

CONTRIBUȚII LA DEZVOLTAREA SISTEMELOR OPTICE DE COMUNICAȚII CU ACCES MULTIPLU PRIN DIVIZIUNEA ÎN COD (OCDMA)

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la

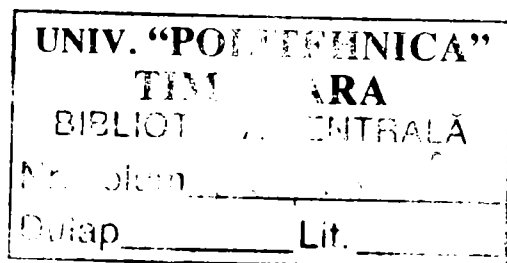
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul Inginerie Electronică și Telecomunicații
de către

ing. Radu Ion Lucaciu

Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. Miranda Naforniță
prof.univ.dr.ing. Irinel Casian Botez
prof.univ.dr.ing. Cornelia Gordan
prof.univ.dr.ing. Adrian Mihăescu

Ziua susținerii tezei: 19.11.2010



Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2010

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

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

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Comunicații al Universității „Politehnica” din Timișoara.

Îi mulțumesc în primul rând conducătoarei mele de doctorat Prof. Dr. Ing. Miranda Naforniță pentru sprijinul și sfaturile utile pe care mi le-a dat pe parcursul realizării și elaborării acestei teze.

În mod deosebit aș dori să adresez mulțumiri domnului Prof. Dr. Ing. Adrian Mihăescu care a fost alături de mine încă de la începutul carierei mele. Îi mulțumesc pentru sugestiile și recomandările profesionale precum și pentru sprijinul acordat pe parcursul realizării cercetărilor și al elaborării tezei de doctorat.

Deasemenea, țin să-mi exprim întreaga mea recunoștință membrilor comisiei fără de care susținerea acestei teze n-ar fi avut loc. Mulțumesc d-lui președinte al comisiei Prof. Dr. Ing. Marius Oteșteanu, doamnei Prof. Dr. Ing. Cornelia Gordan de la Universitatea din Oradea, domnului Prof. Dr. Ing. Irinel Casian Botez de la Universitatea Tehnică din Iași și, nu în ultimul rând, d-lui Prof. Dr. Ing. Adrian Mihăescu de la Universitatea „Politehnica” din Timișoara pentru că au acceptat să facă recenzarea acestui material, pentru acordul favorabil de a susține în public această teză, cât și pentru observațiile constructive pe care mi le-au făcut.

Mulțumesc d-lui Prof. Pascal Besnard conducătorul Grupului de Fizică a Laserilor de la Laboratoire d’Optronique din cadrul ENSSAT Lannion Franța, pentru oportunitatea de a efectua măsurătorile practice în cadrul instituției.

Mulțumesc d-lui Prof. Dr. Ing. Ioan Naforniță pentru sfaturile oferite și observațiile constructive care m-au impulsionat.

Mulțumesc tuturor colegilor care m-au sprijinit și încurajat pe parcursul acestor ani de căutări științifice.

Nu pot uita că în toți acești ani am avut sprijinul moral, înțelegerea și răbdarea necesare din partea familiei mele, în mod special a soției.

Nu în ultimul rând, mulțumesc lui Dumnezeu pentru faptul că m-a ajutat să pot duce la bun sfârșit această teză.

Timișoara, noiembrie 2010

Radu Lucaciu

Soției și familiei mele,

Lucaciu, Radu-Ion

Contribuții la dezvoltarea sistemelor optice de comunicații cu acces multiplu prin diviziunea în cod (OCDMA)

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 30, Editura Politehnica, 2010, 140 pagini, 100 figuri, 12 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-606-554-208-2

Cuvinte cheie:

wireless, indoor, OCDMA, codare spectrală în amplitudine

Rezumat,

Transmiterea informației prin semnale optice este cunoscută încă din cele mai vechi timpuri. Apariția dispozitivelor portabile cum ar fi laptop-uri, palmtop-uri, PDA-uri (Personal Digital Assistants) a crescut necesitatea conectivității mobile și astfel a condus la dezvoltarea rețelelor locale fără fir (wireless LANs). Pe parcursul acestei lucrări a fost studiat un astfel de sistem fără fir și anume un sistem wireless OCDMA de interior.

Capitolul 1, prezintă principalele caracteristici ale sistemelor optice de interior fără fir și structura lucrării. Capitolul 2, cuprinde o analiză și sinteză a bibliografiei din domeniu având ca subiect sistemele cu acces multiplu. În capitolul 3 sunt prezentate două metode de obținere a răspunsului la impuls al unui spațiu închis. În capitolul 4, este făcută o analiză pentru sistemele wireless OCDMA cu codare spectrală în amplitudine în cazul „clasic”. În capitolul 5 sunt propuse două modalități de reducere a interferenței datorate dispersiei multivale. În capitolul 6, sunt trecute în revistă contribuțiile personale.

Cuprins

Lista figurilor	7
Lista tabelelor	10
Lista abrevieri	11
1. Sisteme optice de interior fără fir	13
1.1. Introducere	13
1.2. Caracteristici ale sistemelor optice de interior fără fir	15
2. Sisteme OCDMA	21
2.1. Accesul multiplu	21
2.1.1. Accesul multiplu cu diviziune în frecvență (FDMA)	22
2.1.2. Accesul multiplu cu diviziune în timp (TDMA)	27
2.1.3. Accesul multiplu cu diviziune în cod (CDMA)	29
2.1.4. Accesul multiplu cu diviziune spațială (SDMA)	30
2.2. Accesul multiplu cu diviziune în cod, optic (OCDMA)	32
2.3. Sisteme OCDMA cu codare spectrală	37
2.3.1. Sisteme OCDMA cu codare spectrală care folosesc rețele de difracție și lentile	39
2.3.2. Sisteme OCDMA cu codare spectrală cu rețele cu fibre Bragg	51
3. Simularea și măsurarea răspunsului la impuls a spațiilor închise pentru comunicații wireless indoor	55
3.1. Simularea răspunsului la impuls a unui spațiu închis	55
3.2. Măsurarea răspunsului la impuls cu ajutorul unei machete	62
3.3. Utilizarea unui program de simulare pentru aproximarea cu filtru FIR a canalului optic de interior fără fir	74
4. Analiza performanțelor sistemelor wireless OCDMA cu codare spectrală în amplitudine	81
4.1. Analiza sistemului	81
4.2. Rezultatele obținute prin simulare	87
5. Alte moduri de abordare a sistemelor wireless OCDMA cu codare spectrală în amplitudine	95
5.1. Modalități de reducere a interferenței datorate dispersiei multicale	95
5.1.1. OCDMA dinamic	95
5.1.2. OCDMA cu deconvoluție	105
5.2. Mobilitatea receptorului	111
6. Contribuții și concluzii	117
Anexa A	121
Anexa B	123

6 Cuprins

Anexa C	125
Bibliografie	128
Lista lucrărilor	137

Lista figurilor

Figura 1.1 Rețea locală care utilizează accesul în infraroșu fără fir la un fir coloană	14
Figura 1.2 Reprezentarea schematică a pierderilor în spațiul liber	16
Figura 1.3 Tipuri de legături în infraroșu	18
Figura 2.1 Sistem cu acces multiplu	21
Figura 2.2 Alocarea resurselor în cadrul sistemelor FDMA	23
Figura 2.3 Regiunea unde se poate face amplificarea optică cu ajutorul actualelor amplificatoare pe fibră optică	25
Figura 2.4 Regiunea lungimii de undă a benzilor C și L DWDM	25
Figura 2.5 Lungimile de undă centrale nominale CWDM ITU-T G.694.2	26
Figura 2.6 Grila lungimilor de undă CWDM ITU-T G.694.2	27
Figura 2.7 Cadru TDMA	27
Figura 2.8 Alocarea resurselor în sistemele TDMA	28
Figura 2.9 Alocarea resurselor în CDMA	30
Figura 2.10 SDMA	31
Figura 2.11 Rețea CDMA pe fibră optică în configurație stea	34
Figura 2.12 Generarea electrică a secvenței de cod	35
Figura 2.13 Diagrama bloc a unui codor OCDMA în structură paralel	35
Figura 2.14 Diagrama bloc a unui decodor OCDMA în structură paralel	36
Figura 2.15 Schema unui receptor optic utilizând componente optice active	36
Figura 2.16 Codor spectral pentru surse optice	38
Figura 2.17 Schema unui emițător OCDMA bazată pe codarea spectrală a unui impuls de lumină foarte scurt (îngust)	39
Figura 2.18 Schema unui receptor OCDMA bazată pe decodarea spectrală a unui impuls de lumină foarte îngust	40
Figura 2.19 Schema bloc a unui sistem OCDMA cu codare spectrală în amplitudine	41
Figura 2.20 Sistem OCDMA cu codare în amplitudine	45
Figura 2.21 Diagrama unei FBG	51
Figura 2.22 Codor FBG pentru sisteme OCDMA	52
Figura 2.23 Schema unui decodor cu rețele cu fibre Bragg FBG	53
Figura 3.1 Interfața pentru alegerea parametrilor necesari simulării	57
Figura 3.2 Răspunsul la impuls pentru configurația LOS	59
Figura 3.3 Răspunsul la impuls pentru configurația LOS	59
Figura 3.4 Răspunsul la impuls pentru configurația LOS	60
Figura 3.5 Răspunsul la impuls pentru configurația difuză	60
Figura 3.6 Răspunsul la impuls pentru configurația difuză	61
Figura 3.7 Răspunsul la impuls pentru configurația difuză	61
Figura 3.8 Schema montajului pentru măsurare	63
Figura 3.9 Panel Driver	64
Figura 3.10 Fereastra To File	65
Figura 3.11 Orientarea emițător-receptor în camera mobilată	66
Figura 3.12 Răspunsul în frecvență măsurat	67

Figura 3.13 Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat	67
Figura 3.14 Orientarea emițător-receptor în camera nemobilată	68
Figura 3.15 Răspunsul în frecvență măsurat	68
Figura 3.16 Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat	69
Figura 3.17 Orientarea emițător-receptor în camera mobilată	69
Figura 3.18 Răspunsul în frecvență măsurat	70
Figura 3.19 Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat	70
Figura 3.20 Orientarea emițător-receptor în camera nemobilată	71
Figura 3.21 Orientarea emițător-receptor în camera mobilată	71
Figura 3.22 Răspunsul în frecvență măsurat	72
Figura 3.23 Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat	72
Figura 3.24 Răspunsul în frecvență măsurat	73
Figura 3.25 Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat	73
Figura 3.26 Răspunsul în frecvență	75
Figura 3.27 Răspunsul la impuls $h(t)$	75
Figura 3.28 Răspunsul la impuls $h(t)$ și $h^{-1}(t)$ a FIR	76
Figura 3.29 Răspunsul în frecvență	76
Figura 3.30 Răspunsul la impuls $h(t)$	77
Figura 3.31 Răspunsul la impuls $h(t)$ și $h^{-1}(t)$ a FIR	77
Figura 3.32 Răspunsul la impuls $h(t)$ simulat și măsurat	78
Figura 3.33 Răspunsul la impuls $h(t)$ simulat și măsurat. Lupă de amplitudine	79
Figura 4.1 BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 127$, $\sigma = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	87
Figura 4.2 BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 511$, $\sigma = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	88
Figura 4.3 BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s	88
Figura 4.4 BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 511$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s	89
Figura 4.5 BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 127$, $\sigma = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	90
Figura 4.6 BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 511$, $\sigma = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	91
Figura 4.7 BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s	91
Figura 4.8 BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 511$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s	92
Figura 4.9 BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	93
Figura 4.10 BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 511$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	93
Figura 5.1 $R(t)$ pentru configurația difuză	96
Figura 5.2 $R(t)$ pentru configurația cu LOS	96
Figura 5.3 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	100
Figura 5.4 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s	100
Figura 5.5 BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\alpha = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	101
Figura 5.6 BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s	101
Figura 5.7 BER pentru configurația difuză, $N = 511$, $\alpha = 1$, $R_b = 100$ Mb/s	103
Figura 5.8 BER pentru configurația LOS, $N = 511$, $\alpha = 1$, $R_b = 100$ Mb/s	103

Figura 5.9 BER pentru configurația difuză, $N = 511$, $\alpha = 1$, $R_b = 1$ Gb/s	104
Figura 5.10 BER pentru configurația LOS, $N = 511$, $\alpha = 1$, $R_b = 1$ Gb/s	104
Figura 5.11 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	107
Figura 5.12 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s	107
Figura 5.13 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1$, $R_b = 100$ Mb/s	108
Figura 5.14 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	108
Figura 5.15 BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	109
Figura 5.16 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 1$ Gb/s	110
Figura 5.17 BER pentru macheta fără mobilă, $N = 127$, $\alpha = 1$, $R_b = 25$ Mb/s	110
Figura 5.18 BER pentru macheta cu mobilă, $N = 127$, $\alpha = 1.1$, $R_b = 100$ Mb/s	111
Figura 5.19 Răspunsul la impuls pentru configurația LOS	113
Figura 5.20 Răspunsul la impuls pentru configurația difuză	113
Figura 5.21 BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	114
Figura 5.22 BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	114
Figura 5.23 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	115
Figura 5.24 BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s	115
Figura 1.A Interfața programului Matlab de prelucrare a datelor obținute prin măsurătorile efectuate cu ajutorul machetei	121
Figura 1.C Răspunsul pentru configurația difuză. E: 2,5x2,5x2,5 metri; R: 2,5x2,5x1 metri	125
Figura 2.C Răspunsul pentru configurația difuză. E: 2,5x2,5x2,5 metri; R: 1,5x2,5x1 metri	125
Figura 3.C Răspunsul pentru configurația difuză. E: 2,5x2,5x2,5 metri; R: 1x2,5x1 metri	126
Figura 4.C Răspunsul pentru configurația LOS. E: 2,5x2,5x3 metri; R: 2x2,5x1 metri	126
Figura 5.C Răspunsul pentru configurația LOS. E: 2,5x2,5x3 metri; R: 1,5x2,5x1 metri	127
Figura 6.C Răspunsul pentru configurația LOS. E: 2,5x2,5x3 metri; R: 0,5x2,5x1 metri	127

Lista tabelelor

Tabelul 1.1	Comparație între sistemele RF și cele IR	15
Tabelul 1.2	Clase de siguranță pentru surse punctiforme	16
Tabelul 1.3	Comparație LED - LD	17
Tabelul 2.1	Exemplu de cod MQC	47
Tabelul 2.2	Câmpul Galois GF(4)	49
Tabelul 2.3	Exemplu de cod MFH	49
Tabelul 2.4	Exemplu de cod MPC	50
Tabelul 2.5	Secvențe spectrale cu $N = 7$	52
Tabelul 2.6	Decodarea pentru PD1	53
Tabelul 2.7	Decodarea pentru PD2	53
Tabelul 2.8	Determinarea bitului de date	54
Tabelul 3.1	Rezoluție temporală - frecvență	62

Lista abrevieri

APD	Avalanche PhotoDiode
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CWDM	Coarse Wavelength Division Multiplexing
DBIR	Directed Beam InfraRed
DD	Direct Detection
DFIR	Diffuse InfraRed
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EE-LED	Edge-Emitting LED
FBG	Fiber Bragg Grating
FCC	Federal Communications Commission
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH-CDMA	Frequency Hopping Code Division Multiple Access
FOV	Field Of View
GF	Galois Field
HP – VEE	Hewlett Packard – Visual Engineering Environment
IEC	International Electro-technical Commission
IM	Intensity Modulation
IR	InfraRed
IrDA	Infrared Data Association
ISI	Inter Symbol Interference
LAN	Local Area Network
LED	Light Emitting Diode
LD	Laser Diode
LOS	Line Of Sight
LSD	Light Shaping Diffuser
MAI	Multiple Access Interference
MAN	Metropolitan Area Network
MFH	Modified Frequency Hopping code
MPC	Modified Prime Code
MQC	Modified Quadratic Congruence code

12 Lista abrevieri

NLOS	Non- Line Of Sight
NRZ	Non Return to Zero
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
OOC	Optical Orthogonal Codes
OOK	On-Off Keying
PD	Photo-Detector
PDA	Personal Digital Assistants
PIN	Positive Intrinsic Negative
PN	Pseudo-Noise
QDIR	Quasi-Diffuse InfraRed
RF	Radio Frequency
SDMA	Space Division Multiple Access
SG	Spreading Gain
SNR	Signal to Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
TDMA	Time Division Multiple Access
TH-CDMA	Time Hopping Code Division Multiple Access
WAN	Wide Area Network
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WDMA	Wavelength Division Multiple Access

1. SISTEM OPTICE DE INTERIOR FĂRĂ FIR

1.1. Introducere

Transmiterea informației prin semnale optice este cunoscută încă din cele mai vechi timpuri. Semnalizările luminoase cu focuri sau oglinzi au fost utilizate de-a lungul istoriei în diverse situații care necesitau comunicarea cu ajutorul unor mesaje simple. În Iliada, Homer povestește despre un lanț de focuri aprinse din insulă în insulă care au anunțat aproximativ în jurul anului 1200 î.e.n. căderea Troiei. Astfel vestea victoriei a ajuns la Micene în sudul Greciei în termen de ore. Un moment important în evoluția comunicațiilor optice l-a constituit construirea telegrafului optic de către Claude Chappe în jurul anului 1792. În 1880, A. G. Bell și S. Tainter au patentat un telefon cu oglinzi optice numit "photophone" care transmitea mesajul cu ajutorul razelor luminoase. Lumina de la soare ajungea pe o oglindă care vibra atunci când o persoană vorbea și apoi era reflectată în direcții diferite. Această lumină "modulată" transporta semnalul prin aer până la receptor, unde, cu ajutorul unui element nou descoperit numit seleniu, semnalul optic era convertit într-un curent electric [*1], [*2]. F. R. Gfeller și U. H. Bapst sunt cei care în 1979 au propus un prim sistem de comunicație optic de interior fără fir care utiliza transmisia în infraroșu.

Rețelele fără fir au ca proprietate principală faptul că utilizatorii pot utiliza (accesa) informațiile fără a fi necesar să se conecteze (branșeze). De asemenea rețeaua poate fi mărită sau modificată fără să fie necesară instalarea unor noi fire sau mutarea altora deja existente. Din acest motiv sunt reduse costurile rețelei, față de cazul rețelelor cablate la care cablurile în sine precum și instalarea lor aveau o contribuție importantă.

Apariția dispozitivelor portabile cum ar fi laptop-uri, palmtop-uri, PDA-uri (Personal Digital Assistants) a crescut necesitatea conectivității mobile și astfel a condus la dezvoltarea rețelelor locale, LAN (Local Area Network), fără fir (wireless). Comparativ cu rețelele tradiționale, cele fără fir oferă utilizatorilor o mobilitate și o flexibilitate crescute.

Atât transmisiile de radio frecvență RF (Radio Frequency) cât și transmisiile în infraroșu IR (InfraRed) sunt opțiuni posibile de implementare a sistemelor fără fir. Din nefericire însă spectrul de RF este atât de congestionat încât sunt dificil de găzduit aplicații la debite (bps) mari.

IR a apărut ca o alternativă posibilă fiind propus pentru prima dată de Gfeller într-un sistem de comunicație optic de interior fără fir [GFE].

Transmisiile IR nu sunt guvernate de regulile FCC (Federal Communications Commission), care se aplică în cazul frecvențelor radio din domeniul 10 KHz 300GHz. De asemenea, nu există interferență cu spectrul electromagnetic pentru că purtătoarea semnalului optic utilizat în cadrul transmisiei fără fir se află în afara reglementarilor FCC.

Radiația IR are o comportare asemanătoare celei a luminii vizibile, adică este absorbită de obiectele întunecate, reflectată difuz de către obiectele colorate luminoase și reflectată direcțional de suprafețele strălucitoare. Ea poate trece prin sticlă, dar nu poate trece prin pereți sau alte bariere opace și astfel radiația IR poate

fi restransă la camera de unde provine. Din acest motiv aceeași purtătoare optică ar putea fi reutilizată într-o cameră alăturată fără să apară fenomenul de interferență.

Comunicațiile în infraroșu și-au găsit pe parcursul timpului mai multe domenii de utilizare. Astfel aproape fiecare familie are acasă un televizor care este comandat cu o telecomandă în infraroșu. De asemenea există pentru comunicația utilizând infraroșu dintre două calculatoare un standard IrDA (Infrared Data Association) și acesta a fost introdus în aproape toate calculatoarele portabile și telefoanele mobile. IR poate fi folosită și în cazul comunicației directe între două ciădiri, însă există dezavantajul ca legătura să devină neutilizabilă în cazul unor condiții atmosferice nefavorabile (de exemplu ceață, ninsoare).

Spre deosebire de transmisiile de radio frecvența transmisiile fără fir optice, în infraroșu au anumite particularități. Emițătoarele și receptoarele au dimensiuni mici (comparativ cu antenele pentru RF), au viteze de operare mai mari și pentru că utilizează metode necoerente de detecție a semnalului emițătoarele și receptoarele sunt mai simple având un cost mai scăzut. Emisia în infraroșu este limitată la spațiul (sala) unde se află dispozitivele, pentru că radiația luminoasă în infraroșu nu trece prin pereți sau alte corpuri opace; din această cauză comunicația este securizată, interceptarea în afara sălii fiind imposibilă. Legăturile radio prezintă fenomenul de fading multicale [VLĂ1] (fluctuații mari ale amplitudinii și fazei), iar cele IR nu. Acestea ar fi unele dintre motivele care ar încuraja utilizarea transmisiilor în infraroșu.

