mult redus față de cazul  $Rx2$  unde recepția se realizează doar în condiții NLOS pe baza propagării pe trasee multiple. În consecință a fost aleasă soluția plasării receptorului în exterior.

Rezultatele ulterioare au confirmat justetea acestei decizii.

Un alt aspect care a putut fi evaluat pe baza programului de simulare a fost distanța optimă față de clădire la care trebuie plasat receptorul. Această distanță trebuie să fie suficient de mare astfel încât ferestrele clădirii să poată fi privite ca și o nouă sursă de radiație, în acest mod analiza propagării putând fi redusă la un scenariu outdoor.

## 5.8. Concluzii

În acest capitol a fost prezentat rezultatul activității de cercetare depuse de autor. Pe baza rezultatelor măsurărilor experimentale cât și a studiului modelelor de canal radio existente a fost dezvoltată o aplicație originală de simulare computerizată a propagării undelor radio în medii urbane dens populate și în interiorul clădirilor.

Au fost prezentate și discutate principalele probleme legate de implementarea noului algoritm de calcul și lansare de trasee în spațiul tridimensional – „3D ray launching”.

Realizarea practică și modul de utilizare au fost explicate în detaliu pe parcursul capitolului. Performanțele noului algoritm au fost evaluate din punct de vedere al vitezei de calcul și al memoriei consumate.

În final au fost prezentate rezultatele obținute în urma aplicării în practică a noului program de simulare computerizată. Coroborate cu rezultatele măsurărilor efectuate de către autor, acestea au probat viabilitatea aplicației create atât în medii indoor cât și în cazul tranziției indoor—outdoor.

## Concluzii și perspective

În această teză au fost prezentate rezultatele cercetării întreprinse de autor asupra fenomenului de propagare a undelor radio în situația comunicațiilor mobile. În special a fost investigată situația propagării în interiorul clădirilor și în imediata vecinătate a clădirilor, domeniu de cercetare de mare actualitate odată cu dezvoltarea explozivă a sistemelor de radiocomunicații personale și cu creșterea spectaculoasă a numărului de utilizatori mai ales în zonele urbane dens populate.

*După cum s-a precizat pe parcursul lucrării această activitate de cercetare a fost realizată în cadrul unui proiect european al cărui scop a fost studiul posibilităților de localizare a unei transmisii radio în interiorul unei clădiri. Principala inovație în acest caz a fost metoda de localizare care se dorea a fi implementată și anume o metodă pasivă care să nu interfereze cu rețeaua radio.*

*Singura soluție în acest caz a fost cea propusă de autor și anume studiul interfeței radio, localizarea realizându-se prin ascultarea acesteia. Demonstrarea viabilității acestei soluții reprezintă contribuția personală majoră a autorului adusă în acest domeniu.*

Pentru această demonstrație au fost necesare efectuarea unor studii atât teoretice cât și pe teren sub forma unor măsurători experimentale. Rezultatele acestora au fost prezentate în această teză.

Ca și obiective s-a urmărit colectarea tuturor informațiilor necesare referitoare la propagarea undelor radio în zone urbane dens populate. Pe baza analizei teoretice s-a trecut la realizarea măsurătorilor experimentale. Analizând rezultatele acestora s-au obținut informațiile necesare pentru crearea unui model matematic al canalului radio mobil.

Pe baza acestui model a fost posibilă implementarea de către autor a unui program de simulare computerizată a propagării undelor radio atât în interiorul cât și în imediata vecinătate a clădirilor.

Așa cum s-a arătat în lucrare, utilizarea acestui program a făcut posibilă demonstrarea viabilității metodei propuse de localizare pasivă a unei stații mobile în interiorul unei clădiri. Pe baza simulării computerizate s-a putut determina amplasamentul optim al aparaturii de supraveghere și de asemenea s-a realizat o predicție a propagării undelor radio. Aceasta a dus la optimizarea algoritmului de localizare reducând complexitatea acestuia.

Ca o consecință a celor prezentate mai sus și după cum s-a precizat în partea introductivă, această teză de doctorat a fost structurată în două părți principale.

Prima parte a lucrării se referă la studiul teoretic efectuat asupra sistemelor de comunicații mobile, asupra canalului radio și asupra fenomenului propagării undelor electromagnetice.