Transmisiile IR au bineînțeles și dezavantaje. În cazul unei configurații difuze lumina transmisă se va reflecta de pereți, mobilă și va ajunge la receptor pe căi diferite cu întâzieri în timp diferite, fenomen numit dispersie multicale, determinând interferența intersimbol. Tot datorită pereților, mobilei și altor obiecte, semnalul este atenuat destul de puternic astfel că transmisia în infraroșu nu este potrivită pentru sisteme care să acopere o arie mare. De obicei transmisia este limitată la sisteme care se găsesc într-o cameră. Totuși, în cazul în care este necesar, poate fi folosită o structură celulară în care camere diferite să fie conectate cu ajutorul unui alt mediu (fir); ca de exemplu în cazul rețelei cablate de tip backbone (coloană vertebrală), Fig. 1.1. [KAH2, MAS2].

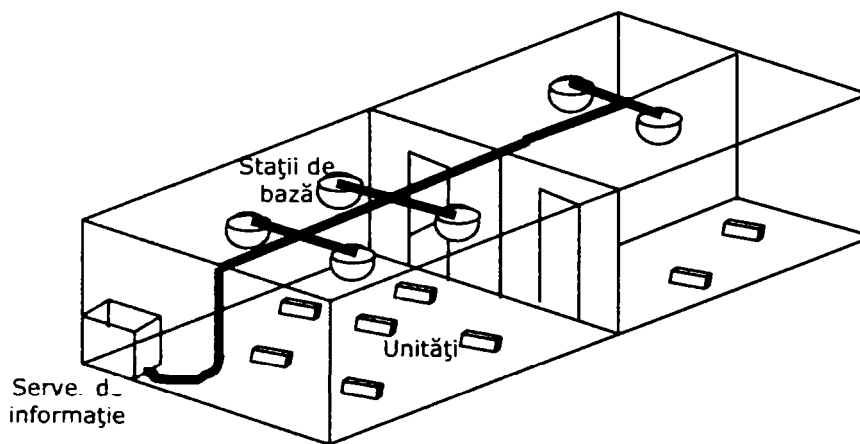


Figura 1.1. Rețea locală care utilizează accesul în infraroșu fără fir la un fir coloană

Un alt factor limitator în cazul transmisiilor în infraroșu este zgomotul luminii ambientale (zgomot de fond) datorat unor surse cum ar fi soarele, surse incandescente și fluorescente.

În tabelul 1.1. este prezentată o comparație între un sistem care utilizează o comunicație RF și un sistem IR de interior, fără fir, cu modulație în intensitate IM (Intensity Modulation) și detecție directă DD (Direct Detection) [GHA, KAH2].

Tabel 1.1. Comparație între sistemele RF și cele IR

Proprietăți	Radio	Infraroșu	Implicații pentru IR
Lățimea de bandă e regularizată?	Da	Nu	Aprobarea nu e necesară. Compatibilitate globală.
Trece prin pereți?	Da	Nu	Acoperire mai redusă. Mai ușor de securizat. Legături independente în camere diferite.
Există fading multicale?	Da	Nu	Proiectare simplă a legăturii.
Există dispersie multicale?	Da	Da	
Pierderile pe cale	Mari	Mari	
Zgomotul dominant	Ceilalți utilizatori	Lumina de fond	Domeniu limitat.
Intrarea $X(t)$ reprezintă	Amplitudine	Putere	Dificil de operat în exterior.
SNR proporțional cu	$\int X(t) ^2 dt$	$\int X(t)^2 dt$	Necesitatea unei puteri transmise mari.
Puterea medie proporțională cu	$\int X(t) ^2 dt$	$\int X(t) dt$	Alegerea unei forme de undă $X(t)$ cu raport mare între valoarea de vârf și cea medie.

1.2. Caracteristici ale sistemelor optice de interior fără fir

Elementele de bază în cazul unui sistem optic de interior fără fir sunt:

- emițătorul, care poate fi LED (Light Emitting Diode) sau diodă laser LD (Laser Diode);
- mediul de propagare al radiației, care este spațiul liber;
- receptorul, care poate fi realizat cu fotodiodă PIN (Positive Intrinsic Negative) sau cu fotodiodă în avalanșă APD (Avalanche PhotoDiode).

Legăturile în cazul sistemelor optice fără fir care utilizează tehnologia infraroșu se bazează pe IM și pe DD a purtătoarei optice. IM se realizează prin modificarea curentului de comandă al diodei laser sau a LED-ului. DD se realizează cu ajutorul fotodiodei care transformă semnalul recepționat într-un curent electric proporțional cu puterea optică incidentă pe suprafața sa.

Sistemele de interior fără fir prezintă anumite caracteristici care influențează alegerea componentelor. La fel ca și în cazul oricăror sisteme optice fără fir și pentru cele de interior bugetul de putere al legăturii depinde de pierderile "atmosferice" de-a lungul căi de propagare de la emițător la receptor. Deoarece într-o cameră nu există nori, ceață, chiciură sau alte fenomene atmosferice, principalele fenomene de degradare ale semnalului în cazul sistemelor optice fără fir interioare sunt pierderea în spațiul liber și fadingul semnalului. Pierderea în spațiul liber este constituită din partea de putere optică transmisă care se pierde neajungând în zona de deschidere (apertură) a receptorului, Fig. 1.2. [HEA, SIN]. Fadingul semnalului apare datorită propagării semnalului de la emițător la receptor pe căi diferite. Semnalele care au faze diferite pot interfera distructiv/constructiv și în acest mod puterea semnalului recepționat va scădea/crește, fenomen numit fading (fluctuație) multi-cale al semnalului. Însă, atunci când o legătură în infraroșu folosește modulația în intensitate și detecția directă, lungimea de undă mică a purtătoarei și suprafața mare a detectorului conduc la o diversitate spațială eficientă care previne fadingul multical. Astfel lipsa fadingului multical simplifică mult proiectarea legăturilor în infraroșu [FER, KAH2].

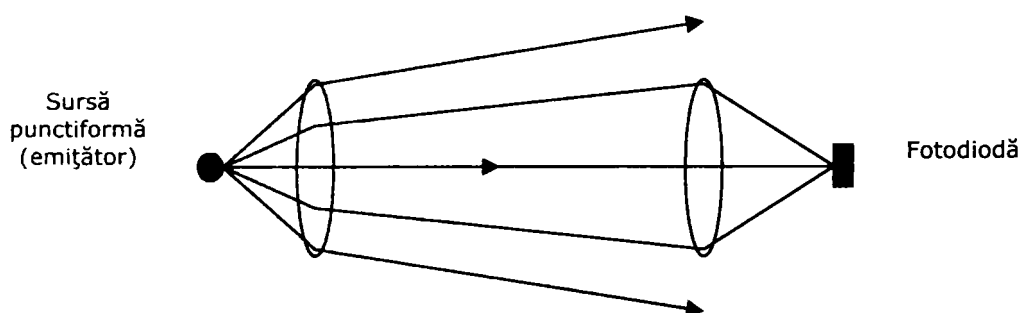


Figura 1.2. Reprezentarea schematică a pierderilor în spațiul liber

Radiațiile surselor folosite ca emițătoare (vezi tabelul 1.2.) sunt periculoase pentru ochi, putând trece prin corneea umană care le concentrează pe retină, ceea ce poate determina afectarea vederii. Din acest motiv, de siguranță a ochilor, cantitatea de putere care poate fi emisă de sursă este limitată. Standardele pentru siguranța ochilor au fost stabilite de către Comisia Internațională Electrotehnică IEC (International Electro-technical Commission), care clasifică LD în funcție de puterea emisă în mai multe clase, tabelul 1.2. [HEA, SIN].

Tabelul 1.2. Clase de siguranță pentru surse punctiforme

Lungimea de undă	650 nm (vizibil)	880 nm (infraroșu)	1310 nm (infraroșu)	1550 nm (infraroșu)
Clasa 1	< 0,2 mW	< 0,5 mW	< 8,8 mW	< 10 mW
Clasa 2	0,2 - 1 mW	N/A	N/A	N/A
Clasa 3A	1 - 5 mW	0,5 - 2,5 mW	8,8 - 45 mW	10 - 50 mW
Clasa 3B	5 - 500 mW	2,5 - 500 mW	45 - 500 mW	50 - 500 mW

Astfel se stabilește că în cazul sistemelor interioare fără fir toate emițătoarele trebuie să facă parte din Clasa 1 de siguranță a ochilor și că puterea transmisă nu trebuie să depășească 0,5 mW pentru sistemele care utilizează surse laser. Totuși, dacă se utilizează LED-uri în locul LD poate fi utilizată o putere mai

mare și încă să se păstreze Clasa 1 de siguranță a ochilor. Unele dispozitive laser care operează în Clasa 3B pot fi făcute din Clasa 1 de siguranță trecând raza printr-un "difuzor" transmisiv (hologramă) cum ar fi o plăcuță subțire din plastic translucid.

Ținând seama de caracteristicile specifice și de cele prezentate mai sus, se alege ca emițător LED sau LD în funcție de particularitățile sistemului. LED-urile, care sunt dispozitive emițătoare de suprafață largă, pot să lucreze în siguranță la puteri relativ mari, sunt mai puțin costisitoare și mai robuste. LD ar putea fi preferate LED-urilor datorită faptului că au puteri de ieșire mai mari, lățime de bandă de modulație mai mare, eficiență de conversie electro-optică (E/O) mai mare, dar sunt mai scumpe. O altă limitare în cazul lor apare datorită siguranței ochilor, pentru că LD sunt dispozitive direcționale cu o radiație puternică și pot furniza pe o porțiune mică a retinei o putere mare, ceea ce poate conduce la orbirea permanentă. O comparație între LED-uri și LD este prezentată în tabelul 1.3. [HEA, KAH2, SIN].

Tabelul 1.3. Comparație LED - LD

Caracteristici	LED	LD
Siguranța ochilor	În general sunt considerate sigure pentru ochi	Trebuie făcute sigure pentru ochi în special pentru $\lambda < 1400$ nm
Preț	Scăzut	Moderat spre mare
Lățime spectrală	25 - 100 nm (10 - 50 THz)	$< 10^{-5}$ - 5 nm (< 1 MHz - 2 THz)
Lățime de bandă de modulație	Zeci de KHz - zeci de MHz	Zeci de MHz - zeci de GHz
Eficiența conversiei E/O	10 - 20 %	30 - 70 %

O mare importanță în cazul comunicațiilor optice fără fir o are și lungimea de undă la care se lucrează. Cea mai potrivită alegere ar putea fi cea în banda de lungimi de undă 780-950 nm, pentru că la aceste lungimi de undă sunt disponibile LED-uri și LD cu un cost scăzut. Radiațiile luminoase din această bandă nu sunt însă sigure pentru ochiul uman ele trecând prin corneea. Corneea este opacă la radiații dincolo de 1400 nm și astfel s-ar putea lucra în banda de 1550 nm, însă dispozitivele disponibile aici sunt mai costisitoare [KAH2, SIN].

Ca detector poate fi aleasă o fotodiodă PIN sau APD. Fotodiodele PIN prezintă un cost scăzut, toleranță la variații mai mari de temperatură și au nevoie de o tensiune de polarizare mai scăzută. Ele sunt însă mai puțin sensibile, cu aproximativ 10 - 15 dB, decât APD. Pentru a compensa această lipsă de sensibilitate, poate fi crescută puterea emisă și pot fi utilizate lentile receptoare cu diametru mare. APD au un cost mai mare, necesită tensiuni de alimentare mai mari, dar, pentru că au o sensibilitate mai mare, legătura de comunicație e mai robustă.

O problemă cu care se confruntă sistemele de interior infraroșu fără fir se datorează faptului că într-o sală sunt și radiații infraroșii din mediul înconjurător provenite de la lumina solară, lămpi incandescente sau fluorescente. Receptorul va recepționa și aceste semnale luminoase din mediul ambiental. Lumina ambientală provoacă un zgomot de alicie (shot noise), datorat fluctuațiilor aleatoare ale semnalului în procesul de fotodetecție, care în general este factorul dominant de degradare a performanțelor sistemelor infraroșu fără fir.

În cazul sistemelor optice interioare fără fir pot fi considerate diverse tehnici de transmisie, fiecare cu avantajele și dezavantajele sale [BAL, MAS2, SIN]. Aceste tehnici pot fi clasificate în funcție de:

- directivitatea dintre emițător și receptor;
- existența sau inexistența unei căi de comunicație în linie de vedere directă, LOS (Line Of Sight) între emițător și receptor.

Emițătorul și receptorul pot avea caracteristica de radiație, respectiv câmpul de vedere FOV (Field Of View) înguste sau largi. Prin combinații ale acestora se pot obține sisteme directe, indirecte sau hibride, Fig. 1.3. [KAH2, SIN].

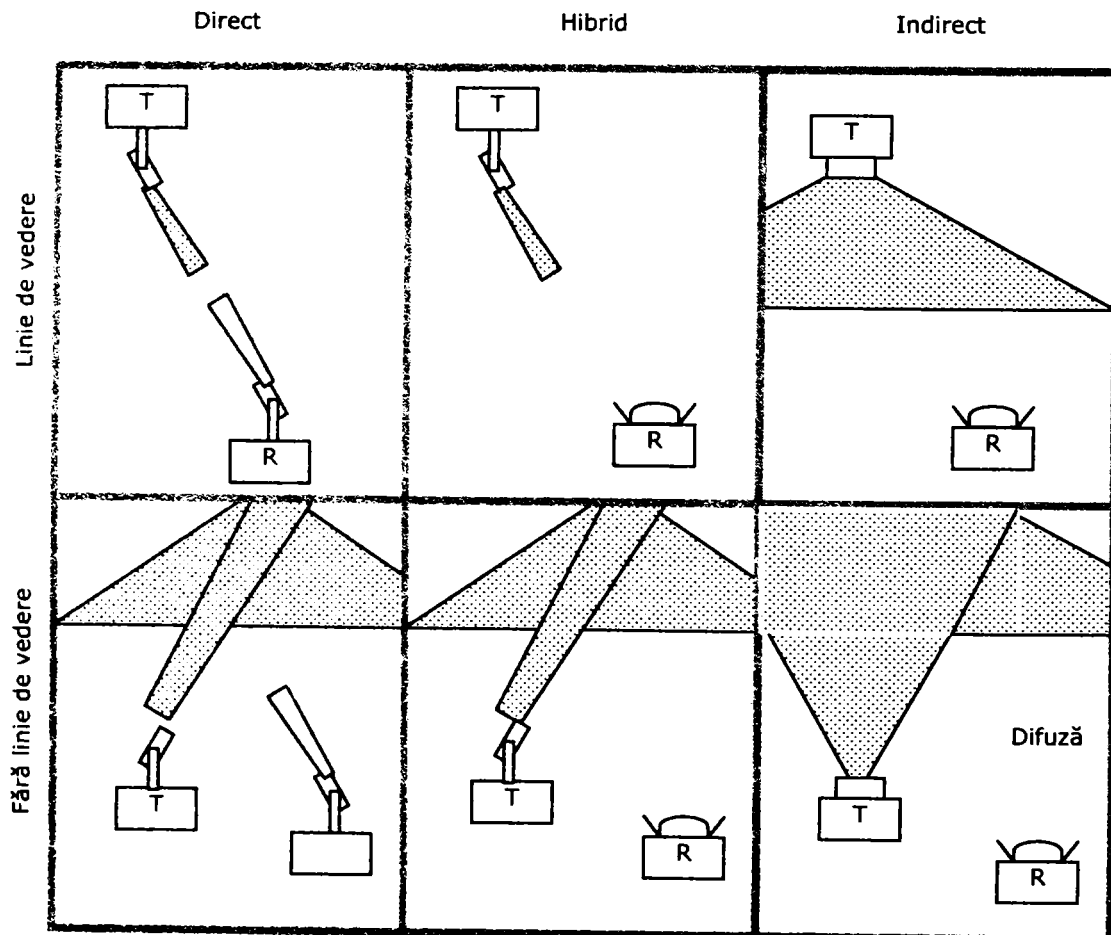


Figura 1.3. Tipuri de legături în infraroșu

Sistemele directe, cele cu cale de comunicație LOS în linie de vedere directă între emițător și receptor, se bazează pe faptul că raza optică ajunge direct de la emițător la receptor fără nici o reflexie. Terminalele sunt fixe și au o mare directivitate, ele trebuie să fie îndreptate (orientate) unul spre celălalt pentru a stabili legătura. Dimensiunea razei trebuie aleasă astfel încât chiar și un operator

neexperimentat, să poată să orienteze emițătorul spre receptor. În această arhitectură pierderile pe cale sunt minime și eficiența puterii este maximă. Sistemele care utilizează această tehnică pot permite rate de transmisie mari. Dezavantajele acestor sisteme sunt lipsa de mobilitate și fenomenele de umbrire (shadowing).

În cazul sistemelor cu legături indirecte nu este necesară orientarea emițător – receptor, emițătorul trimițând semnalul optic pe o suprafață mare. Astfel de sisteme sunt potrivite atunci când se utilizează terminale mobile.

Sisteme hibride se pot obține prin combinarea unor emițătoare și receptoare cu grade diferite de directivitate.

În cazul legăturilor bazate pe LOS nu apare influența dispersiei multicale și eficiența puterii este maximizată. Totuși un obiect care se află în mișcare poate să întrerupă legătura și deci trebuie ținut seama de fenomenul de umbrire.

Sistemele non – LOS, NLOS se bazează în general pe reflexia luminii de pereți, tavan sau alte suprafețe. Deși suferă de dispersia multicale, în cazul acestora robustețea legăturii este crescută.

În cazul sistemelor cu radiație difuză DFIR (Diffuse InfraRed) emițătoarele transmit semnalele optice într-un unghi larg spre tavan și, după una sau mai multe reflexii, semnalele ajung la receptoare. Din punctul de vedere al utilizatorilor aceasta este cea mai potrivită configurație, deoarece nu este necesară alinierea înaintea utilizării și nu este necesară LOS în cazul transmisiei. Pierderile pe cale din cadrul acestor sisteme sunt însă mai mari decât la sistemele cu rază directă, DBIR (Directed Beam InfraRed). Sunt necesare nivele de putere mai mari la emițător și receptoare care să aibă o suprafață de colectare a luminii mai mare. Datorită emisiei unui impuls de durată mică într-un unghi mare, el se va propaga pe căi multiple determinând o lărgire a impulsului, fenomen cunoscut sub numele de dispersie multicale. Din acest motiv la rate de transmisie mari va avea loc interferența intersimbol ISI (Inter Symbol Interference). Pentru sistemele DFIR, debitul (bps) depinde de dimensiunea camerei și de coeficienții de reflexie ai suprafețelor (corpurilor) aflate în interiorul acesteia.

Sistemele cu radiație cvasi-difuză în infraroșu QDIR (Quasi-Diffuse InfraRed) se bazează pe existența unei stații de bază cu o arie de acoperire relativ mare, construită cu reflectoare active sau pasive. De obicei stația de bază este montată pe tavan; trebuie menținută totdeauna o legătură LOS între stația de bază și terminale, deci acestea nu pot avea o mobilitate completă. Emițătorul terminalelor trebuie să fie orientat spre stația de bază sau să aibă un câmp de vedere suficient pentru a putea realiza comunicația din orice zonă a camerei. O altă formă a QDIR este ca emițătorul să transmită semnalul său optic pe o porțiune stabilită pe tavan, iar receptorul să se găsească în fața acelei suprafețe. QDIR realizează un compromis între DBIR și DFIR.

Cele mai obișnuite configurații sunt:

- directă LOS;
- indirectă NLOS.

În cazul legăturii directă LOS, eficiența de transfer a puterii este maximă, pierderile pe cale sunt minime și sunt permise rate de transmisie mari. Este însă necesară orientarea atentă a emițătorului și receptorului. De asemenea nu sunt suportate conexiuni unul la mai mulți și respectiv mai mulți la unul. Performanțele sistemului sunt influențate puternic de fenomenul de umbrire.

La legătura indirectă NLOS robustețea împotriva fenomenului de umbrire este foarte bună, permite o mare mobilitate a utilizatorilor, dar rata de transmisie este mai scăzută.

Teza în continuare este structurată după cum urmează.

În prima parte din **capitolul 2** am făcut o analiză și sinteză a bibliografiei din domeniu având ca subiect sistemele cu acces multiplu, după care urmează o prezentare mai amănunțită a sistemelor optice cu acces multiplu cu diviziune în cod (OCDMA).

În **capitolul 3** am descris cele două modalități prin care am obținut răspunsul la impuls: simularea răspunsului cu ajutorul unui program Matlab și măsurarea acestuia cu ajutorul unei machete. Am prezentat răspunsuri la impuls astfel obținute pentru cazurile: unor camere goale în configurație LOS sau difuză (simulare) și respectiv camere mobilate sau nemobilate (măsurare).

Capitolul 4 conține în prima sa parte un calcul analitic, pe care l-am făcut pentru sistemele wireless OCDMA cu codare spectrală în amplitudine, după care sunt prezentate rezultatele pe care le-am obținut prin simulare în cazurile unor configurații LOS sau difuze. Am utilizat ca secvențe de cod, secvențe-m de lungime 127 și 511 și am luat în considerare debite de 25Mb/s și 100 Mb/s.

În cadrul **capitolului 5** am prezentat două modalități de reducere a interferenței datorate dispersiei multivale. Am propus o metodă nouă de schimbare dinamică a secvențelor de cod de către un utilizator și apoi am analizat deconvoluția ca modalitate de reducere a interferenței. În ultima parte a acestui capitol am prezentat o modalitate de a păstra performanțele sistemului la același nivel, în cazul în care receptorul se deplasează în interiorul camerei.

În **capitolul 6** am prezentat principalele contribuții pe care le-am avut și concluziile pe care le-am obținut în cadrul acestei lucrări.

2. Sisteme OCDMA

2.1. Accesul multiplu

În ultimele decade comunicațiile digitale au cunoscut o creștere rapidă. Astfel au fost oferite servicii de voce, de poștă electronică (e-mail), acces la internet, transferuri de fișiere, servicii multimedia, care au schimbat modul de viață al oamenilor. Dezvoltarea tehnologiilor de procesare a informației a deschis multe piețe pentru noile servicii de comunicații. Datorită cererii în continuă creștere de servicii de comunicație fără fir acestea s-au dezvoltat mult.