Cea de-a doua parte a înglobat rezultatele măsurărilor experimentale, a testelor efectuate asupra diverselor modele de canal radio și a metodelor de simulare computerizată a propagării. Pe baza acestora a fost implementat un model original de simulare și predicție a propagării.

În primul capitol al lucrării au fost prezentate și analizate principalele sisteme de radiocomunicații mobile. Au fost descrise succint caracteristicile principale ale sistemelor care se află în exploatare la ora actuală în lume, privite în ordinea cronologică a apariției. Accentul a fost pus pe caracterizarea detaliată a interfeței radio. Performanțele fiecărui sistem în parte au fost analizate din acest punct de vedere iar o comparație între acestea este dată în încheierea primului capitol.

Urmează apoi o analiză detaliată fenomenului de propagare a undelor radio, cu referire în special la cazul propagării pe trasee multiple. Fenomenul de fluctuații (fading) care apare ca rezultat al acestui tip de propagare a fost analizat pe larg în toate aspectele sale datorită importanței deosebite pe care o prezintă și a problemelor speciale pe care le ridică simularea acestuia.

După cum s-a menționat obiectivul cercetării efectuate de autor a fost concepția și implementarea practică a unui instrument de predicție propagării radio în cazul comunicațiilor mobile. Ca și principală trăsătură, s-a dorit ca acest instrument de predicție să poată simula propagarea pe trasee multiple, cu alte cuvinte să includă simularea fenomenului de fluctuații.

Capitolul trei al lucrării a cuprins o analiză a principalelor modele de predicție existente. A fost realizată o clasificare a acestora din punct de vedere al performanțelor pe care le oferă. S-a subliniat faptul că nu poate fi creat un model



de predicție universal datorită extraordinarei diversități a mediilor de propagare. A fost încercată o clasificare a acestora în câteva categorii principale și au fost analizate performanțele mai multor modele de predicție aplicate unei anumite categorii. Au fost testate capacități de calcul a acestor modele iar rezultatele simulării computerizate au fost prezentate, ele stând la baza dezvoltării scenariilor de propagare pe baza cărora au fost efectuate măsurători ale canalului radio mobil.

Analiza teoretică efectuată a fost completată cu rezultatele măsurătorilor experimentale efectuate de autor pe parcursul a două campanii realizate cu sprijinul unor universități din Franța și Germania. Au fost măsurate și analizate caracteristicile semnalului radio în benzile de 900 MHz și 2 GHz. Studiul s-a efectuat atât asupra unei purtătoare nemonulate cât și asupra unui semnal modulat de tip GSM.

O metodă originală a fost aplicată la interpretarea rezultatelor experimentale. Astfel, pe baza acestora au fost create hărți digitale de acoperire cu semnal radio a ariilor măsurate. Programe de calcul computerizat au fost dezvoltate pentru analiza acestor „fotografii” ale semnalului radio.

Concluziile obținute în urma acestor analize au fost utilizate la implementarea practică a unui model de predicție determinist tridimensional. Modelul, care este prezentat în ultimul capitol al lucrării, a fost dezvoltat ca un program de calcul computerizat al traseelor cele mai probabile de propagare, bazat pe un algoritm original de tipul „3D ray launching”. Avantajele acestui program de simulare precum și performanțele lui sunt evidențiate în lucrare.

Au fost subliniate rezultatele pe baza cărora s-a demonstrat viabilitatea metodei de localizare a transmisiilor din interiorul clădirilor. Pe baza acestora a fost posibilă implementarea unui sistem de supraveghere a transmisiilor GSM ilicite din penitenciare, sistem care se află la ora actuală în exploatare industrială în mai multe orașe din Germania.

Dezvoltări ulterioare vor permite ameliorarea performanțelor acestui model de predicție în vederea utilizării lui mai eficiente în practică pentru simularea cazurilor de propagare deoarece se poate afirma că cererea pentru modele de predicție și simulare puternice va crește în viitor simultan cu evoluția radiocomunicațiilor mobile spre un sistem universal de comunicații personale.