Capacitatea sistemelor de comunicații este legată de numărul de utilizatori care pot fi deserviți simultan sau, altfel spus, cât de multă informație poate fi transferată și de la câți utilizatori. Una dintre modalitățile în care poate crește debitul total este realizarea unei alocări a resurselor mai eficientă.

În cazul sistemelor de comunicații mobile apare dorința ca un număr cât mai mare de utilizatori să poată transmite și recepționa în același timp semnale de la una sau mai multe stații de bază. Pentru ca mai mulți utilizatori să poată folosi simultan resursele de comunicații trebuie stabilit un mod în care aceste resurse să fie alocate fiecărui utilizator în parte. Prin *acces multiplu* se înțelege folosirea în comun, de către mai mulți utilizatori, simultan, a aceluiași canal de comunicație.

Un sistem cu acces multiplu este prezentat în Fig. 2.1. [VER, AYD]. Așa cum se observă în Fig. 2.1. un număr mare de utilizatori împart un canal de comunicație comun în scopul de a-și transmite informațiile la un receptor. Canalul comun poate fi de exemplu o bandă de frecvență din spectrul radio prin care utilizatorii comunică cu receptorul radio. Într-un sistem de comunicație avem o cantitate fixă de resurse, spectrul în acest caz, care trebuie gestionate corespunzător, astfel încât toți abonații să poată fi serviți.

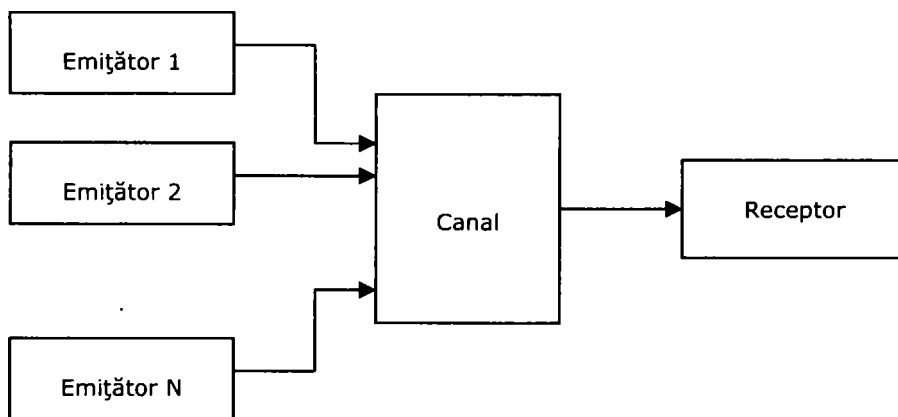


Figura 2.1. Sistem cu acces multiplu

În mediile cu acces multiplu este nevoie ca semnalele utilizatorilor diferiți să difere unul față de altul. În același timp semnalul fiecărui utilizator trebuie să poată fi indentificat printr-o "etichetă" unică care să poată fi extrasă (identificată) la recepție. Eticheta utilizatorului poate fi atribuită în unul din domeniile: frecvență (lungime de undă), timp, cod, sau spațiu.

Tehnicile de acces multiplu se clasifică, în funcție de resursa de comunicație utilizată, în [HAF, SKL, AYD, *3, *7, *8]:

- *Acces multiplu cu diviziune în frecvență* FDMA (Frequency Division Multiple Access) – fiecărui utilizator îi sunt alocate benzi de frecvență specifice.
- *Acces multiplu cu diviziune în timp* TDMA (Time Division Multiple Access) – utilizatorilor diferiți le sunt alocate sloturi temporale diferite.
- *Acces multiplu cu diviziune în cod* CDMA (Code Division Multiple Access) – utilizatorii se disting în funcție de codul utilizat (sau forma de undă de semnătură), care diferă de la un utilizator la altul.
- *Acces multiplu cu diviziune în spațiu* SDMA (Space Division Multiple Access) – este exploatată diversitatea spațială.

Prin combinația acestor tehnici pot fi obținute alte metode hibride. Fiecare tehnică de acces multiplu are avantajele și dezavantajele sale, alegerea uneia sau alteia depinzând de aplicație și de caracteristicile canalului.

În ceea ce urmează este prezentată pe scurt fiecare dintre aceste patru tehnici urmând ca apoi să fie detaliat accesul multiplu cu diviziune în cod.

2.1.1. Accesul multiplu cu diviziune în frecvență (FDMA)

FDMA este cea mai veche tehnică de acces multiplu. În cadrul acestei tehnici de acces multiplu banda totală de frecvență este împărțită în mai multe subbenzi de frecvență (canale). Receptorul poate separa semnalele utilizatorilor printr-o simplă filtrare trece-bandă.

În Fig. 2.2. a) și b) se prezintă modul în care este realizată împărțirea resurselor în cadrul accesului multiplu cu divizare în frecvență. Pentru a reduce interferența dintre canalele adiacente se pot utiliza benzi de gardă [AYD, SKL, VER]. Fiecare din aceste canale este atribuit câte unui utilizator care îl folosește pe toată durata convorbirii. Cât timp un utilizator este angajat într-o convorbire nici un alt utilizator nu poate folosi banda de frecvență destinată acestuia. Dacă utilizatorul căruia i-a fost alocat un canal face o pauză, canalul nu poate fi destinat unui alt utilizator el fiind neutilizat; astfel nu poate fi crescută capacitatea sistemului. Totuși o dată cu apariția serviciului celular, re folosirea frecvenței devine un lucru important pentru realizarea accesului multiplu a unui număr de utilizatori tot mai mare, răspândiți pe arii mari. Dar o altă stație poate utiliza aceeași bandă de frecvență doar dacă distanța dintre stațiile care folosesc aceeași bandă de frecvențe este suficient de mare, astfel încât să fie evitat pericolul interferenței [VIT, *3].

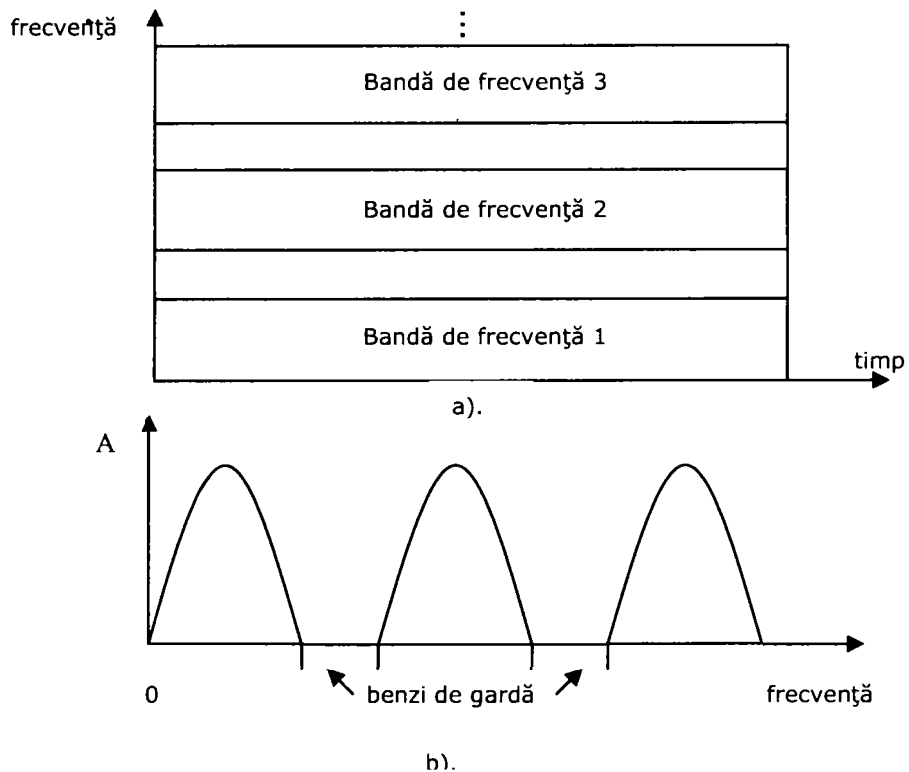


Fig. 2.2. Alocarea resurselor în cadrul sistemelor FDMA

FDMA este aplicabilă atât în cazul sistemelor digitale cât și a celor analogice, dar este mai utilizată în cazul celor analogice. FDMA permite transmisii complet necoordonate în domeniul timp, nu este necesară realizarea sincronizării utilizatorilor. Comunicația este continuă spre deosebire de TDMA unde transmisia se face discontinuu (în rafale) [VER, *7, *8]. Sistemele FDMA sunt mai puțin complexe decât cele TDMA.

Dacă un canal FDMA nu este utilizat, el rămâne ocupat și nu poate fi folosit de alți utilizatori. Astfel, resursele sunt irosite nefiind utilizate în mod judicios. Un alt dezavantaj al sistemelor FDMA este costul ridicat al filtrelor trece bandă utilizate pentru a elimina interferența intercanal. Emițătorul și receptorul, funcționând în același timp, necesită utilizarea unor circuite duplexoare, atât de către stațiile mobile cât și de către cea de bază, acesta fiind un alt motiv care duce la creșterea costului în cazul sistemelor FDMA.

Și în cazul sistemelor cu fibre optice se poate aplica principiul multiplexării în frecvență, dar se folosește termenul de multiplexarea cu divizare în lungime de undă WDMA (Wavelength Division Multiple Access).

Lungimea de undă și frecvența sunt legate prin formula:

$$c = \lambda \cdot f \quad (2.1.)$$

unde: c - viteza luminii, λ - lungimea de undă și f - frecvența.

Lățimea de bandă imensă a fibrelor optice permite transmisia simultană a diferitelor lungimi de undă (culori) printr-o singură fibră optică. Razele emise de

laseri, de lungimi de undă diferite, sunt modulate de semnalele utilizatorilor și injectate într-o fibră optică. Sunt atribuite lungimi de undă (frecvențe) diferite utilizatorilor diferiți.

Regiunile (domeniile) de lungimi de undă în care operează componentele care sunt utilizate pentru transmisia optică se numesc ferestre optice. Transmișiile optice se realizează în trei ferestre optice: 850 nm, 1310 nm și 1550 nm [MIH1, MIH2, *5, *6]. Prima fereastră optică utilizată a fost cea din jurul lungimii de undă de 850 nm. Aceasta s-a dovedit atractivă în special datorită costului scăzut al surselor optice și al detectoarelor care operează la aceste lungimi de undă. A doua fereastră, de la 1310 nm, a început să fie utilizată la începutul anilor `80. Sursele și detectoarele sunt mai scumpe, dar ceea ce a impulsionat comunicația în această fereastră optică este dispersia egală cu zero pentru fibrele monomod. Transmișiile în fereastra optică din jurul lungimii de undă de 1550 nm, cea de a-3-a, au avantajul celei mai mici atenuări a semnalului în fibra optică. În plus, în această regiune este posibilă amplificarea optică, pentru că sunt disponibile amplificatoarele optice cu fibră optică dopată cu erbiu EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier).

Costul implementării tehnologiilor WDM (Wavelength Division Multiplexing) este dependent de spațiile de gardă dintre canale. Sunt două tipuri importante de multiplexare cu divizare în lungime de undă:

- multiplexarea cu divizarea densă în lungime de undă DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing)
- multiplexarea cu divizarea în lungime de undă cu distanța intercanal mare CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing).

A. DWDM, multiplexarea cu divizarea densă a lungimii de undă

DWDM este o tehnică WDM caracterizată prin faptul că distanțarea canalelor optice e mică (până la aproximativ 0,4 nm), scopul este maximizarea capacității de transmisie pentru distanțele mari. În cazul CWDM distanța este mult mai mare (20 nm). Sistemele DWDM folosesc o spațiere redusă între canale, astfel încât costul amplificatoarelor să fie distribuit mai multor canale optice. Dezavantajul este că DWDM necesită lasere și componente pasive mult mai scumpe. Sistemele CWDM folosesc spații de gardă mult mai mari, dar permit reducerea costului rețelei pentru rețele mici, fără amplificare.

Fig. 2.3. prezintă benzile specifice și regiunea unde este posibilă amplificarea optică. Două dintre cele trei ferestre optice, a-2-a și a-3-a, au fost divizate în benzi de lungimi de undă. Aceste benzi sunt [*5, *6]:

- Banda O (Original) 1260–1360 nm
- Banda E (Extended) 1360–1460 nm
- Banda S (Short) 1460–1530 nm
- Banda C (Conventional) 1530–1565 nm
- Banda L (Long) 1565–1625 nm

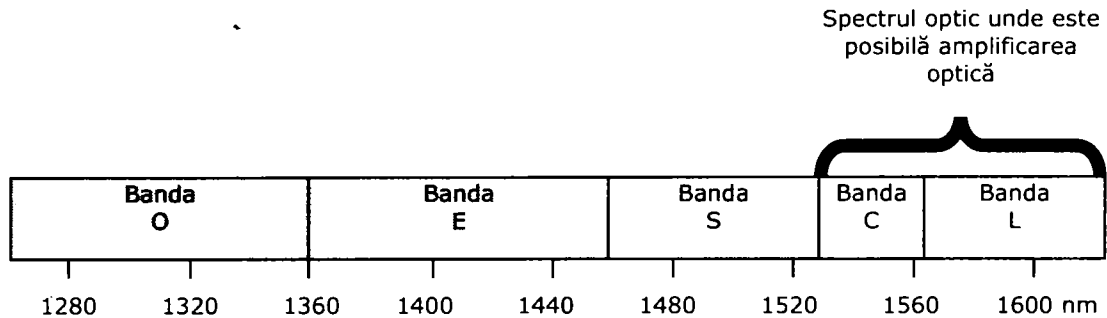


Fig. 2.3. Regiunea unde se poate face amplificarea optică cu ajutorul actualelor amplificatoare pe fibră optică

DWDM permite existența unui număr mare de canale într-o regiune spectrală limitată benzile optice C și/sau L (Fig. 2.3.) pe baza faptului că în această zonă este posibilă amplificarea optică cu tehnicile actuale care folosesc amplificatoare cu fibre optice.

Sistemele DWDM necesită filtre foarte precise pentru multiplexarea/demultiplexarea optică care să furnizeze o distanțare de 200 GHz, 100 GHz, 50 GHz sau mai mică (adică 1,6 nm distanță pentru sistemele cu 200 GHz; 0,8 nm pentru sistemele cu 100 GHz și aproximativ 0,4 nm pentru sistemele distanțate la 50 GHz). Datorită distanței mici între canale și a ferestrelor optice utilizate, sistemele DWDM necesită laseri răciți, cu un control bun al temperaturii, pentru a evita alunecarea (drift) în afara unui canal optic DWDM dat.

Obiectivul sistemelor DWDM este să grupeze cât mai multe canale posibile, prezentate în Fig. 2.4., în porțiunile din spectru unde se poate face amplificarea optică. Grila de frecvențe pentru sistemele DWDM este definită în recomandarea ITU-T G.694.1 [*5, *6, TOM].

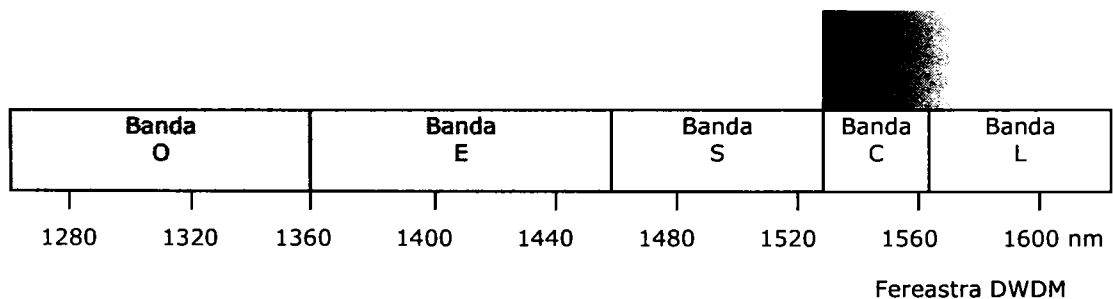


Fig. 2.4. Regiunea lungimii de undă a benzilor C și L DWDM

Prin amplificarea mai multor canale optice în același timp, DWDM devine o tehnică extrem de eficientă pentru aplicații de bandă largă ce permit canale multiple dar necesită amplificare ca de exemplu în cazul rețelelor metropolitane MAN (Metropolitan Area Networks) regionale și a celor pe distanțe mari WAN (Wide Area Network). De fapt DWDM a fost inițial folosit în rețelele WAN și regionale pentru

maximizarea resurselor fibrelor optice, în sensul obținerii unui număr de canale cât mai mare cu cât mai puține fibre, și pe distanțe cât mai mari.

B. CWDM, multiplexarea cu divizarea lungimii de undă cu distanța intercanal mare

Deoarece sistemele DWDM utilizează o distanțare mică a canalelor, costul amplificării este mai mic, fiindcă acoperă simultan mai multe canale optice. Dezavantajul este că sistemele DWDM necesită surse laser și filtre pasive costisitoare.

Spre deosebire de DWDM unde scopul este maximizarea capacității de transmisie pe distanțe lungi, tehnica CWDM utilizează o distanțare a canalelor mult mai mare și urmărește reducerea costului pentru rețelele pe distanță scurtă LAN, fără amplificare. Distanțarea lungimilor de undă CWDM a fost standardizată la 20 nm, care este suficient de mare pentru a se adapta ușor la variația lungimii de undă a laserilor nerăciți, cu cost scăzut. În iulie 2002, a fost definit standardul pentru grila de frecvențe CWDM ITU-T G.694.2 și este prezentat în Fig. 2.5. și Fig. 2.6., [*5, *6, TOM].

ITU-T G.694.2 – Lungimile de undă centrale nominale pentru distanțarea cu 20 nm	
1270 nm	1450 nm
1290 nm	1470 nm
1310 nm	1490 nm
1330 nm	1510 nm
1350 nm	1530 nm
1370 nm	1550 nm
1390 nm	1570 nm
1410 nm	1590 nm
1430 nm	1610 nm

Fig. 2.5. Lungimile de undă centrale nominale CWDM ITU-T G.694.2

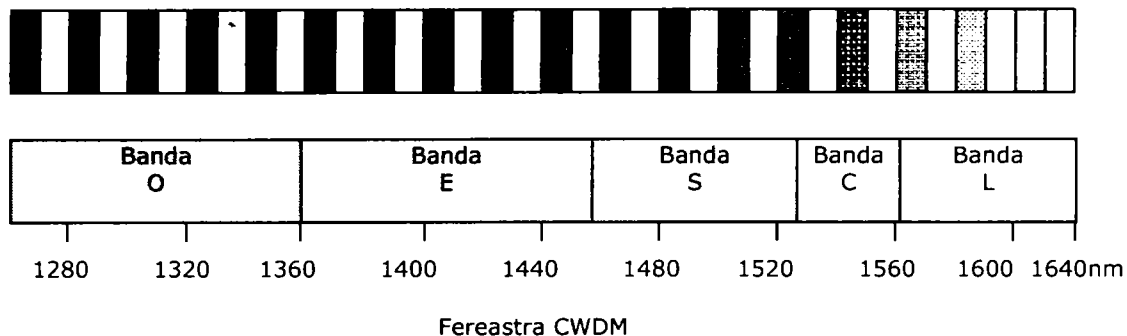


Fig. 2.6. Grila lungimilor de undă CWDM ITU-T G.694.2

2.1.2. Accesul multiplu cu diviziune în timp (TDMA)

În cazul accesului multiplu cu divizare în timp, TDMA, [AYD], alocarea resurselor se face prin împărțirea unui cadru de timp în diviziuni sau slot-uri și atribuirea unui slot temporal pentru fiecare utilizator. Pe durata slot-ului respectiv se pot transmite sau recepționa mesaje de către acel utilizator căruia îi este alocat. În acest fel semnalele utilizatorilor sunt separate în domeniul timp și nu vor interfera unul cu celălalt. Trebuie remarcat faptul că în acest caz toți utilizatorii folosesc aceeași bandă de frecvențe. Transmisia datelor se face păstrând datele într-un buffer pentru ca apoi să fie transmise cu o rată de N ori, unde N este numărul de slot-uri per cadru, mai mare. Datele care sunt transmise de utilizatorii diferiți sunt întretesute într-o structură numită cadru (frame), Fig. 2.7., [HAF, *7].

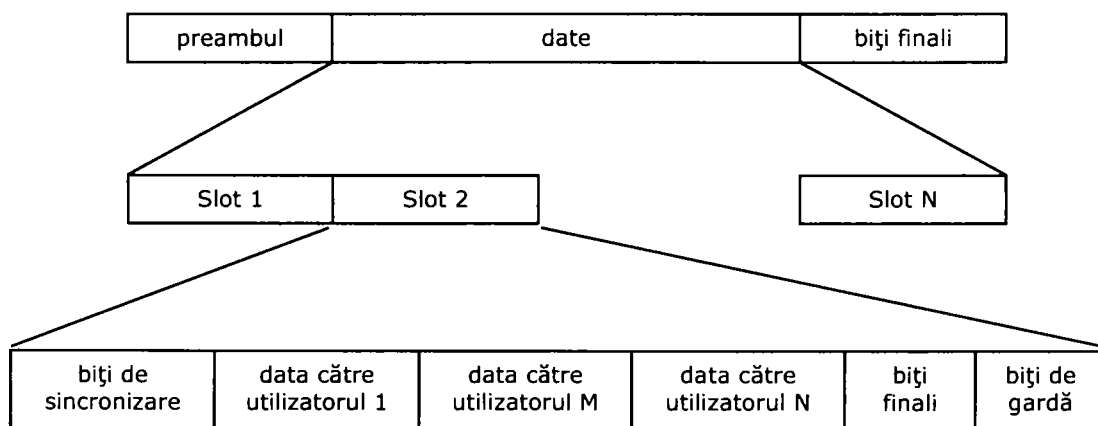


Fig. 2.7. Cadru TDMA

Un cadru este format dintr-un preambul cu informații de sincronizare și adresare, partea de date și partea de biți finali care sunt utilizați pentru detecția și corecția erorilor sau pentru extragerea unor informații care se referă la calitatea legăturii. Partea de date cuprinde slot-uri care provin de la diferiți utilizatori; slot-

urile conținând la rândul lor biți de sincronizare, date pentru un utilizator sau mai mulți, biți finali și biți utilizați de receptor pentru ajustarea sincronizării când se trece de la un slot la altul sau de la un cadru la altul numiți biți de gardă.

Fig. 2.8. prezintă modul în care este realizată împărțirea resurselor în cadrul accesului multiplu cu divizare în timp [AYD, SKL, VER].

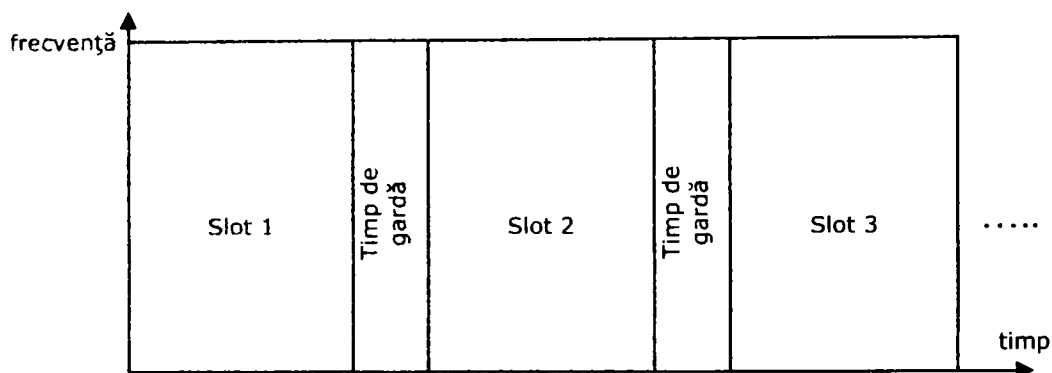


Fig. 2.8. Alocarea resurselor în sistemele TDMA

Faptul că intervalele de timp predefinite sunt atribuite fiecărui utilizator elimină în parte riscul interferenței cu alte semnale, dar poate conduce la reducerea capacității legăturii, dacă utilizatorii nu au nimic de transmis, deoarece sloturile alocate lor rămân goale. Un exemplu este acela al datelor transmise în rafale, din cazul traficului de voce. Pentru a înlătura această problemă au fost definite alte protocoale care permit alocarea dinamică a intervalelor de timp. Ca exemplu se poate considera protocolul Aloha unde utilizatorii transmit imediat biții în canal, când acesta este liber. Deoarece stațiile pot accesa canalul oricând au date de transmis pot să apară coliziuni. De aceea fiecare stație trebuie fie să-și monitorizeze transmisia, fie să aștepte o confirmare de la stația de destinație.

TDMA este relativ simplu de implementat și permite rate de bit variabile. Creșterea ratei de bit per utilizator poate fi implementată atribuind unui utilizator mai multe intervale de transmisie, deci se poate modifica volumul de date transmis într-un timp dat în funcție de necesitățile utilizatorilor [*7, *8]. Transmisiiile tuturor utilizatorilor trebuie să fie sincronizate exact unele cu altele în cazul TDMA spre deosebire de FDMA. Din acest motiv trebuie trimisă pe lângă informația utilă și informație pentru realizarea sincronizării.

Altă caracteristică a sistemelor de tip TDMA este economia de putere: transmisia nefiind realizată în mod continuu, ci în pachete (rafale), consumul bateriei stației mobile va fi mai redus, deoarece utilizatorul transmite doar în intervalul de timp alocat [HAF, AYD, *7, *8].

Transferul convorbirii de la o stație de bază la o alta (handover) este ușurat de faptul că transmisia se face discontinuu. Stația mobilă, în momentele de inactivitate, poate să efectueze măsurători pentru a determina stația de bază situată cel mai aproape.

Prețul de cost poate fi scăzut datorită faptului că sistemele TDMA se pot realiza într-o tehnologie complet digitală (integrare pe scară largă), fără să utilizeze filtre de radiofrecvență de bandă îngustă care sunt mai costisitoare.

2.1.3. Accesul multiplu cu diviziune în cod (CDMA)

Rădăcinile CDMA se găsesc în tehnicile de comunicație cu spectru împrăștiat SS (Spread Spectrum). SS a fost dezvoltat la mijlocul anilor '50 și se bazează pe ideea împrăștierii spectrului unui mesaj de bandă îngustă peste un spectru de frecvență mult mai larg, cu ajutorul unui cod digital [PIC]. Datorită acțiunii de împrăștiere, semnalul transmis ajunge la receptor ca un semnal asemănător zgomotului. Recuperarea mesajului este posibilă doar dacă codul original utilizat este cunoscut, adică în cazul unui receptor autorizat (dorit). În acest caz, semnalul recepționat este corelat cu un cod local, care este o copie a celui utilizat de emițător. Astfel, poate fi realizată readucerea semnalului în banda de frecvență inițială și recuperarea semnalului, chiar și în prezența interferenței de la celelalte surse. SS și-a găsit o aplicabilitate imediată în comunicațiile militare, ca o modalitate de transmitere a semnalelor în medii foarte zgomotoase cu o securitate foarte bună [KAR].

Modulația cu spectru împrăștiat, SS oferă o imunitate foarte bună față de semnalele de bruij (jamming) de putere finită. Semnalul de bruij poate fi un zgomot de bandă largă și putere limitată sau o formă de undă care conține mai multe armonici/componente spectrale, fiind dirijat spre receptor în vederea întreruperii comunicației. Protecția față de semnalul de bruij se face transformând semnalul purtător de informație într-unul de bandă foarte largă, bandă mult mai mare decât banda minimă necesară transmisiei informației. Semnalul astfel obținut este asemănător zgomotului, cu care se și mixează, și se poate propaga nedetectat prin canal. Astfel SS este o metodă de camuflare a semnalului purtător de informație [HAY].

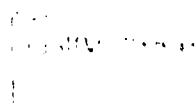
O metodă de lărgire a benzii de frecvență a semnalului purtător de informație (date) este folosirea modulației. Dacă se notează cu $\{b_k\}$ secvența datelor binare și $\{c_k\}$ secvența de zgomot, PN (Pseudo-Noise), atunci $b(t)$ și $c(t)$ sunt undele asociate lor, folosind o codare NRZ (Non Return to Zero) bipolară. Cele două semnale se aplică unui modulator de produs, rezultând un semnal $m(t)$ cu spectrul format prin convoluția spectrelor celor două semnale componente. Dacă $b(t)$ este un semnal de bandă îngustă și $c(t)$ este de bandă largă semnalul rezultat $m(t)$ va avea practic lățimea de bandă a PN. Secvența PN joacă rolul unui cod de împrăștiere (spreading code).

Odată cu apariția comunicațiilor mobile, SS a constituit baza noii tehnici CDMA. CDMA folosește tehnica SS și, prin atribuirea unui cod unic fiecărui utilizator, permite utilizatorilor multipli să acceseze același canal fizic.

Fig. 2.9. prezintă modul de alocare a resurselor în cazul CDMA [SKL, *7].

În acest caz partajarea resurselor nu este realizată nici în domeniul timp, nici în domeniul frecvență ci în cod. Toți utilizatorii au acces la întregul spectru (folosesc aceeași frecvență purtătoare și aceeași bandă de frecvență) tot timpul. Semnalele utilizatorilor sunt separate în funcție de secvența pseudo-aleatoare (cod) unică atribuită fiecăruia, pentru a diferenția de alți utilizatori din același spectru.

Capacitatea sistemului depinde de calitatea legăturilor existente. Sistemele CDMA nu au un număr fix de utilizatori activi. Însă nivelul zgomotului recepționat crește cu numărul utilizatorilor conducând astfel la descreșterea calității legăturilor curente. Creșterea numărului de canale face ca performanțele să se degradeze în aceeași măsură pentru toți utilizatorii [VIT].



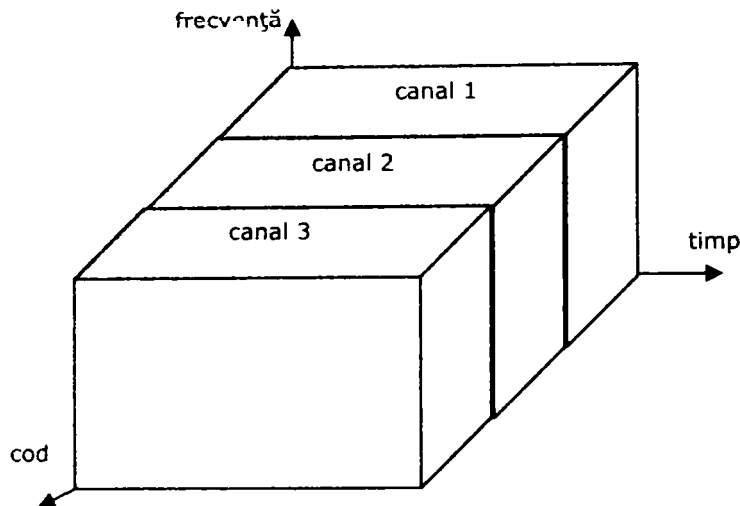


Fig. 2.9. Alocarea resurselor în CDMA

Pentru că secvențele de împrăștiere folosite nu sunt perfect ortogonale între ele poate apărea problema bruiajului propriu (interferenței).

O altă problemă ar fi aceea numită "aproiat-depărtat" (near-far) adică faptul că semnalele slabe, provenite de la utilizatori aflați departe de stația de bază, pot fi "acoperite" de către cele mai puternice care provin de la utilizatorii aflați mai aproape de aceasta. Pentru a putea rezolva această problemă este necesar un control al puterii realizat la stația de bază pentru a se asigura că semnalele utilizatorilor furnizează același nivel de putere al semnalului la stația de bază [*7, *8].

Putem avea în funcție de modul de împrăștiere a semnalului [HAF, SKL]:

- CDMA cu secvență directă DS-SS (Direct Sequence Code Division Multiple Access);
- CDMA cu salt de frecvență FH-SS (Frequency Hopping Code Division Multiple Access);
- CDMA cu salt de timp TH-SS (Time Hopping Code Division Multiple Access).

Pot fi folosite și tehnici hibride rezultate prin utilizarea combinată a unora din tehnicile de mai sus în scopul de a îmbina avantajele și de a reduce dezavantajele.

2.1.4. Accesul multiplu cu diviziune spațială (SDMA)

SDMA furnizează accesul la mediu al utilizatorilor bazându-se pe poziția lor în spațiu. De aceea fiecare utilizator trebuie să aibă informații despre poziție în timp real. O suprafață geografică mai mare care acoperă toți utilizatorii este împărțită în

diviziuni spațiale mai mici. Există o "hartă" care indică pentru fiecare diviziune spațială o diviziune a lățimii de bandă [BAN].

Celula (ația) este împărțită în N sectoare. Cei N utilizatori sunt activi simultan și continuu, fiecare având propriul lui sector. Diferențierea între semnalele utilizatorilor se face pe baza direcției de sosire la antena receptoare. Separarea semnalelor utilizatorilor se face prin utilizarea antenelor multiple.

În cadrul acestei metode fiecare pereche de utilizatori are o legătură separată spațial de celelalte pentru a-și transmite informațiile. Este necesară utilizarea unei conexiuni între utilizatori de tipul "linie de vedere" (line-of-sight connection).

Ideea de bază pe care se sprijină utilizarea antenelor multiple este că fiecare utilizator are asociat un canal spațial unic. Prin aceste canale stația de bază poate realiza transmisia sau recepția selectivă spațial comunicând astfel într-un mod eficient cu utilizatorii.

Energia care este radiată în diferite direcții este controlată cu ajutorul unor antene direcționale sectorizate. SDMA poate fi considerat ca o extindere naturală a celorlalte trei tipuri de tehnici de acces multiplu. Antenele sectorizate sunt aplicate pentru a separa utilizatorii la aceeași frecvență dacă se folosește ca tehnică CDMA sau TDMA, sau la frecvențe diferite dacă se folosește tehnica FDMA.

De exemplu INTELSAT IVA folosește o antenă receptoare pentru două raze (dual-beam receive antenna) care alimentează două receptoare permițând accesul simultan la satelit din două regiuni diferite ale pământului. Banda de frecvență alocată fiecărei raze (spot) recepționate este identică pentru că semnalele pe legătura ascendentă (uplink) sunt separate spațial. Din acest motiv SDMA se mai numește și sistem cu acces multiplu cu reutilizarea frecvenței pentru raze multiple [SKL]. În Fig. 2.10. se prezintă accesul multiplu bazat pe SDMA.

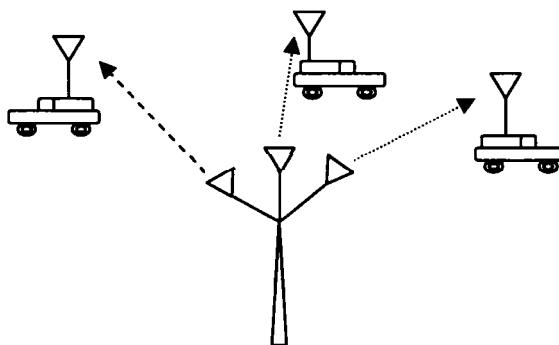


Fig. 2.10. SDMA

Stația de bază are control asupra puterii semnalului transmis în cazul legăturii descendente (downlink), de la stația de bază la stațiile mobile. În cazul legăturii ascendente, uplink de la stațiile mobile la cea de bază, puterea care este transmisă de fiecare dintre utilizatori trebuie să fie controlată dinamic datorită deplasării stațiilor mobile și propagării pe căi multiple, în scopul de a preveni creșterea interferenței dintre utilizatori.

Utilizarea antenelor adaptive (inteligente) la stația de bază sau chiar la cele mobile poate compensa o parte din probleme. Un sistem adaptiv de antene multiple (adaptive array antenna system) monitorizează continuu aria de acoperire încercând

să se adapteze la schimbările mediului radio care constă în utilizatori (care sunt adesea mobili) și interferenți [COP].

Modul de operare este identic cu cel al urechii umane. Când închidem ochii și ascultăm o sursă de sunet putem identifica direcția din care vine sunetul cu o precizie ridicată. Sesizăm direcția, deoarece urechile lucrează ca o zonă de senzori acustici spre deosebire de antene care sesizează doar energia semnalului. Acest lucru se realizează pentru că fiecare ureche recepționează sunetul la diferite momente de timp în funcție de direcția din care vine sunetul, iar creierul procesează informațiile de la ambele urechi și determină direcția din care vine sunetul. Creierul combină constructiv sunetele care vin din direcția selectată, iar sunetele care vin din celelalte direcții sunt adunate necoerent. Rezultatul este că sunetul pe care am decis să-l ascultăm poate fi auzit de două ori mai tare decât cele din alte direcții, sesizăm și direcția din care vine sunetul.

Desigur că în cazul antenelor adaptive pot fi mai mult de două elemente multiple (urechi) și astfel se poate "auzi" cu un câștig și selectivitate mai mari.

Se ia un eșantion din semnalele care vin de la toate elementele antenei și după ce este convertit în formă digitală este stocat în memorie. Un procesor SDMA face o analiză a acestuia pentru a identifica utilizatorii, utilizatorii interferenți și pozițiile acestora. Procesorul calculează strategia de combinare pentru semnalele antenei astfel încât semnalul fiecărui utilizator să fie recepționat cu un câștig cât mai mare posibil, iar semnalele de interferență să fie rejectate cât mai mult posibil. Un calcul asemănător poate fi făcut pentru a permite transmisia selectivă spațial, semnalul fiecărui utilizator fiind transmis printr-un canal spațial separat [COP].

Pentru că SDMA folosește transmisia selectivă spațial, stația de bază în acest caz radiază mult mai puțină putere decât una convențională astfel reducându-se poluarea RF și dimensiunea amplificatorului de putere.

Direcția fiecărui canal spațial este cunoscută și acest lucru poate fi folosit la stabilirea corectă a poziției sursei de semnal.

În cazul limită al unor antene perfect adaptive care au o bandă infinitezimal îngustă și capacitatea de urmărire în timp real, sistemul ar fi optimal, interferența dintre utilizatori fiind redusă la zero. Nu este însă posibilă realizarea unui astfel de sistem fizic pentru că ar fi necesare antene de mărime infinită. Trebuie făcut un compromis, se pot realiza variante cu performanțe apropiate.

Ca dezavantaj al SDMA putem aminti costul ridicat impus de necesitatea folosirii unor antenele inteligente.

2.2. Accesul multiplu cu diviziune în cod, optic (OCDMA)

Principalele caracteristici ale CDMA sunt posibilitatea accesului asincron și securitatea transmisiei.

În cazul tehnicilor de acces multiplu tradiționale TDMA, FDMA, fiecărui utilizator al sistemului i se alocă anumite resurse ca frecvența, diviziunile de timp, sau ambele simultan, resurse care sunt diferite pentru fiecare utilizator. În cazul CDMA se alocă în schimb toate resursele simultan tuturor utilizatorilor, distincția între aceștia făcându-se după secvențele de cod (de semnătură) care sunt unice. Deci se face codarea semnalelor în banda de bază înaintea transmisiei utilizând unul din numeroasele coduri quasi-ortogonale. Semnalele sunt apoi decodate la receptor prin corelare.

În cadrul unui sistem DS-CDMA împrăștierea se realizează prin modularea secvenței de informație cu o secvență de cod PN [VLĂ1, VLĂ2]. Modularea se realizează prin multiplicarea semnalului de date cu secvența de cod care are variații

mult mai rapide. Durata unui element al secvenței de cod se numește chip. Rata unui bit de informație este $R_b = 1/T_b$, iar rata de chip are valoarea $R_c = 1/T_c$. Fiecare bit de durată T_b este împrăștiat în chip-uri multiple de durată T_c , $T_c < T_b$. Raportul $N = T_b/T_c$ se numește factor de împrăștiere sau câștig de procesare. Secvența de cod este formată din N chip-uri și reprezintă adresa de destinație a celui bit.

Fiecare receptor corelează propria sa adresă cu semnalul recepționat. Dacă semnalul ajunge la adresa corectă ieșirea receptorului corespunde valorii funcției de autocorelație a secvenței de cod, altfel este corelația cu o altă secvență de cod din set. Datorită ortogonalității setului, zgomotul de corelație rezultat este scăzut, și un vârf mare al autocorelației pentru un semnal dorit poate fi recunoscut, în ciuda prezenței interferenței provenite de la ceilalți utilizatori.

Sistemele CDMA nu au un număr fix de utilizatori, însă performanțele sistemului depind de numărul de utilizatori activi simultan, care poate fi mult mai mic decât numărul de utilizatori găzduiți de sistem. Creșterea numărului de utilizatori activi face ca performanțele să se degradeze în aceeași măsură pentru toți utilizatorii [VIT].

Sistemele de comunicație optice au primit o atenție crescută în ultima perioadă. Datorită capacității mari a fibrelor optice acestea sunt utilizate tot mai mult ca mediu de transmisie în cazul sistemelor CDMA.

De asemenea sistemele de comunicație optice de interior fără fir (wireless) au trezit interesul datorită dorinței de a dispune de legături de date de mare viteză și necostisitoare în cadrul rețelelor locale wireless și a aplicațiilor pe calculatoare portabile [BAR].

Principiile de bază din cadrul CDMA pe frecvențe radio se păstrează și în cazul CDMA optic (OCDMA). Trebuie totuși să se ia în considerare specificul canalului optic de transmisie [LOU]. Recepția optică se bazează pe detectarea puterii mai degrabă decât pe detectia amplitudinii și de aceea utilizarea codurilor din sistemele CDMA radio proiectate pentru receptoare bazate pe detectia amplitudinii nu este potrivită în sistemele optice necoerente [KAR, SAL2].

O clasificare a sistemelor OCDMA ar fi [FSA, KAR]:

- Sisteme OCDMA cu adresare în timp (Time Addressing/Code Pulse Positioning OCDMA) - acestea se bazează pe poziționarea potrivită a impulsurilor în cuvântul de cod.
- Sisteme OCDMA cu codare spectrală (Spectral Encoding OCDMA) - care utilizează modulația spectrală de amplitudine sau de fază.

Sunt două modalități de realizare a detecției în sistemele OCDMA:

- detecția coerentă (detecția heterodină)
- detecția necoerentă (detecția directă).

În cele ce urmează, sisteme coerente sunt numite acelea care utilizează detecția coerentă și sisteme necoerente cele care utilizează detecția necoerentă.

În cazul detecției coerente, pentru a elimina interferența de acces multiplu pot fi utilizate coduri ortogonale ca secvențe Gold, secvențe de pseudo-zgomot etc. Trebuie însă să avem în vedere că, în comunicația optică, este dificilă păstrarea fazei semnalului în timpul transmisiei prin canalul optic. Sistemele OCDMA coerente sunt

complexe și costisitor de implementat datorită necesității unui control special pentru a gestiona dispersia de fază a semnalului CDMA transmis [LOU].

Sistemele OCDMA necoerente sunt mai atractive, deoarece sunt mai simplu de implementat, chiar dacă nu pot fi utilizate secvențe strict ortogonale. Sistemele necoerente utilizează receptoare cu detecție directă, caz în care fotodetectorul generează un curent proporțional cu puterea medie a semnalului recepționat. Sistemele OCDMA necoerente se bazează pe însumarea puterilor și de aceea ele trebuie să folosească coduri unipolare [KAR].