## BIBLIOGRAFIE

- [1] **John M. Goodman**, *HF Communications – Science and Technology*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1992;
- [2] **William C. Y. Lee**, *Mobile Communications Design Fundamentals*, John Wiley & sons, New York, 1993;
- [3] **Jean Gabriel Remy, Jean Cueugnet, Cedric Siben**, *Systemes de Radiocommunications avec les mobiles*, Eyrolles, Paris, 1988;
- [4] **Raymond Steele**, *Mobile Radio Communications*, Pentech Press, London, 1992
- [5] **David Parsons**, *The Mobile Radio Propagation Channel*, Pentech Press, London, 1994
- [6] **Eugen Marza, Radu Munteanu**, *Radiocomunicații*, Editura UPT, Timisoara, 1999
- [7] **Michel Mouly, Marie Bernadette Pautet**, *The GSM System for Mobile Communications*, Pentech Press, London, 1991
- [8] **K. Fujimoto, J. R. James**, *Mobile antenna systems handbook*, Artech House, London, 1994;
- [9] **S. Stein, J. J. Jones**, *Modern Communication Principles*, McGraw – Hill, 1967;
- [10] **European Telecommunication Standards Institute**, *Radio Equipements and Systems (RES), Digital European Cordless Telecommunication (DECT), Common Interface, Part 1: Overview*, Sophia Antipolis, octobre 1992;
- [11] **European Telecommunication Standards Institute**, *Radio Equipements and Systems (RES), Digital European Cordless Telecommunication (DECT), Common Interface, Part 2: Physical layer*, Sophia Antipolis, octobre 1992;
- [12] **European Telecommunication Standards Institute** *Radio Transmission and reception. GSM Recommendation 05.05*, ETSI 1994
- [13] **France Telecom – CNET**, *Cinquantenaire du CNET, Forum no 2: nomadisme*, Issy-les-Moulineaux, 1995;
- [14] **D. C. Cox, H. Arnold, P. Porter**, *Universal digital portable communications – A system perspective*, IEEE Transactions on Selected Areas on Communications, vol. SAC-5, pp. 764 – 773, June 1987;

- [15] **B. Fleury, P. Leuthold**, *Radiowave Propagation in Mobile Communications: An Overview of European Research*, IEEE Communications Magazine, Feb. 1996
- [16] **Jay E. Padget, Ch. G. Gunter**, *Overview of Wireless Personal Communications*, IEEE Communications Magazine, Jan. 1995
- [17] **P. Harley**, *Short distance attenuation measurements at 900 MHz and 1.8 GHz using low antenna heights for microcells*, IEEE J. on Selected Areas in Communications, 7, No. 1, pp 5 – 11 (1989)
- [18] **J. M. Keenan, A. J. Motley**, *Radio Coverage in Buildings*, British Telecom Technol. J. vol 8, no 1, pp. 19 – 24, January 1990;
- [19] **J. H. Whitteker**, *Measurements of path loss at 910 MHz for proposed microcell urban mobile systems*, IEEE Trans., VT-37, No. 3, pp. 125 – 129 (1988)
- [20] **B. Geller**, *A High Performance Radiosystem Against Indoor Multipath*, Traitement du Signal 1995, vol. 12 – 4, pp. 344 – 345;
- [21] **J. Dug**, *Envelopes and pre-envelopes of real waveforms*, IRE Trans, vol. IT – 4, no 1, pp. 53 – 57, 1958;
- [22] **P. D. Welch**, *The use of Fast Fourier Transform for the estimation of the power spectra*, IEEE Trans. Audio and Elect., vol. 15, no. 2, pp. 70 – 73, 1967
- [23] **T. L. Simpson**, *The theory of Top-Loaded Antennas; Integral Equations for the Currents*, IEEE Transactions on Antennas Propagation, Vol. AP-19, 1971;
- [24] **Scott Y. Seidel, Theodore S. Rappaport**, *A ray tracing technique to predict path loss and delay spread inside buildings*, IEEE, February 1992;
- [25] **Adel A. M. Saleh, Reinaldo A. Valenzuela**, *A statistical model for indoor multipath propagation*, IEEE Journal on Selected Areas on Communications, vol. SAC-5, No 2, February 1987;
- [26] **G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine, D. Lavry**, *A statistical model of urban multipath propagation*, IEEE Transaction Veh. Technol. Vol. VT-21, pp. 1 – 9, February 1972;
- [27] **B. Glance, L. J. Greenstein**, *Frequency selective fading effects in digital mobile radio with diversity combining*, IEEE Transaction on Communications, vol. COM-31, pp. 1085 – 1094, September 1983;
- [28] **Robert J. Bultitude, S. A. Mahmoud, W. A. Sullivan**, *A comparison of indoor radio propagation characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz*, IEEE Journal on Selected Areas on Communications, vol. SAC-7, no. 1, January 1989;