O schemă tipică în cazul unui sistem OCDMA necoerent pentru o configurație stea, este prezentată în Fig. 2.11. [ARG1, AZI, SAL1, SAL2].

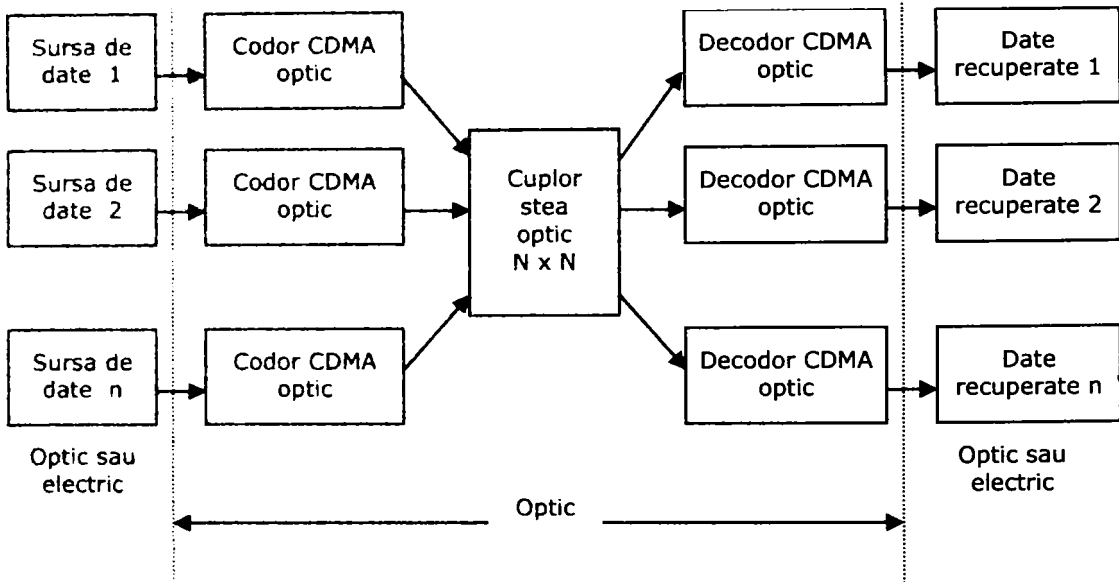


Figura 2.11. Rețea CDMA pe fibră optică în configurație stea.

Deoarece detecția necoerentă se bazează pe detectarea puterii optice recepționate, chip-urile care au valoarea "1" vor fi transmise cu un anumit nivel de putere pozitiv, iar chip-urile care au valoarea "0" vor fi transmise cu un nivel de putere zero. Din cauză că valorile chip-urilor sunt întotdeauna nenegative, ortogonalitatea poate să fie obținută doar în cazul în care dacă o secvență de cod are un chip de valoare "1" într-o anumită poziție de chip pentru celelalte secvențe de cod valoarea este "0" în aceeași poziție de chip.

Conceptul pe care se bazează aceste coduri noi este distribuția corespunzătoare a unui mic număr de "1" în cazul unor coduri foarte lungi. În acest fel atunci când un număr mare de utilizatori accesează simultan sistemul, impulsurile de la toate semnalele sunt uniform distribuite în cadrul secvențelor de cod ocupând pozițiile disponibile (cele cu "0" din cazul altor coduri). Codurile folosite de aceste sisteme au o împrăștiere foarte mare și o lungime foarte mare [KAR].

Aceste coduri unipolare se numesc coduri optice. Exemple reprezentative de coduri unipolare sunt codurile optice ortogonale OOC (Optical Orthogonal Codes) [ARG1, AZI, CHG, SAL2, SAL3, SAL4] și codurile prime (prime codes) [HOL, KWG, MAR, PRU, ZHA]. OOC au proprietăți de autocorelație și intercorelație mai bune decât codurile prime. Algoritmul lor de generare este însă mai complex decât în

cazul codurilor prime. Dezavantajul codurilor prime este că ponderea w este întotdeauna fixată la numărul de cuvinte de cod (adică dimensiunea codului) și trebuie să fie un număr prim [ZHA].

Secvențele de cod pot să fie generate electronic și apoi pot fi utilizate pentru a comanda un laser pentru a obține semnalul optic corespunzător secvenței de cod așa cum se prezintă în Fig. 2.12. Utilizând însă această implementare rata de "chip" este limitată de viteza logicii electronice de control.

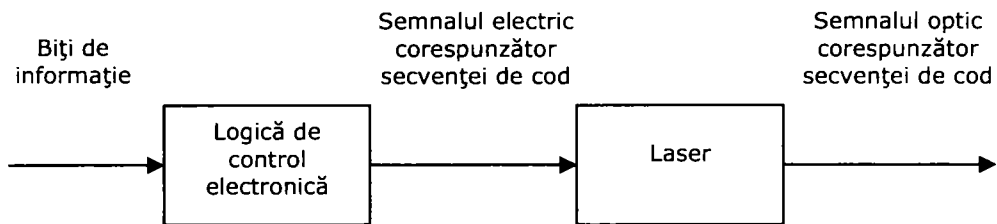


Fig. 2.12. Generarea electrică a secvenței de cod

Pentru înlăturarea acestui inconvenient este utilizată o schemă de generare optică a secvenței de cod care folosește o structură paralelă cu linii optice de întârziere [KAR, PRU, RAZ1, SAL4, ZHA]. Astfel codorul și decodorul din cadrul schemei din Fig. 2.11. vor avea structurile ca cele date în Fig. 2.13 și Fig. 2.14.

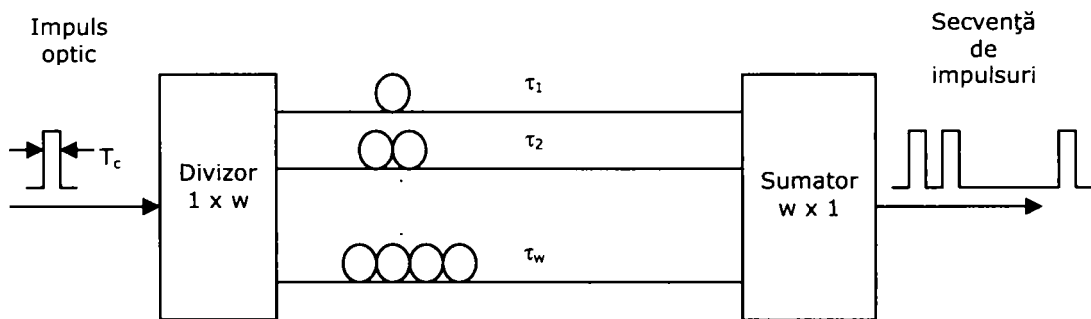


Fig. 2.13. Diagrama bloc a unui codor OCDMA în structură paralelă

Modul de funcționare al schemei este: laserul generează un impuls de putere mare și de durată T_c , care este divizat și introdus în w linii optice de întârziere. Impulsurile astfel obținute care au întârzieri diferite, deoarece parcurg linii optice de lungimi diferite, sunt recombinate și formează un tren de impulsuri care reprezintă secvența de cod. w este numărul de impulsuri de valoare "1" (ponderea secvenței de cod). Ca urmare numărul de linii de întârziere pentru un codor (decodor) este w .

Secvența de cod astfel obținută este transmisă printr-o rețea stea spre utilizatorul dorit. Acesta utilizează un decodor de tip corelator pentru a separa semnalul transmis de semnalele celorlalți utilizatori din sistem; decodorul este constituit dintr-un set de linii optice de întârziere complementar celui de la codor ca în Fig. 2.14.

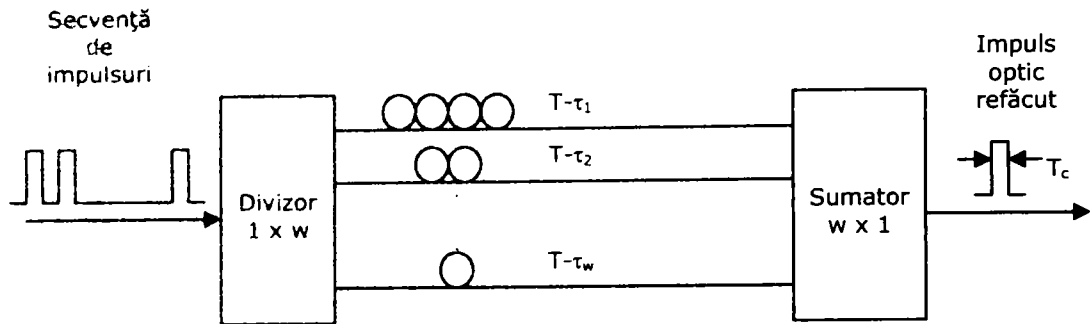


Fig. 2.14. Diagrama bloc a unui decodor OCDMA în structură paralel

Configurația unui receptor în cazul unui sistem OCDMA este prezentată în Fig. 2.15 [KWO, SAL2].

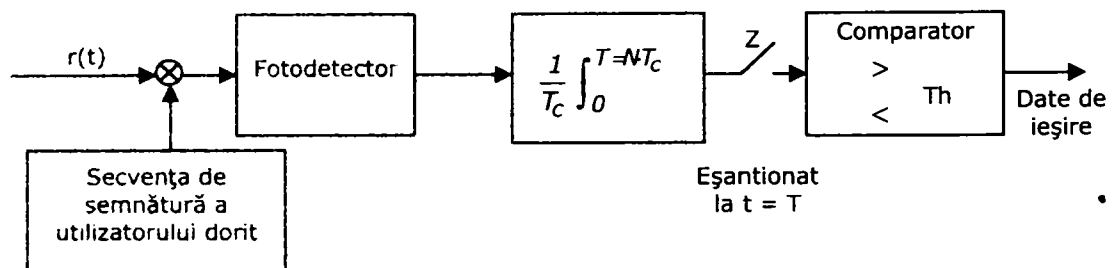


Fig. 2.15. Schema unui receptor optic utilizând componente optice active.

Semnalul recepționat $r(t)$ este o sumă a semnalelor tuturor utilizatorilor:

$$r(t) = \sum_{n=1}^M s_n(t - \tau_n) \quad (2.2.)$$

unde τ_n este întârzierea pentru un receptor dat și va fi egală cu $n \cdot T_c$ unde $n \in \mathbb{N}$ în cazul sincronismului de chip și $n \in \mathbb{R}$ pentru cazul chip-urilor asincrone.

Transmisia semnalului de către un emițător se face astfel: pentru un bit "1" se transmite secvența de cod care reprezintă adresa utilizatorului dorit, iar pentru un bit "0" nu se transmite nimic. Pentru luarea deciziei se face comparația cu un nivel de prag $Th \leq w$ (ponderea cuvântului de cod). În cazul în care zgomotul termic și zgomotul de alicie sunt neglijate luându-se în considerare doar interferența datorată celorlalți utilizatori, care este factorul dominant, o eroare nu apare în cazul transmiterii unui "1" dar poate să apară în cazul transmiterii unui "0" [SAL2]. Pentru un sistem cu M utilizatori, în cazul transmiterii unui "0" o eroare apare atunci când interferența datorată celorlalți $M - 1$ utilizatori este cel puțin egală cu w . Dacă numărul de semnale de interferență $M - 1$ este mai mic decât w nu apare eroare.

O modalitate de a reduce interferența și de a îmbunătăți performanțele sistemului este utilizarea unui limitator optic [KWO, SAL2]. Limitatorul optic se

plasează înaintea blocului care realizează corelația optică. Un limitator ideal este definit astfel:

$$g(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 1 \\ 0, & 0 \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (2.3.)$$

Acesta produce următorul efect: dacă intensitatea luminii (x) este mai mare sau egală cu 1 (1 reprezintă o valoare normalizată pentru o intensitate fixată dată) la ieșirea limitatorului optic intensitatea va fi 1, iar dacă intensitatea luminii este mai mică decât 1 răspunsul limitatorului optic va fi 0.

Majoritatea sistemelor CDMA din literatură sunt proiectate folosind codarea semnalului de informație în domeniul timp, codare realizată cu o secvență pseudo-aleatoare PN. Pot fi obținute astfel sisteme eficiente pentru LAN-uri.

Indiferent de principiul care stă la baza lor, aceste sisteme au întotdeauna limitări. Astfel, pe măsură ce crește numărul utilizatorilor activi, trebuie să crească lungimea codului, pentru a menține aceeași performanță. Creșterea lungimii codului, fără a afecta debitul sau rata de bit, implică folosirea unor impulsuri din ce în ce mai scurte.

La detecția coerentă sursele optice cel mai des folosite sunt laserii "mode-locked" sau "phase-locked", calați pe fază, care sunt extrem de costisitori și deci necompetitivi comparativ cu cei care folosesc alte scheme de acces.

La sistemele CDMA cu detecție necoerentă e dificil uneori de găsit laseri al căror timp de coerență să fie mult mai mic decât perioada chip-ului, condiție necesară pentru ca sistemele să se comporte satisfăcător.

În plus, pe măsură ce durata chip-ului devine foarte mică ea devine incompatibilă cu banda fotodetectorului și trebuie utilizate, ca și în sistemele TDMA, elemente optice neliniare cum sunt porțile ȘI, crescând astfel complexitatea și costul sistemului.

Este deci necesară găsirea unor alte tipuri de sisteme optice CDMA, la care creșterea capacității de acces multiplu, adică a lungimii codului, să nu oblige la scurtarea impulsurilor sau reducerea ratei de bit. O posibilitate este folosirea unor "dimensiuni" diferite pentru informație și pentru cod. Astfel Weiner, citat în [KAV1], propune codarea impulsurilor cu calare pe fază, în domeniul frecvență, în timp ce informația este transmisă folosind o modulație ASK (Amplitude Shift Keying) în domeniul timp. Totuși codarea în domeniul frecvență afectează impulsul în domeniul timp, cu implicații asupra ratei de bit. În plus, impulsurile trebuie să fie scurte și deci să se folosească laserii cu calare pe fază, deci sistemul este scump.

În [KAV1] se propune o altă soluție, derivată din cea precedentă, cu codarea în frecvență a unor surse optice necoerente, ca de exemplu LED-uri "edge-emitting" (EE-LED) sau diode superluminiscente, SLD. Sistemul creat de Kavehrad și Zaccarin este simplu, ieftin și are un câștig de împrăștiere, SG (Spreading Gain) complet independent de rata de bit.

2.3. Sisteme OCDMA cu codare spectrală

Schemele prezentate anterior erau bazate pe adresarea impulsurilor în timp. Aplicarea codării asupra conținutului spectral al luminii care transportă datele constituie un principiu alternativ, astfel de scheme fiind numite cu codare spectrală. Această tehnică a fost identificată ca probabil singura care permite receptorului

CDMA să opereze la rata de date (banda de bază) și nu la rata de cod cum este cazul sistemelor cu filtrare adaptată coerente și necoerente [KAR, KAV1].

Aceste scheme cu codare spectrală pot folosi, ca secvențe de cod, versiuni deplasate ciclic ale unui singur cod cu secvențe-m sau coduri Hadamard unipolare atingând o rejecție foarte bună a interferenței. Au fost făcute de asemenea, de către diferite grupuri de cercetători și încercări pentru proiectarea unor coduri noi precum și pentru construirea unor coduri și decoduri potrivite pentru astfel de sisteme. Astfel mai pot fi folosite coduri cu congruență pătratică modificate MQC (Modified Quadratic Congruence code), coduri cu salt de frecvență modificate MFH (Modified Frequency Hopping code), coduri prime modificate MPC (Modified Prime Code) [TSE, WEI1, WEI2, WEI3], care vor fi prezentate în paragraful 2.3.1.

Limitările sistemului sunt date de gradul de rezoluție al lungimii de undă și chiar mai mult de zgomotul interferometric datorat lovirii necoerente între diferitele semnale care ajung la receptor. Două tehnici principale au fost investigate pentru codarea spectrală: una care utilizează mască de fază și una care utilizează mască de amplitudine.

Sistemele OCDMA cu codare spectrală pot fi clasificate în funcție de modul în care este realizat codorul și decodorul în:

- sisteme care folosesc rețele de difracție și lentile
- sisteme care folosesc rețele cu fibre Bragg.

De asemenea în funcție de mediul (canalul optic) prin care se face transmitia ele se clasifică în:

- sisteme OCDMA pe fibră optică
- sisteme OCDMA wireless.

Schema unui codor în cazul sistemelor OCDMA cu codare spectrală care utilizează rețele de difracție este prezentată în Fig. 2.16. [KAV1].

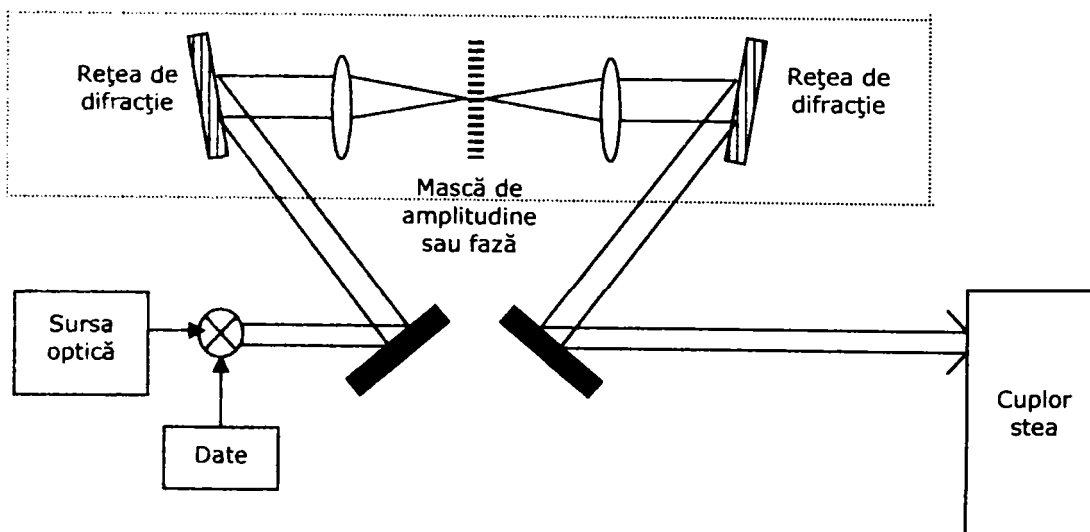


Fig. 2.16. Codor spectral pentru surse optice

Codorul constă într-o pereche de rețele de difracție plasate în planul focal, o pereche de lentile cofocale și o mască de fază sau amplitudine. Prima rețea descompune spațial cu o anumită rezoluție componentele spectrale prezente în semnalul optic de intrare. La mijloc între lentile în punctul unde componentele spectrale au o separație spațială maximă este introdusă o mască de fază sau amplitudine cu model spațial. Mască poate modifica componentele de frecvență în fază sau amplitudine în funcție de proprietățile de coerență ale sursei optice.

Numărul de benzi de frecvență care pot fi descompuse de codor va determina lungimea codului și deci numărul de utilizatori ai sistemului.

Decodoarele au o structură diferită pentru cazul surselor coerente și cel al surselor necoerente, adică atunci când este utilizată o mască de fază și atunci când este utilizată o mască de amplitudine.

2.3.1. Sisteme OCDMA cu codare spectrală care folosesc rețele de difracție și lentile

În funcție de proprietățile de coerență ale sursei optice al cărui semnal optic este codat, pot fi folosite două tipuri de scheme de codare spectrală. În cazul codării unor impulsuri luminoase coerente foarte înguste se utilizează scheme care conțin măști de fază. Pentru codarea semnalului obținut de la surse de bandă largă, necoerente, cum sunt LED-urile se utilizează scheme bazate pe măști de amplitudine.

A. Codarea spectrală utilizând mască de fază

Schemele emițătorului și respectiv receptorului pentru un sistem care utilizează măști de fază, sistemul OCDMA cu codare spectrală în fază, sunt prezentate în Fig. 2.17. și respectiv în Fig. 2.18. [SAL1, WNR].

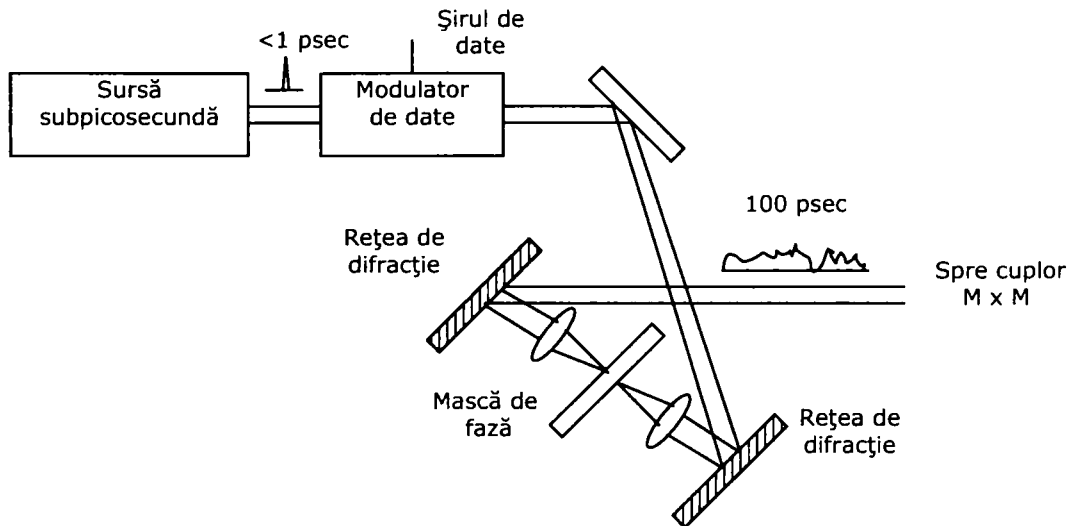


Fig. 2.17. Schema unui emițător OCDMA bazată pe codarea spectrală a unui impuls de lumină foarte scurt (îngust)

prag este setat astfel încât să detecteze datele corespunzătoare semnalului intens care corespunde impulsurilor care au fost decodate corect și să rejeteze pseudozgomotul de intensitate scăzută.