- [29] Robert J. Bultitude, P. Melacon, H. Zaghloul, G. Morrison, M. Prokki, *The dependence of indoor radio channel multipath characteristics on transmit/receive ranges*, IEEE Journal on Selected Areas on Communications, vol. SAC-11, pp. 979 – 989, September 1993;
- [30] D. C. Cox, R. P. Leck, *Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz mobile radio channels*, IEEE Transaction on Communications, vol. COM-23, no. 11, November 1975;
- [31] Theodore S. Rappaport, *Characterization of UHF multipath radio propagation inside factory buildings*, IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 37, pp. 1058 – 1069, August 1989;
- [32] Theodore S. Rappaport, S. Y. Seidel, K. Takamizawa, *Statistical channel impulse response models for factory and open plan building radio communication system design*, IEEE Transaction on Communications, vol. 39, pp. 794 – 806, May 1991;
- [33] Theodore S. Rappaport, *Radio channel modeling in manufacturing environments, Part 1*, intermediate Rep. Res. Comput. Integrated Design, Manufacturing and Automat. Cent., Purdue Univ, Feb. 28, 1989;
- [34] Theodore S. Rappaport, *Radio channel modeling in manufacturing environments, Part 2 and 3*, intermediate Rep. Res. Comput. Integrated Design, Manufacturing and Automat. Cent., Purdue Univ, Feb. 28, 1989;
- [35] Theodore S. Rappaport, *Characterization of UHF multipath radio propagation*, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol 37, August 1988
- [36] D. A. Hawbaker, T. S. Rappaport, *Indoor wideband radiowave propagation measurements at 1,3 GHz and 4 GHz*, Electronics Letters, vol. 26, no. 21, pp. 1800 – 1802, October 1990;
- [37] Henry L. Bertoni, W. Honcharenko, L. R. Maciel, H. H. Xia, *UHF propagation prediction for wireless personal communications*, IEEE Transactions on Communications, September 1994;
- [38] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. Dailing, *Bi-lateral averaging over receiving and transmitting areas for accurate measurements of sector average signal strength inside buildings*, IEEE Transactions on Antennas Propagation, 1995;
- [39] H. W. Arnold, R. R. Murray, D. C. Cox, *815 MHz radio attenuation measured within two commercial buildings*, IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol 37, pp. 1335 – 1339, 1989;
- [40] J. F. Lafortune, M. Lecours, *Measurement and modeling of propagation losses in a building at 900 MHz*, IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 39, pp. 101 – 108, May 1990;
- [41] D. M. Devarsirvatham, C. Banerjee, M. J. Krain, D. A. Rappaport, *Multi-frequency radiowave propagation measurements in the portable radio environment*, Proc. IEEE ICC'90, pp. 1334 – 1340, 1990;