Performanțele schemei bazate pe impulsuri foarte scurte pot fi limitate datorită dificultății de realizare a comparației optice pentru astfel de impulsuri înguste. Fenomenul de dispersie care este prezent în fibrele monomod, poate deveni sever în cazul impulsurilor de femtosecunde. Mască de fază poate suferi și ea de probleme de stabilitate mecanice și o deplasare chiar mică de la poziția corectă poate afecta dramatic codarea spectrală [KAR, SAL1, WNR].

B. Codarea spectrală a surselor necoerente

Codarea spectrală a surselor necoerente sau codarea spectrală în amplitudine (utilizând măști de amplitudine) este asemănătoare cu cea din cazul sistemelor cu codare spectrală în fază, în sensul că semnalul de intrare de la sursa optică este în primul rând descompus în componentele sale de frecvență. Sursele folosite în astfel de sisteme bazate pe codarea spectrală în amplitudine sunt surse de bandă largă, care au un cost scăzut, cum ar fi LED-uri sau diode superluminiscente [KAV1, KAV2, ZAC1, ZAC4].

Schema unui sistem OCDMA cu codare spectrală în amplitudine este prezentată în Fig. 2.19.

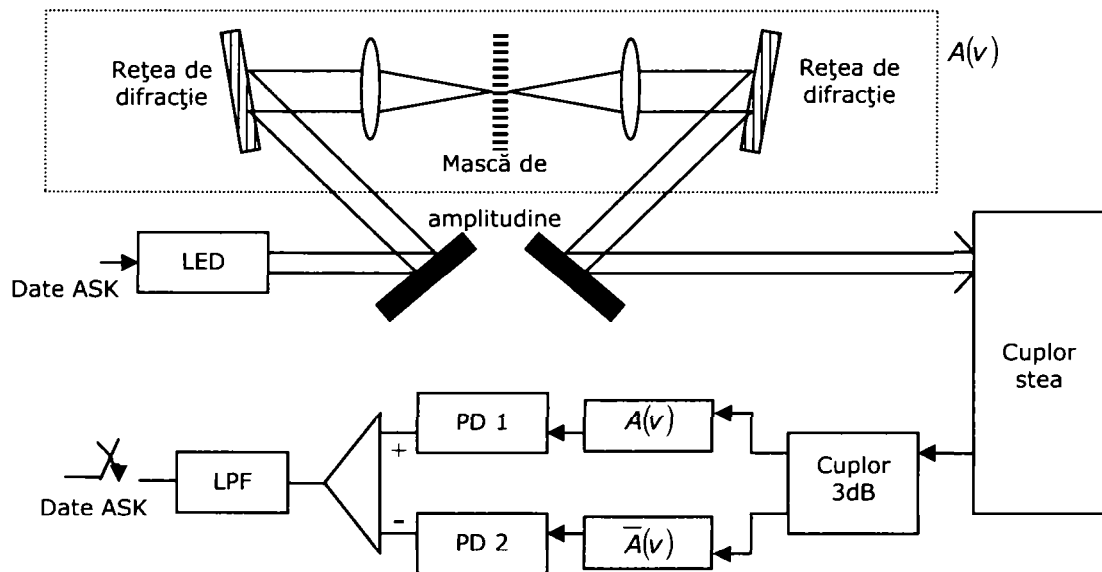


Fig. 2.19. Schema bloc a unui sistem OCDMA cu codare spectrală în amplitudine

La emițător datele modulează direct sursa optică, apoi sunt direcționate spre dispozitivul format din lentile și rețelele de difracție. Fiecare emițător utilizează un codor spectral în amplitudine, o mască de amplitudine este utilizată în locul unei măști de fază datorită naturii necoerente a surselor de lumină. O mască de amplitudine constă din N pixeli unu dimensional, fiecare pixel corespunde unui

element al secvenței de cod atribuită utilizatorului corespunzător. Rolul măștii de amplitudine este de a bloca sau transmite în mod selectiv anumite componente de frecvență, un pixel cu elementul binar "1" permite luminii să treacă (în cazul ideal fără nici o atenuare) pe când unul cu "0" blochează lumina care sosește la el.

La partea de recepție pentru decodare este utilizat un receptor echilibrat cu două fotodetectoare PD (Photo-Detectors). Semnalul recepționat este divizat în două părți fiecare trecând printr-un dispozitiv cu lentile și rețele de difracție separat. Măștile de amplitudine utilizate în aceste dispozitive transmit benzi de frecvență complementare. Modelul măștii din prima ramură este la fel cu cel al măștii utilizate la emițătorul corespunzător $A(\nu)$, iar modelul măștii din cea de a doua ramură, $\bar{A}(\nu)$, este complementar celui utilizat în prima ramură.

Numărul de benzi de frecvență care poate fi descompus de codor din spectrul LED-ului va determina lungimea codului și astfel numărul de utilizatori din sistem. Acest număr este dat aproximativ prin relația [KAV1, ZAC1]:

$$N = 0,5 \cdot \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \cdot \frac{n \cdot w}{d \cdot \cos(\theta_r)} \quad (2.4.)$$

unde λ este lungimea de undă centrală a sursei; $\Delta\lambda$ este lățimea spectrală care a fost codată; w raza, razei de intrare; d este perioada rețelei și θ_r este unghiul de difracție al lungimii de undă centrale.

Pentru $\Delta\lambda = 50$ nm, $\lambda = 1,5$ μ m, $w = 2$ mm, $1/d = 1200$ linii/mm de rețea și $\theta_r = 68^\circ$ rezultă $N \approx 325$ de utilizatori [ZAC1].

Pentru sistemele OCDMA cu codare spectrală în amplitudine care se bazează pe o schemă cum este aceea prezentată în Fig. 2.19. au fost propuse spre utilizare secvențe unipolare care să respecte proprietatea prezentată mai jos în relația (2.8.).

Dacă avem două secvențe unipolare X și Y cu $X = x_0 x_1 x_2 \dots x_{N-1}$ și $Y = y_0 y_1 y_2 \dots y_{N-1}$ corelația lor periodică este dată de o relație de forma [KAV1, ZAC4]:

$$R_{XY}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_{i+k} \quad (2.5.)$$

O secvență complementul secvenței X notată \bar{X} are elementele care se obțin din elementele lui X astfel:

$$\bar{x}_j = 1 - x_j \quad (2.6.)$$

Corelația periodică între secvențele \bar{X} și Y se definește:

$$R_{\bar{X}Y}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \bar{x}_i y_{i+k} \quad (2.7.)$$

După cum se poate vedea în Fig. 2.19., receptorul calculează o diferență $R_{XY}(k) - R_{\bar{X}Y}(k)$ și interferența care provine de la utilizatorul având secvența Y poate fi rejectată.

Din acest motiv sunt căutate secvențe care au proprietatea:

$$R_{XY}(k) = R_{\overline{XY}}(k) \quad (2.8.)$$

Inițial au fost găsite ca secvențe potrivite secvențele-m unipolare și secvențele Hadamard unipolare care respectă această condiție (2.8.) așa cum se vede în rândurile următoare.

a. Secvențe-m

Pot fi utilizate secvențe-m unipolare pentru a coda spectrul sursei de lumină.

O secvență-m unipolară se poate obține din versiunea bipolară prin înlocuirea fiecărui 1 binar cu un 0 și fiecărui -1 cu un 1.

Dacă avem o astfel de secvență-m unipolară $C_0 = c_{00} c_{01} c_{02} \dots c_{0N-1}$ de lungime N , prin deplasarea ciclică la stânga cu o poziție putem obține un alt cuvânt de cod $C_1 = c_{01} c_{02} c_{03} \dots c_{0N-1} c_{00}$. În acest mod prin deplasări ciclice succesive, pornind de la o secvență-m unipolară se pot obține N secvențe de cod, C_i cu $i = 0, 1, \dots, N-1$.

Funcția de corelație periodică a unor astfel de secvențe de cod este [KAV1, ZAC1]:

$$R_{C_i C_{i+k}}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} c_{0i} c_{0(i+k)} = \begin{cases} \frac{N+1}{2}, & \text{pentru } k = 0 \\ \frac{N+1}{4}, & \text{pentru } k = 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.9.)$$

unde suma $i + k$ este făcută modulo N .

În cazul în care avem o secvență \overline{C}_i obținută din C_i așa cum este descris în relația (2.6.) vom avea:

$$R_{\overline{C}_i \overline{C}_{i+k}}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \overline{c_{0i}} \overline{c_{0(i+k)}} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } k = 0 \\ \frac{N+1}{4}, & \text{pentru } k = 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.10.)$$

Detectorul echilibrat din figura 2.19. va realiza scăderea corelațiilor:

$$Z = R_{C_i C_{i+k}}(k) - R_{\overline{C}_i \overline{C}_{i+k}}(k) = \begin{cases} \frac{N+1}{2}, & \text{pentru } k = 0 \\ 0, & \text{pentru } k = 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.11.)$$

Astfel teoretic rezultă ortogonalitatea completă între utilizatori.

b. Codurile Hadamard

Pentru că trebuie să fie utilizate coduri unipolare se pornește de la o matrice Hadamard $N \times N$ în forma (0, 1).

$$H_k = \begin{bmatrix} H_{k-1} & H_{k-1} \\ H_{k-1} & H_{k-1} \end{bmatrix}, \quad k = 2, 3, \dots \quad (2.12.)$$

$$\text{unde } H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.13.)$$

Codurile Hadamard au lungimea 2^k , deci numărul de chipuri într-o secvență este limitat la puterile lui 2, adică $N = 2, 4, 8, 16, \dots$

Un cod Hadamard este obținut prin selectarea ca și cuvânt de cod a unei linii a matricii Hadamard. Această matrice are proprietățile [KAV1]:

- orice linie diferă de oricare alta în exact $N/2$ poziții
- toate rândurile cu excepția unuia (primul) conțin $N/2$ de "1" și $N/2$ de "0"

Dacă rândul al- m -lea din matricea Hadamard notat $C_m = c_{m0} c_{m1} \dots c_{m(N-1)}$ este o secvență cu lungimea N atribuită ca și cuvânt de cod utilizatorului m (unde $m = 2, 3, \dots, N$; pentru $m = 1$ nu avem cuvânt de cod deoarece linia respectivă conține doar "1") putem avea $N-1$ secvențe de cod, deci $N-1$ utilizatori în sistem.

Corelația periodică a două secvențe de cod C_m și C_l este:

$$R_{C_m C_l}(m, l) = \sum_{i=0}^{N-1} c_{mi} c_{li} = \begin{cases} \frac{N}{2}, & \text{pentru } m = l \\ \frac{N}{4}, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.14.)$$

Dacă avem secvența $\overline{C_m} = \overline{c_{m0}} \overline{c_{m1}} \dots \overline{c_{m(N-1)}}$, care este complementul lui C_m , corelația periodică a acesteia cu secvența C_l va fi:

$$R_{\overline{C_m} C_l}(m, l) = \sum_{i=0}^{N-1} \overline{c_{mi}} c_{li} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } m = l \\ \frac{N}{4}, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.15.)$$

Detectorul pentru utilizatorul m va efectua scăderea corelațiilor și se va obține:

$$Z = R_{C_m C_l}(m, l) - R_{\overline{C_m} C_l}(m, l) = \begin{cases} \frac{N}{2}, & \text{pentru } m = l \\ 0, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.16.)$$

Astfel interferența de acces multiplu datorată celorlalți utilizatori va fi în cazul ideal complet înlăturată.

Codurile Hadamard mai au însă spre deosebire de secvențele- m o proprietate suplimentară:

$$R_{C_m \overline{C}_l}(m, l) = R_{\overline{C}_m C_l}(m, l) \tag{2.17.}$$

Detectorul va calcula:

$$Z = R_{C_m \overline{C}_l}(m, l) - R_{\overline{C}_m C_l}(m, l) = \begin{cases} -\frac{N}{2}, & \text{pentru } m = l \\ 0, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \tag{2.18.}$$

Din acest motiv codurile Hadamard permit semnalizarea ortogonală, adică utilizatorul m va transmite C_m pentru un bit de "1" și \overline{C}_m pentru un bit de "0". În acest fel este recâștigată pierderea de 3dB inerentă în cazul sistemului [KAV1].

Pentru a suprima zgomotul de intensitate care apare în sistemele OCDMA cu codare spectrală în amplitudine prezentate anterior a fost propus alt tip de cod și o schemă a sistemului puțin modificată, Fig. 2.20. [ZHU1, ZHU2].

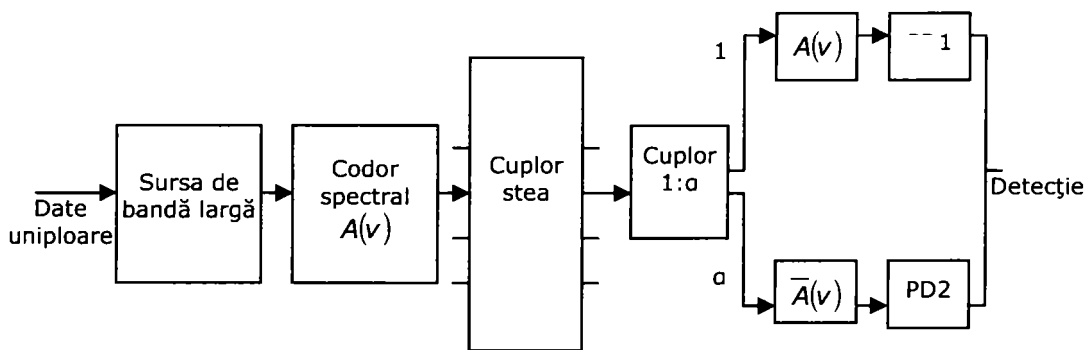


Fig. 2.20. Sistem OCDMA cu codare în amplitudine

Interferența multiutilizator poate fi înlăturată atâta timp cât codurile utilizate satisfac 2 condiții: i) cuvintele de cod au aceeași pondere w ; ii) pentru două secvențe unipolare X și Y cu $X = x_1 x_2 \dots x_N$ și $Y = y_1 y_2 \dots y_N$:

$$R_{XY} = \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_i = \lambda \tag{2.19.}$$

unde λ este o constantă.

Receptorul care va calcula:

$$R_{XY} - \left(\frac{\lambda}{w-\lambda}\right) \cdot R_{\overline{X}Y} \quad \text{unde} \quad a = \frac{\lambda}{w-\lambda} \tag{2.20.}$$

$$\text{unde } R_{\overline{X}Y} = \sum_{i=0}^{N-1} \overline{x}_i y_i = \sum_{i=0}^{N-1} (1-x_i) y_i = w-\lambda \tag{2.21.}$$

va rejecta interferența de la oricare alt utilizator având secvența de cod Y .

Se definește codul (N, w, λ) ca o familie de secvențe de $(0, 1)$ de lungime N , pondere w și $R_{xy} = \lambda$.

Secvențele- m pot fi astfel exprimate ca $(N, (N + 1)/2, (N + 1)/4)$ și codul are dimensiunea (numărul de cuvinte de cod) N , iar codul Hadamard poate fi notat sub forma $(N, N/2, N/4)$ și are dimensiunea $N-1$. Aceste coduri au raportul dintre λ și w egal cu $1/2$.

În [ZHU1, ZHU2] este propus un cod care permite un raport λ/w variabil și printr-o scădere a acestui raport zgomotul de intensitate poate fi redus. Codul propus este notat $\left(\frac{q^{m+1}-1}{q-1}, \frac{q^m-1}{q-1}, \frac{q^{m-1}-1}{q-1} \right)$ și are dimensiunea $\frac{q^{m+1}-1}{q-1}$.

c. Cod cu congruență pătratică modificat

Cod cu congruență pătratică modificat (MQC) sau familia de coduri $(p^2 + p, p + 1, 1)$, se poate construi parcurgând următorii pași [WEI1, WEI2, WEI4]:

- Se construiește o secvență de numere întregi care are elemente dintr-un câmp Galois finit $GF(p)$, pentru un p prim impar ($p > 2$) conform relației:

$$y_{d,a,\beta}^{MQC}(k) = \begin{cases} [d(k+a)^2 + \beta], & (mod\ p) & k = 0, 1, 2, \dots, p-1 \\ [a + b], & (mod\ p) & k = p \end{cases} \quad (2.22.)$$

unde b, a și β sunt elemente ale câmpului $GF(p)$ și d este tot un element a lui $GF(p)$ diferit de zero, adică $b, a, \beta = 0, 1, 2, \dots, p-1$ și $d = 1, 2, \dots, p-1$.

- Se construiește o secvență de numere binare cu ajutorul secvențelor $y_{d,a,\beta}^{MQC}(k)$ astfel:

$$s_{d,a,\beta}^{MQC}(i) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } i = k \cdot p + y_{d,a,\beta}^{MQC}(k) & i = 0, 1, 2, \dots, p^2 + p - 1 \\ 0, & \text{în rest} & k = [i/p] \end{cases} \quad (2.23.)$$

Exemplu: Pentru cazul în care $p = 5 \Rightarrow b, a, \beta = 0, 1, 2, 3, 4$ și $d = 1, 2, 3, 4$. Dacă considerăm $d = 1, b = 1$ vom avea:

Tabelul 2.1 Exemplu de cod MQC

Valori a și β	Săcvența $y(k)$	Secvența $s(i)$
$a = 0 \beta = 0$	$y(k) = 0 1 4 4 1 1$	$s(i) = 10000 01000 00001 00001 01000 01000$
$a = 0 \beta = 1$	$y(k) = 1 2 0 0 2 1$	$s(i) = 01000 00100 10000 10000 00100 01000$
$a = 0 \beta = 2$	$y(k) = 2 3 1 1 3 1$	$s(i) = 00100 00010 01000 01000 00010 01000$
$a = 0 \beta = 3$	$y(k) = 3 4 2 2 4 1$	$s(i) = 00010 00001 00100 00100 00001 01000$
$a = 0 \beta = 4$	$y(k) = 4 0 3 3 0 1$	$s(i) = 00001 10000 00010 00010 10000 01000$
$a = 1 \beta = 0$	$y(k) = 1 4 4 1 0 2$	$s(i) = 01000 00001 00001 01000 10000 00100$
$a = 1 \beta = 1$	$y(k) = 2 0 0 2 1 2$	$s(i) = 00100 10000 10000 00100 01000 00100$
$a = 1 \beta = 2$	$y(k) = 3 1 1 3 2 2$	$s(i) = 00010 01000 01000 00010 00100 00100$
$a = 1 \beta = 3$	$y(k) = 4 2 2 4 3 2$	$s(i) = 00001 00100 00100 00001 00010 00100$
$a = 1 \beta = 4$	$y(k) = 0 3 3 0 4 2$	$s(i) = 10000 00010 00010 10000 00001 00100$
$a = 2 \beta = 0$	$y(k) = 4 4 1 0 1 3$	$s(i) = 00001 00001 01000 10000 01000 00010$
$a = 2 \beta = 1$	$y(k) = 0 0 2 1 2 3$	$s(i) = 10000 10000 00100 01000 00100 00010$
$a = 2 \beta = 2$	$y(k) = 1 1 3 2 3 3$	$s(i) = 01000 01000 00010 00100 00010 00010$
$a = 2 \beta = 3$	$y(k) = 2 2 4 3 4 3$	$s(i) = 00100 00100 00001 00010 00001 00010$
$a = 2 \beta = 4$	$y(k) = 3 3 0 4 0 3$	$s(i) = 00010 00010 10000 00001 10000 00010$
$a = 3 \beta = 0$	$y(k) = 4 1 0 1 4 4$	$s(i) = 00001 01000 10000 01000 00001 00001$
$a = 3 \beta = 1$	$y(k) = 0 2 1 2 0 4$	$s(i) = 10000 00100 01000 00100 10000 00001$
$a = 3 \beta = 2$	$y(k) = 1 3 2 3 1 4$	$s(i) = 01000 00010 00100 00010 01000 00001$
$a = 3 \beta = 3$	$y(k) = 2 4 3 4 2 4$	$s(i) = 00100 00001 00010 00001 00100 00001$
$a = 3 \beta = 4$	$y(k) = 3 0 4 0 3 4$	$s(i) = 00010 10000 00001 10000 00010 00001$
$a = 4 \beta = 0$	$y(k) = 1 0 1 4 4 0$	$s(i) = 01000 10000 01000 00001 00001 10000$
$a = 4 \beta = 1$	$y(k) = 2 1 2 0 0 0$	$s(i) = 00100 01000 00100 10000 10000 10000$
$a = 4 \beta = 2$	$y(k) = 3 2 3 1 1 0$	$s(i) = 00010 00100 00010 01000 01000 10000$
$a = 4 \beta = 3$	$y(k) = 4 3 4 2 2 0$	$s(i) = 00001 00010 00001 00100 00100 10000$
$a = 4 \beta = 4$	$y(k) = 0 4 0 3 3 0$	$s(i) = 10000 00001 10000 00010 00010 10000$

Au fost obținute $25 = p^2$ secvențe de cod.

Deci pentru valori ale lui d și b fixate, prin schimbarea lui a și β se pot obține p^2 secvențe de cod diferite care formează o familie. Schimbând la rândul lor valorile lui d și b în domeniul de valori pe care acestea le pot lua, se obțin $p \cdot (p + 1)$ familii de coduri.

Prin această metodă poate fi obținută, pentru d și b fixate, o familie de coduri cu p^2 secvențe de cod care este caracterizată de următoarele proprietăți:

- Fiecare secvență are $p^2 + p$ elemente care pot fi împărțite în $p + 1$ grupuri
- Fiecare grup conține un "1" și $p-1$ de "0"
- Valoarea corelației în fază, λ , între oricare două secvențe este egală cu 1

Dacă $C_m = C_{m1} C_{m2} C_{m3} \dots C_{mN}$ este un cuvânt de cod de lungime N , al utilizatorului m , corelația periodică a două secvențe de cod C_m și C_l este:

$$R_{C_m C_l}(m, l) = \sum_{i=1}^N c_{mi} c_{li} = \begin{cases} p+1, & \text{pentru } m = l \\ 1, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.24.)$$

Dacă avem secvența $\overline{C_m} = \overline{c_{m0}} \overline{c_{m1}} \dots \overline{c_{m(N-1)}}$, care este complementul lui C_m , corelația periodică a acesteia cu secvența C_l va fi:

$$R_{\overline{C_m} C_l}(m, l) = \sum_{i=1}^N \overline{c_{mi}} c_{li} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } m = l \\ p, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.25.)$$

unde $N = p \cdot (p+1)$ este lungimea codului MQC.

d. Cod cu salt de frecvență modificat

Cod cu salt de frecvență modificat (MFH) sau familia de coduri ($q^2 + q, q + 1, 1$) [WEI3, WEI4]. Se poate obține astfel:

- Fie un câmp finit de q elemente $GF(q)$ și β un element primitiv al lui $GF(q)$. Cu elementele lui $GF(q)$ se pot construi secvențele $y_{a,b}(k)$ cu relația:

$$y_{a,b}(k) = \begin{cases} \beta^{(a+k)} + b, & k = 0, 1, 2, \dots, q-2 \\ b, & k = q-1 \\ a, & k = q \end{cases} \quad (2.26.)$$

unde: $a \in \{0, 1, 2, \dots, q-2\}$, $b \in \{0, 1, 2, \dots, q-1\}$.

Aduarea și ridicarea la putere sunt făcute conform $GF(q)$.

Pentru o anumită secvență parametrii a și b au valori fixe. Prin schimbarea valorii parametrilor a și b (în domeniul lor de valori) se pot obține $q \cdot (q-1)$ secvențe diferite.

Deoarece $a \neq q-1$ în relația (2.26.) se mai pot construi încă q secvențe în această familie fără ca, corelația în fază ideală să fie afectată. Aceste q secvențe se construiesc conform expresiei:

$$y'(k) = \begin{cases} b, & k = 0, 1, 2, \dots, q-1 \\ q-1, & k = q \end{cases} \quad (2.27.)$$

- Se construiesc secvențe de numere binare cu ajutorul secvențelor $y(k)$ astfel:

$$s(i) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } i = k \cdot q + y(k) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases} \quad \begin{matrix} i = 0, 1, 2, \dots, q^2 + q - 1 \\ k = [i/q] \end{matrix} \quad (2.28.)$$

Exemplu: Pentru $q = 2^2 = 4$ și polinomul primitiv $p(x) = x^2 + x + 1$ avem $GF(4)$.

Câmpul Galois $GF(2^2, p(x) = x^2 + x + 1)$ are tabloul:

Tabelul 2.2 Câmpul Galois $GF(4)$

zecimal	monom	matricial	polinoame clase de resturi modulo $p(x)$
0	0	00	0
1	1	01	1
2	β	10	β
3	β^2	11	$\beta+1$
4	β^3	01	1

$q = 4 \Rightarrow a \in \{0, 1, 2\}$, $b \in \{0, 1, 2, 3\}$ și $k \in \{0, 1, 2, 3, 4\}$. Astfel vom avea:

Tabelul 2.3 Exemplu de cod MFH

Valori a și b	Secvența $y(k)$	Secvența $s(i)$
$a = 0, b = 0$	$y(k) = 1\ 2\ 3\ 0\ 0$	$s(i) = 0100\ 0010\ 0001\ 1000\ 1000$
$a = 0, b = 1$	$y(k) = 0\ 3\ 2\ 1\ 0$	$s(i) = 1000\ 0001\ 0010\ 0100\ 1000$
$a = 0, b = 2$	$y(k) = 3\ 0\ 1\ 2\ 0$	$s(i) = 0001\ 1000\ 0100\ 0010\ 1000$
$a = 0, b = 3$	$y(k) = 2\ 1\ 0\ 3\ 0$	$s(i) = 0010\ 0100\ 1000\ 0001\ 1000$
$a = 1, b = 0$	$y(k) = 2\ 3\ 1\ 0\ 1$	$s(i) = 0010\ 0001\ 0100\ 1000\ 0100$
$a = 1, b = 1$	$y(k) = 3\ 2\ 0\ 1\ 1$	$s(i) = 0001\ 0010\ 1000\ 0100\ 0100$
$a = 1, b = 2$	$y(k) = 0\ 1\ 3\ 2\ 1$	$s(i) = 1000\ 0100\ 0001\ 0010\ 0100$
$a = 1, b = 3$	$y(k) = 1\ 0\ 2\ 3\ 1$	$s(i) = 0100\ 1000\ 0010\ 0001\ 0100$
$a = 2, b = 0$	$y(k) = 3\ 1\ 2\ 0\ 2$	$s(i) = 0001\ 0100\ 0010\ 1000\ 0010$
$a = 2, b = 1$	$y(k) = 2\ 0\ 3\ 1\ 2$	$s(i) = 0010\ 1000\ 0001\ 0100\ 0010$
$a = 2, b = 2$	$y(k) = 1\ 3\ 0\ 2\ 2$	$s(i) = 0100\ 0001\ 1000\ 0010\ 0010$
$a = 2, b = 3$	$y(k) = 0\ 2\ 1\ 3\ 2$	$s(i) = 1000\ 0010\ 0100\ 0001\ 0010$
$b = 0$	$y(k) = 0\ 0\ 0\ 0\ 3$	$s(i) = 1000\ 1000\ 1000\ 1000\ 0001$
$b = 1$	$y(k) = 1\ 1\ 1\ 1\ 3$	$s(i) = 0100\ 0100\ 0100\ 0100\ 0001$
$b = 2$	$y(k) = 2\ 2\ 2\ 2\ 3$	$s(i) = 0010\ 0010\ 0010\ 0010\ 0001$
$b = 3$	$y(k) = 3\ 3\ 3\ 3\ 3$	$s(i) = 0001\ 0001\ 0001\ 0001\ 0001$

Astfel am obținut $12 + 4 = 16 = q^2$ secvențe de cod.

Sunt q^2 secvențe de cod în această familie de coduri și au următoarele proprietăți:

- Fiecare secvență are $q^2 + q$ elemente care pot fi împărțite în $q + 1$ grupuri
- Fiecare grup conține un "1" și $q-1$ de "0"
- Valoarea corelației în fază, λ , între oricare două secvențe este egală cu 1

Dacă $C_m = c_{m1}\ c_{m2}\ c_{m3}\ \dots\ c_{mN}$ este un cuvânt de cod de lungime N , al utilizatorului m , corelația periodică a două secvențe de cod C_m și C_l este:

$$R_{C_m C_l}(m, l) = \sum_{i=1}^N c_{mi} c_{li} = \begin{cases} q + 1, & \text{pentru } m = l \\ 1, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.29.)$$

Dacă avem secvența $\overline{C_m} = \overline{c_{m0}} \overline{c_{m1}} \dots \overline{c_{m(N-1)}}$, care este complementul lui C_m , corelația periodică a acesteia cu secvența C_l va fi:

$$R_{\overline{C_m}C_l}(m, l) = \sum_{i=1}^N \overline{c_{mi}}c_{li} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } m = l \\ q, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.30.)$$

unde $N = q(q+1)$ este lungimea codului MFH.

e. Cod prim modificat

Cod prim modificat (MPC) sau familia de coduri $(p^2 + p, p + 1, 1)$, se poate construi parcurgând următorii pași [TSE]:

- Se construiesc secvențe de numere întregi care au elemente dintr-un câmp Galois finit $GF(p)$, pentru un p prim impar conform relației:

$$y_{a,\beta}(k) = \begin{cases} (a + \beta \cdot k), & (\text{mod } p) & k = 0, 1, 2, \dots, p-1 \\ \beta, & & k = p \end{cases} \quad (2.31.)$$

unde a și $\beta = 0, 1, 2, \dots, p-1$. Prin schimbarea lui a și β pot fi astfel obținute p^2 secvențe.

- Se construiește câte o secvență de numere binare pentru fiecare secvență $y_{a,\beta}(k)$ astfel:

$$s(i) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } i = k \cdot p + y_{a,\beta}(k) & i = 0, 1, 2, \dots, p^2 + p - 1 \\ 0, & \text{în rest} & k = \lfloor i/p \rfloor \end{cases} \quad (2.32.)$$

Exemplu: Pentru cazul în care $p = 3 \Rightarrow a, \beta \in \{0, 1, 2\}$ și $k = 0, 1, 2, 3$.

Tabelul 2.4 Exemplu de cod MPC

Valori a și β	Secvența $y(k)$	Secvența $s(i)$
$a = 0 \quad \beta = 0$	$y(k) = 0 \ 0 \ 0 \ 0$	$s(i) = 100 \ 100 \ 100 \ 100$
$a = 0 \quad \beta = 1$	$y(k) = 0 \ 1 \ 2 \ 1$	$s(i) = 100 \ 010 \ 001 \ 010$
$a = 0 \quad \beta = 2$	$y(k) = 0 \ 2 \ 1 \ 2$	$s(i) = 100 \ 001 \ 010 \ 001$
$a = 1 \quad \beta = 0$	$y(k) = 1 \ 1 \ 1 \ 0$	$s(i) = 010 \ 010 \ 010 \ 100$
$a = 1 \quad \beta = 1$	$y(k) = 1 \ 2 \ 0 \ 1$	$s(i) = 010 \ 001 \ 100 \ 010$
$a = 1 \quad \beta = 2$	$y(k) = 1 \ 0 \ 2 \ 2$	$s(i) = 010 \ 100 \ 001 \ 001$
$a = 2 \quad \beta = 0$	$y(k) = 2 \ 2 \ 2 \ 0$	$s(i) = 001 \ 001 \ 001 \ 100$
$a = 2 \quad \beta = 1$	$y(k) = 2 \ 0 \ 1 \ 1$	$s(i) = 001 \ 100 \ 010 \ 010$
$a = 2 \quad \beta = 2$	$y(k) = 2 \ 1 \ 0 \ 2$	$s(i) = 001 \ 010 \ 100 \ 001$

Au fost obținute $9 = p^2$ secvențe în cadrul unei familii de coduri.

Prin această metodă poate fi obținută o familie de coduri cu p^2 secvențe de cod cu următoarele proprietăți:

- Fiecare secvență are $p^2 + p$ elemente care pot fi împărțite în $p + 1$ grupuri
- Fiecare grup conține un "1" și $p-1$ de "0"
- Valoarea corelației în fază, λ , între oricare două secvențe este egală cu 1

Dacă $C_m = c_{m1} c_{m2} c_{m3} \dots c_{mN}$ este un cuvânt de cod de lungime N , al utilizatorului m , corelația periodică a două secvențe de cod C_m și C_l este:

$$R_{C_m C_l}(m, l) = \sum_{i=1}^N c_{mi} c_{li} = \begin{cases} p+1, & \text{pentru } m = l \\ 1, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.33.)$$

Dacă avem secvența $\overline{C_m} = \overline{c_{m0}} \overline{c_{m1}} \dots \overline{c_{m(N-1)}}$, care este complementul lui C_m , corelația periodică a acesteia cu secvența C_l va fi:

$$R_{\overline{C_m} C_l}(m, l) = \sum_{i=1}^N \overline{c_{mi}} c_{li} = \begin{cases} 0, & \text{pentru } m = l \\ p, & \text{pentru } m \neq l \end{cases} \quad (2.34.)$$

unde $N = p \cdot (p+1)$ este lungimea codului MPC.

2.3.2. Sisteme OCDMA cu codare spectrală cu rețele cu fibre Bragg

Au fost proiectate de către diferite grupuri de cercetători mai multe tipuri de coduri care au o pondere mai scăzută decât binecunoscutele secvențe- m și codurile Hadamard. Aceste coduri au permis utilizarea altor scheme cu codare spectrală în amplitudine care se bazează pe rețele cu fibre Bragg.

Utilizarea rețelelor cu fibre Bragg, FBG (Fiber Bragg Grating), este potrivită de exemplu în cazul codurilor MQC (cod cu congruență pătratică modificat) care au o pondere scăzută. Din acest motiv se pot construi perechi emițător-receptor cu doar câteva FBG și de aceea implementarea va fi mai ușoară. Totuși dacă de exemplu sunt utilizate coduri Hadamard vor fi necesare multe FBG și implementarea este dificilă. În Fig. 2.21. este prezentată grafic funcționarea unei FBG.

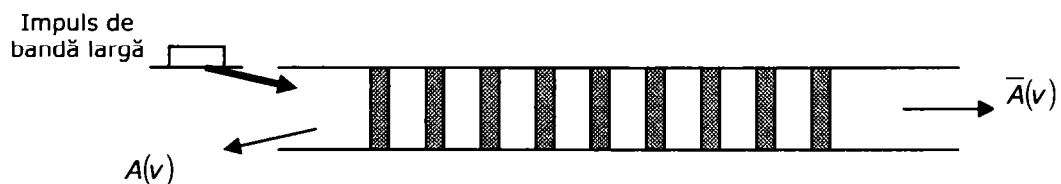


Fig. 2.21. Diagrama unei FBG

Când impulsul de bandă largă este introdus într-un grup de rețele FBG componentele spectrale corespunzătoare lui $A(v)$ vor fi reflectate înapoi, iar la ieșirea

de la celălalt capăt al grupului de rețele se vor găsi toate componentele complementare corespunzătoare lui $\bar{A}(v)$. Dacă acest semnal este utilizat direct la recepție, puterea optică totală recepționată va fi utilizată eficient fără să trebuiască să fie luate în considerare pierderile introduse de cuplorul 1: a utilizat în schemele anterioare.

În scopul de a putea modifica codurile adresă dorite, rețelele din cadrul codorului trebuie să fie reglabile, adică lungimea de undă centrală a componentelor spectrale reflectate de fiecare rețea poate fi schimbată. Lungimile de undă Bragg ale fiecărei rețele pot fi modificate prin utilizarea unor dispozitive piezoelectrice, astfel secvențele de semnătură pot fi modificate corespunzător utilizatorului dorit. Schema unui codor cu rețele cu fibre Bragg FBG pentru un sistem OCDMA este prezentată în Fig. 2.22. [DJC1, HUA, TSE].

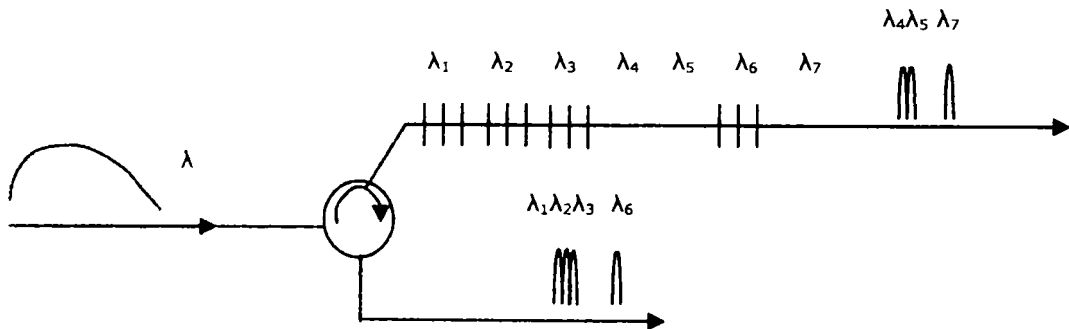


Fig. 2.22. Codor FBG pentru sisteme OCDMA

Un exemplu în cazul unor secvențe spectrale cu $N = 7$ este prezentat în tabelul 2.5. Utilizatorii 2 și 3 se presupune că transmit un bit de date "0" în timp ce utilizatorii 1, 4, 5, 6 și 7 transmit un bit de date "1".

Tabel 2.5 Secvențe spectrale cu $N = 7$

	Secvența de cod	Bitul de date	Semnal optic transmis
Utilizator 1	1 1 1 0 0 1 0	1	1 1 1 0 0 1 0
Utilizator 2	0 1 1 1 0 0 1	0	0 0 0 0 0 0 0
Utilizator 3	1 0 1 1 1 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0
Utilizator 4	0 1 0 1 1 1 0	1	0 1 0 1 1 1 0
Utilizator 5	0 0 1 0 1 1 1	1	0 0 1 0 1 1 1
Utilizator 6	1 0 0 1 0 1 1	1	1 0 0 1 0 1 1
Utilizator 7	1 1 0 0 1 0 1	1	1 1 0 0 1 0 1
Semnal recepționat			3 3 2 2 3 4 3

Conform tabelului 2.5 secvența de cod a utilizatorului 1 este 1 1 1 0 0 1 0 și deci rețelele de fibră au lungimile de undă centrale $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_6$ așa cum se poate observa și în Fig. 2.22. Pentru ceilalți utilizatori rețelele vor avea lungimile de undă centrale corespunzătoare. După codoare, semnalele codate sunt combinate în cadrul cuplorului stea și transmise spre fiecare receptor. În Fig. 2.23. se poate vedea schema unui decodor cu rețele cu fibre Bragg FBG [DJC1, HUA, TSE, VAS].

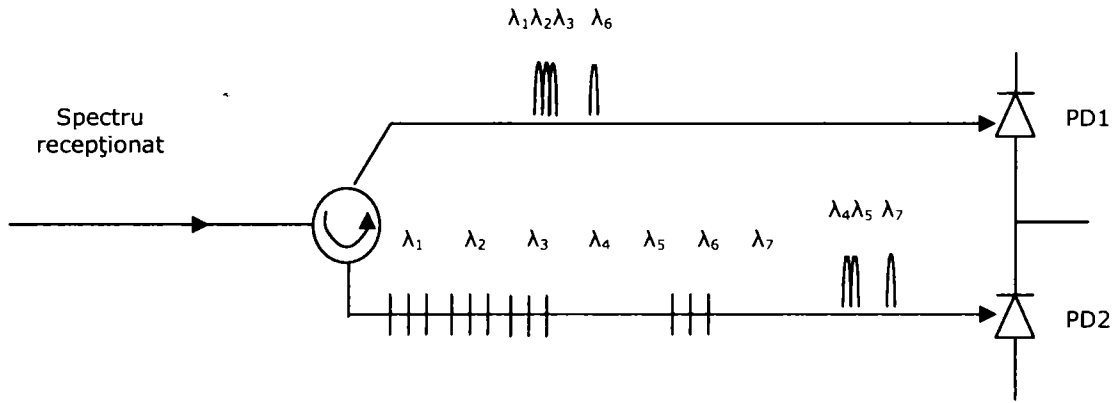


Fig. 2.23. Schema unui decodor cu rețele cu fibre Bragg FBG

Pentru a decoda secvența de date a unui anumit utilizator, semnalul recepționat este corelat (înmulțit) cu secvența de cod a utilizatorului. După aceea cu ajutorul receptorului echilibrat va fi detectat bitul de date.

Un exemplu este prezentat în tabelele 2.6 și 2.7.

Tabel 2.6 Decodarea pentru PD1

	Semnalul recepționat	Secvența de cod	Semnal optic transmis	Unități de putere
Utilizator 1	3 3 2 2 3 4 3	1 1 1 0 0 1 0	3 3 2 0 0 4 0	12
Utilizator 2	3 3 2 2 3 4 3	0 1 1 1 0 0 1	0 3 2 2 0 0 3	10
Utilizator 3	3 3 2 2 3 4 3	1 0 1 1 1 0 0	3 0 2 2 3 0 0	10
Utilizator 4	3 3 2 2 3 4 3	0 1 0 1 1 1 0	0 3 0 2 3 4 0	12
Utilizator 5	3 3 2 2 3 4 3	0 0 1 0 1 1 1	0 0 2 0 3 4 3	12
Utilizator 6	3 3 2 2 3 4 3	1 0 0 1 0 1 1	3 0 0 2 0 4 3	12
Utilizator 7	3 3 2 2 3 4 3	1 1 0 0 1 0 1	3 3 0 0 3 0 3	12

Tabel 2.7 Decodarea pentru PD2

	Semnalul recepționat	Secvența de cod	Semnal optic transmis	Unități de putere
Utilizator 1	3 3 2 2 3 4 3	0 0 0 1 1 0 1	0 0 0 2 3 0 3	8
Utilizator 2	3 3 2 2 3 4 3	1 0 0 0 1 1 0	3 0 0 0 3 4 0	10
Utilizator 3	3 3 2 2 3 4 3	0 1 0 0 0 1 1	0 3 0 0 0 4 3	10
Utilizator 4	3 3 2 2 3 4 3	1 0 1 0 0 0 1	3 0 2 0 0 0 3	8
Utilizator 5	3 3 2 2 3 4 3	1 1 0 1 0 0 0	3 3 0 2 0 0 0	8
Utilizator 6	3 3 2 2 3 4 3	0 1 1 0 1 0 0	0 3 2 0 3 0 0	8
Utilizator 7	3 3 2 2 3 4 3	0 0 1 1 0 1 0	0 0 2 2 0 4 0	8

În tabelul 2.6 sunt datele pentru fotodetectorul 1 (PD1), iar în tabelul 2.7 pentru fotodetectorul 2 (PD2).

Conform tabelelor 2.6 și 2.7 la ieșirea receptorului echilibrat vom avea pentru fiecare utilizator anumite valori de unități de putere rezultate ca diferență între semnalul detectat de fotodetectorul 1 și cel detectat de fotodetectorul 2. Cu ajutorul unui dispozitiv de prag se determină bitul de date așa cum se vede în tabelul 2.8.