- [42] Y. Okumura, E. Ohmori, and K. Fukuda, *Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land Mobil Radio Service*, Rev. Elec. Commun. Lab, vol. 16, nos. 9 and 10, 1968, pp 825-73
- [43] M. Hata, *Empirical Formulae for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*, IEEE Trans. Vehic. Tech., vol. VT-29, no. 3, 1980, pp. 317-25.
- [44] B. Gschwendtner, G.W Olfle, B. Burk, F. M. Landstorfer, *Ray Tracing vs. Ray Launching in 3-D Microcell Modelling*, 1<sup>st</sup> European Personal and Mobile Communications Conference (EPMCC) 1995, Bologna, S.74–79
- [45] G.W Olfle, F. M. Landstorfer, R.Gahleitner, E. Bonek, *Extensions to the field strength prediction technique based on dominant paths between transmitter and receiver in indoor wireless communications*, 2nd European Personal and Mobile Communications Conference (EPMCC) 1997, Bonn,S.29–36, Sep.1997.
- [46] J.W.McKown, R.L.Hamilton, *Ray tracing as a design tool for radio networks.*, IEEE Network Magazine, Nov. 1991, pp. 27-30.
- [47] Scott Y. Seidel, *UHF indoor radio channels models for manufacturing environments*, PhD. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, August 1989;
- [48] David I. Laureston, *Indoor radio Channel Propagation Modelling by Ray Tracing Techniques*, PhD. Thesis, Edinburgh 1994
- [49] Zoltan Sandor, *Propagation modelling in outdoor and indoor radio communications*, PhD. Thesis, Technical University of Budapest 1999
- [50] D. Mansel, E. Mârza, C. Dumitrescu, *Detection and localisation of illicitly used GSM mobiles in prisons. Concepts and results of the Trial at Gelsenkirchen prison, Germany*. Buletinul Științific al Universității “Politehnica” din Timișoara, Seria Electronică și Telecomunicații, Proc. of the Symposium on Electronics and Communications, November 23-24, 2000, Timișoara
- [51] C. Dumitrescu, E. Mârza, D. Mansel, *A new Ray Launching method for field strength prediction in picocells*, Buletinul Științific al Universității “Politehnica” din Timișoara. Seria Electronică și Telecomunicații, Proc. of the Symposium on Electronics and Communications, November 23-24, 2000, Timișoara
- [52] E. Mârza, C. Dumitrescu, *Simulation of Multipath Radio Channels with Time-Varying Parameters*, Proc. Of Sympozium on Electronics and Telecommunications, vol 4, September 1996, Timișoara

[53] **C. Dumitrescu**, *Etude et simulation d'un canal de propagation indoor*, Biblioteque ESIEE, Paris 1996

[54] **D. Mansel**, *Aufdeckung und Lokalisierung unerlaubter Mobilfunktelefonie in Justizvollzugsanstalten - Erste Ergebnisse des Forschungsprojektes*, ITG Fachtagung Mobilfunk vom 16. und 17. Juni 99, ITG Fachbericht 155, Seiten 119 – 133

[55] **Cojot Rayguard**, *Cellular phone fixed detector*, Data sheet of Cojot Company, Espoo Finland

[56] **ZETRON**, *CellPhone Detector*, Data sheet of Zetron, Inc. Redmond WA, USA

[57] **Mobile phone guard**, Data sheet of Mobile Phone Guard AB, Lidingö Sweden

## ANEXA A: INDEXUL FIȘIERELOR CU DATELE EXPERIMENTALE

<i>General Conditions:</i>		
At the transmitter part:	Carrier frequency:	889.4 Mhz
	Tx Power:	10 dBm
	High of Tx Antenna:	1.50m, 1.70 m
At the receiver part:	Span:	zero span
	Sweep time:	20 s (T 1,2,3,6) 10 s (T 4,5,7) 5 s (T 8, 9)
	High of Rx Antenna:	1.60 m
	Distance from Rx Point to building:	33 m
	Total number of files:	2972
	Number of samples/data file:	401

Tx LOCATIONS							
CELL Nr.	Number of files	Area Nr.	File prefix	Data files	Alpha angle	Theta angle	
1	357	1	11	see TABLE 1	80°	- 15°	
	357	2	12	see TABLE 2	80°	- 15°	
	357	3	13	see TABLE 3	80°	- 15°	
2	119	1	21	see TABLE 4	85°	- 15°	
3	119	1	31	see TABLE 5	85°	- 15°	
fourth floor (5 cells)	4	111	1 point in each cell	41	see TABLE 6	100°	-15°
	5	111		51		110°	-12.5°
	6	185		61		120°	-10°
	7	185		71		125°	-10°
first floor	8	119	3 cells	81	see TABLE 7	80°	0°
	9	119		82		85°	
	10	119		83		90°	
second floor	11	119	3 cells	91	see TABLE 8	80°	- 5°
	12	119		92		85°	
	13	119		93		90°	
third floor	14	119	3 cells	94	see TABLE 9	80°	- 10°
	15	119		95		85°	
	16	119		96		90°	