Tabelul 2.8 Determinarea bitului de date

	Ieșire unități de putere	Bitul de date
Utilizator 1	$12 - 8 = 4$	1
Utilizator 2	$10 - 10 = 0$	0
Utilizator 3	$10 - 10 = 0$	0
Utilizator 4	$12 - 8 = 4$	1
Utilizator 5	$12 - 8 = 4$	1
Utilizator 6	$12 - 8 = 4$	1
Utilizator 7	$12 - 8 = 4$	1

În acest capitol a fost realizată o trecere în revistă a caracteristicilor principale ale sistemelor OCDMA. Analiza în detaliu a performanțelor sistemelor OCDMA va fi făcută în capitolele viitoare.

3. SIMULAREA ȘI MĂSURAREA RĂSPUNSULUI LA IMPULS A SPAȚIILOR ÎNCHISE PENTRU COMUNICAȚII WIRELESS INDOOR

În timpul propagării luminii în mediile interioare în special în cazul configurației difuze apare fenomenul de dispersie multicală care duce la interferența intersimbol. De aceea propagarea luminii în aceste spații interioare este foarte importantă în încercarea de a obține rata de transmisie maximă posibilă. În această lucrare performanțele sistemului se estimează pornind de la răspunsul în impuls al canalului de comunicație.

Au fost făcute încercări de către anumite grupuri de cercetători pentru a determina răspunsul la impuls al canalelor optice fără fir interioare. Caracterizarea canalului în infraroșu a fost făcută prin simulare în [BAR, ALQ] și prin măsurători experimentale în [KAH1]. În cadrul acestui capitol sunt descrise cele două modalități prin care am obținut răspunsul la impuls al unei camere: simularea și respectiv măsurarea.

3.1. Simularea răspunsului la impuls a unui spațiu închis

[BAR] prezintă o metodă recursivă de evaluare a răspunsului la impuls, a unui canal optic interior fără fir (wireless), bazată pe reflectori de tip Lambertian. În teză am utilizat o metodă de estimare a răspunsului la impuls asemănătoare. Cu ajutorul unui program de simulare în Matlab se poate obține răspunsul la impuls pentru ordine de reflexie diferite în cazul unei camere rectangulare goale de diverse dimensiuni. Camera se consideră ca având reflectori difuzivi, iar configurația emițător-receptor poate fi oarecare putându-se determina răspunsul la impuls atât în cazul unui sistem în linie de vedere directă (LOS) cât și în cazul unui sistem difuz. O variantă inițială a programului de simulare a fost prezentată în [TEL]. Am modificat programul Matlab și interfața atașată acestuia astfel încât să permită în plus:

- afișarea coeficientului de putere recepționată pentru un anumit ordin de reflexie,
- obținerea răspunsului la impuls global, cu sau fără componenta de ordinul 3, și afișarea coeficientului de putere recepționată corespunzător acestuia
- modificarea originii axei timp.

Pentru poziții ale emițătorului și ale receptorului fixe dispersia datorată propagării pe căi multiple este caracterizată complet de răspunsul la impuls $h(t)$. Acesta este definit astfel încât intensitatea semnalului recepționat este egală cu convoluția dintre $h(t)$ și intensitatea semnalului optic transmis.

În cazul în care emițătorul, receptorul și reflectorii sunt mobili va rezulta un canal variant în timp, dar vom ignora acest efect deoarece canalul va varia lent în raport cu rata de bit pentru majoritatea aplicațiilor de interior [BAR].

Sursa este caracterizată de un vector de poziție r_S , un vector de orientare n_S . Putere de emisie a sursei este P_S , ea are un model al intensității de radiație (caracteristica spațială de radiație) $R(\varphi, \theta)$ definit ca puterea optică pe unitatea de unghi solid emisă de sursă la poziția (φ, θ) față de n_S .

Sursa este modelată utilizând un model de radiație Lambertian generalizat având simetrie uniaxială, adică independent de θ .

$$R(\varphi) = \frac{n+1}{2n} \cdot P_S \cdot \cos^n(\varphi) \quad \text{pentru } \varphi \in \left[-\frac{n}{2}, \frac{n}{2}\right] \quad (3.1.)$$

În relația (3.1.) n reprezintă numărul de mod al lobului de radiație care specifică direcționalitatea sursei. O sursă clasică Lambertiană corespunde lui $n = 1$.

Se presupune că sursa emite un impuls unitar la momentul $t = 0$.

Receptorul se caracterizează la rândul său prin poziție (r_R), orientare (n_R), arie (A_R) și câmpul de vedere (FOV).

Se face presupunerea simplificatoare, că reflectorii sunt toți pur difuzivi.

Modelul intensității de radiație $R(\varphi)$ emis de un element diferențial al unui reflector difuz ideal este independent de unghiul de incidență al luminii [BAR].

Pereții camerei sunt împărțiți într-un număr finit de suprafețe elementare. Fenomenul de reflexie este văzut ca un transfer de putere între diferitele elemente. Energia optică poate ajunge de la sursă la receptor pe calea de vedere directă (LOS) sau după un anumit număr de reflexii pe pereți, astfel răspunsul la impuls pentru diferite ordine este calculat recursiv.

Fenomenul de reflexie este modelat în două etape. Fiecare suprafață elementară este văzută prima dată ca un receptor care are aria dA și reflectivitatea ρ . Ea recepționează o putere dP . Apoi suprafața elementară devine o sursă secundară cu o putere de emisie $P = \rho dP$ și care are o caracteristică de radiație Lambertiană ($n = 1$).

Pornind de la considerațiile prezentate anterior programul realizat în Matlab permite simularea răspunsului la impuls a unui spațiu închis. Programul dispune de o interfață, care permite utilizatorului să aleagă parametrii doriți pentru o anumită simulare, prezentată în Fig. 3.1.

➤ Utilizatorul va alege pentru ce ordin de reflexie să fie calculat răspunsul la impuls:

- ordinul 0 - emițătorul și receptorul se află în linie de vedere directă (LOS),
- ordinul 1 - semnalul ajunge la receptor după o reflexie,
- ordinul 2 - semnalul este cules de receptor după ce suferă două reflexii,
- ordinul 3 - semnalul ajunge la receptor după trei reflexii.

Odată cu creșterea ordinului de reflexie va crește și complexitatea calculelor și implicit timpul de așteptare pentru obținerea răspunsului la impuls. În funcție de capacitatea calculatorului și de dimensiunea suprafeței elementare calculele pot dura de la 1-2 minute pentru ordinul 0, la ore sau zile pentru ordinul 3.


SIMULAREA RĂSPUNSULUI LA IMPULS AL UNEI CAMERE		CARACTERISTICILE SURSEI:		CARACTERISTICILE RECEPTORULUI:	
-Completați parametrii în metri sau în grade -Alegeți ordinul de reflexie al cărui răspuns vreți să-l vedeți -Apasați pe "START"		Abscisa:	2.5	Abscisa:	0.5
		Ordonata:	2.5	Ordonata:	1
		Altitudine:	3	Altitudine:	0
		Elevatie:	-90	Elevatie:	90
		Azimut:	0	Azimut:	0
Reflexie de ordinul (K):	1	Mod:	1	Deschidere(FOV):	85
CARACTERISTICILE CAMEREI:				Arie:	0.0001
lungime:	5			<input type="button" value="Automat"/>	
latime:	5				
inaltime:	3				
Dimensiunea suprafeței elementare:	0.1	Xmin	0 ns	Ymin	0 1/s
		Xmax	80 ns	Ymax	700 1/s
Coeficient de reflexie al suprafeței: nord: 0.8 vest: 0.8 sud: 0.8 tavan: 0.8 est: 0.8 sol: 0.3		Utilizarea algoritmului rapid poate esua în cazul unor rezoluții mari. Un mesaj de eroare va fi afișat. <input type="checkbox"/> Algoritm rapid Aceasta funcție poate scurta timpul de calcul, dar o utilizare greșită poate afecta exactitatea rezultatului Se recomandă ca momentul de începere a calculului să fie 0.			
		<input type="checkbox"/> Momentul de începere a calculului [s ⁴ 1e-11]			
		<input type="button" value="START"/>		<input type="button" value="Coeficient de putere recepționată"/>	
				<input type="button" value="Suma"/>	
				<input type="button" value="Origine timp"/>	
		<input type="checkbox"/> și ordin3			

Fig. 3.1. Interfața pentru alegerea parametrilor necesari simulării

- Poate fi aleasă și dimensiunea camerei tot prin intermediul interfeței: lungimea, lățimea și înălțimea precum și dimensiunea suprafeței elementare, care se alege în funcție de caracteristicile camerei, astfel încât să avem un număr întreg de suprafețe elementare.
- Se pot modifica coeficienții de reflexie ai suprafețelor (pereții: nord, sud, est, vest, tavan și sol) corespunzător materialului din care sunt realizate.
- Se stabilesc apoi caracteristicile sursei și ale receptorului. Pentru sursă se stabilește poziția acesteia în interiorul camerei (abscisă, ordonată,

altitudine), orientarea (elevație, azimut) și directivitatea sursei (modul sursei). În cazul receptorului trebuie stabilită poziția acestuia (abscisă, ordonată, altitudine), orientarea lui (elevație, azimut), câmpul de vedere (FOV) și suprafața sa (aria).

- După stabilirea parametrilor doriți se alege scala pentru reprezentarea răspunsului la impuls. Aceasta se poate face în două moduri: fie se stabilesc de către utilizator limitele minimă și maximă ale axelor de coordonate, fie se lasă ca acestea să fie stabilite automat de către program în funcție de valorile calculate.
- Pentru efectuarea calculelor poate fi utilizat un algoritm rapid, dar în cazul unor rezoluții mari efectuarea calculelor poate eșua din cauza lipsei de memorie a calculatorului.
- Programul mai permite calcularea și afișarea coeficientului de putere recepționată pentru un anumit ordin de reflexie.
- Prin memorarea datelor obținute pentru fiecare ordin de reflexie programul oferă posibilitatea obținerii răspunsului la impuls global și al coeficientului de putere recepționată în acest caz.
- Se poate modifica și originea axei timp.

Canalul de transmisiune este modelat cu ajutorul răspunsului la impuls $h(t)$. În Fig. 3.2. - 3.7. vor fi prezentate câteva dintre răspunsurile la impuls obținute cu ajutorul programului de simulare, atât în cazul unor configurații LOS cât și în cazul unor configurații difuze [LUC2]. Pentru cameră au fost alese dimensiunile 5x5x3 metri utilizate și de către alți autori [BAR].

Fig. 3.2., Fig. 3.3 și Fig. 3.4. prezintă răspunsul la impuls în cazul unei configurații LOS. Emițătorul se plasează la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos, iar receptorul la 0,5x1x0 metri orientat în sus pentru Fig. 3.2. În Fig. 3.3 emițătorul se plasează la coordonatele 2,5x2,5x3, respectiv receptorul la coordonatele 1x2,5x1 metri orientat în sus. Pentru Fig. 3.4. emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos în timp ce receptorul se află la coordonatele 2,5x2,5x1 metri orientat în sus. Se observă că în cazul unei configurații LOS, calea directă are contribuția principală la cantitatea totală de putere care va fi recepționată.

Fig. 3.5., Fig. 3.6. și Fig. 3.7. prezintă răspunsurile la impuls rezultate în urma simulării pentru configurația difuză. Astfel pentru Fig. 3.5. emițătorul se găsește plasat la coordonatele 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptorul la coordonatele 1x1x1 metri orientat tot în sus. În Fig. 3.6. avem emițătorul la 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptorul la coordonatele 2x2,5x1 metri orientat în sus, iar în Fig. 3.7. emițătorul la 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptorul la 0,5x2,5x1 metri orientat în sus. În cazul unei configurații difuze nu există cale directă, avantajul acestei configurații este însă robustețea sa la fenomenul de umbră (shadowing). Prin iluminarea tavanului acesta devine o sursă distribuită făcând dificilă obstrucționarea nedorită.

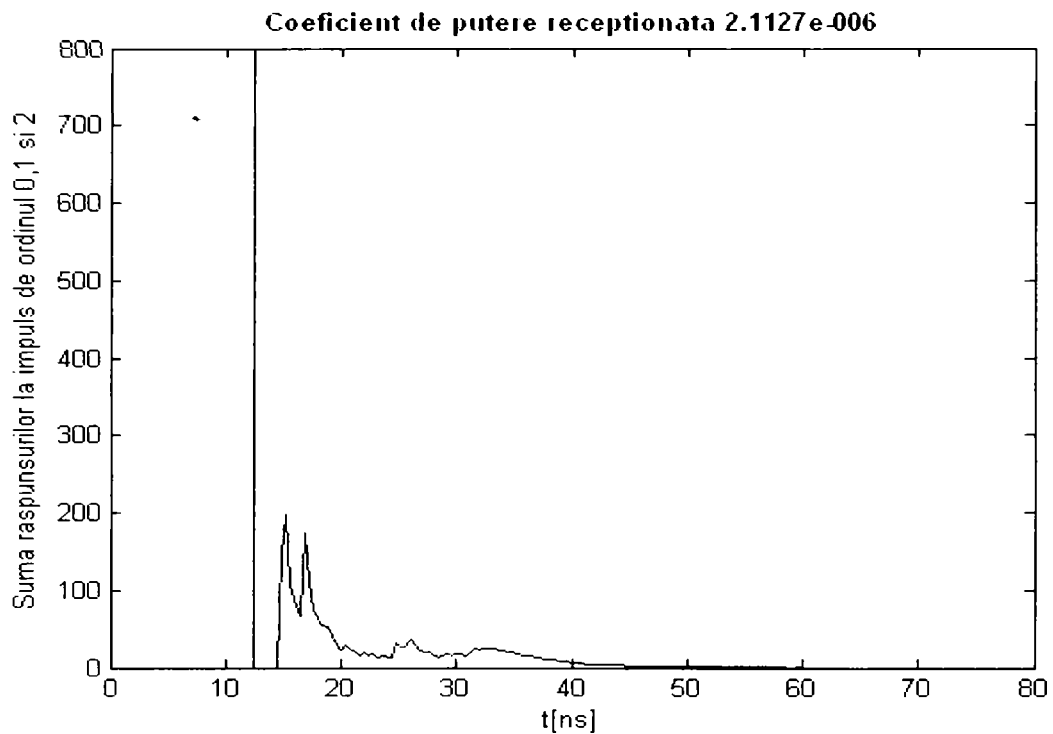


Fig. 3.2. Răspunsul la impuls pentru configurația LOS.

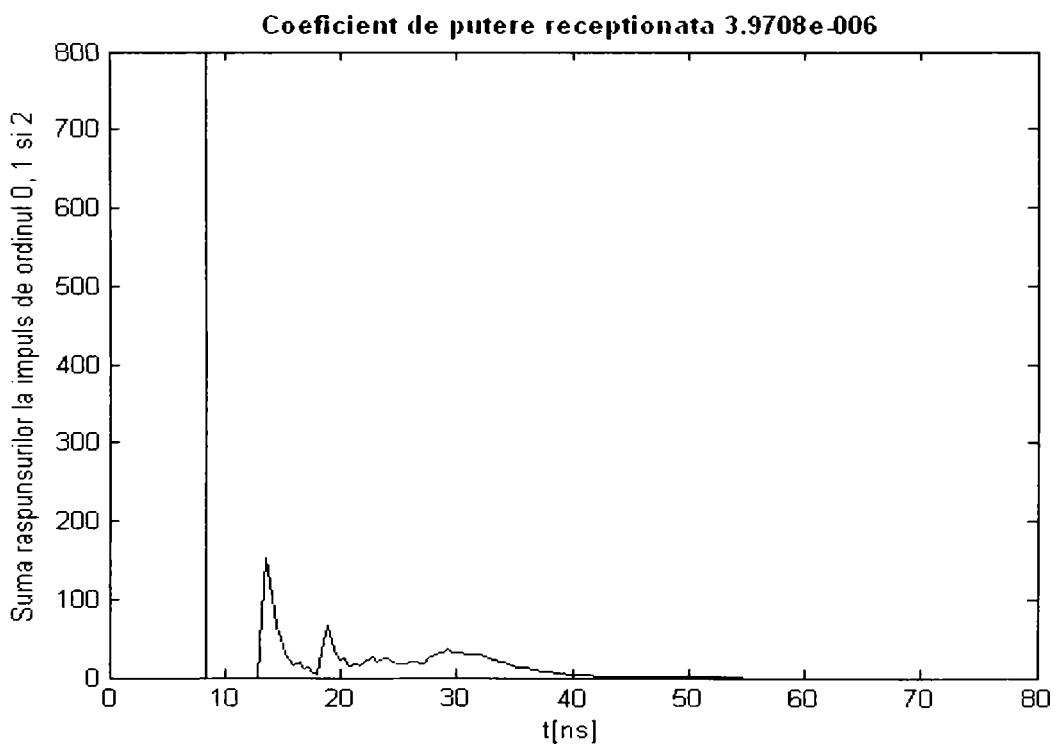


Fig. 3.3. Răspunsul la impuls pentru configurația LOS

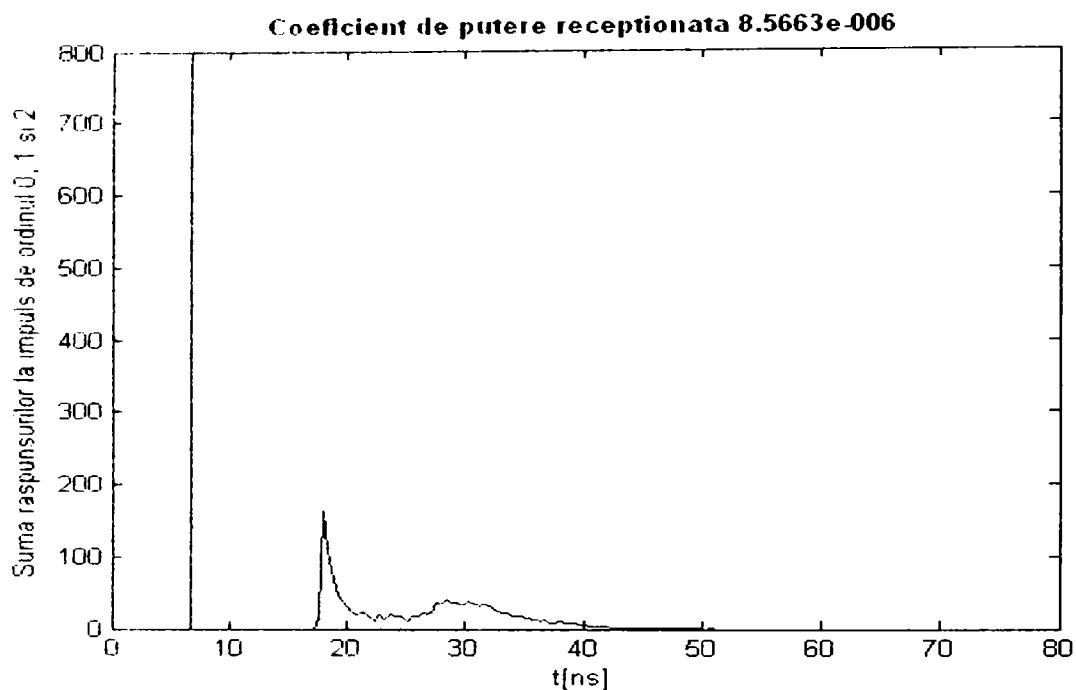


Fig. 3.4. Răspunsul la impuls pentru configurația LOS

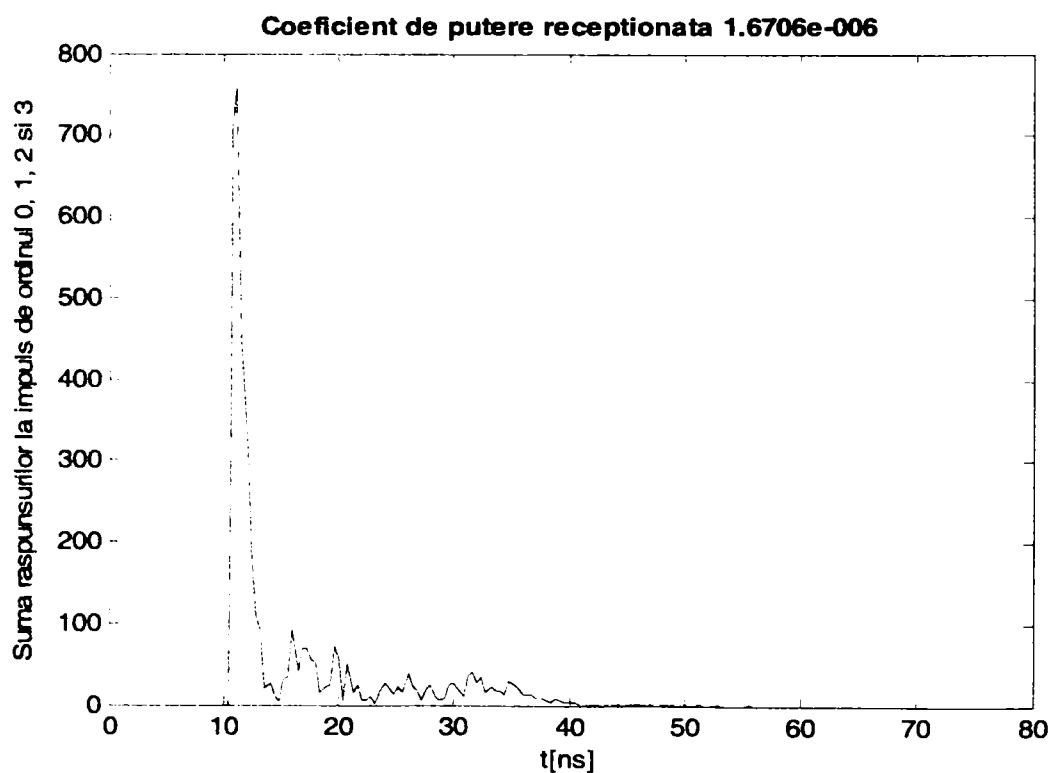


Fig. 3.5. Răspunsul la impuls pentru configurația difuză

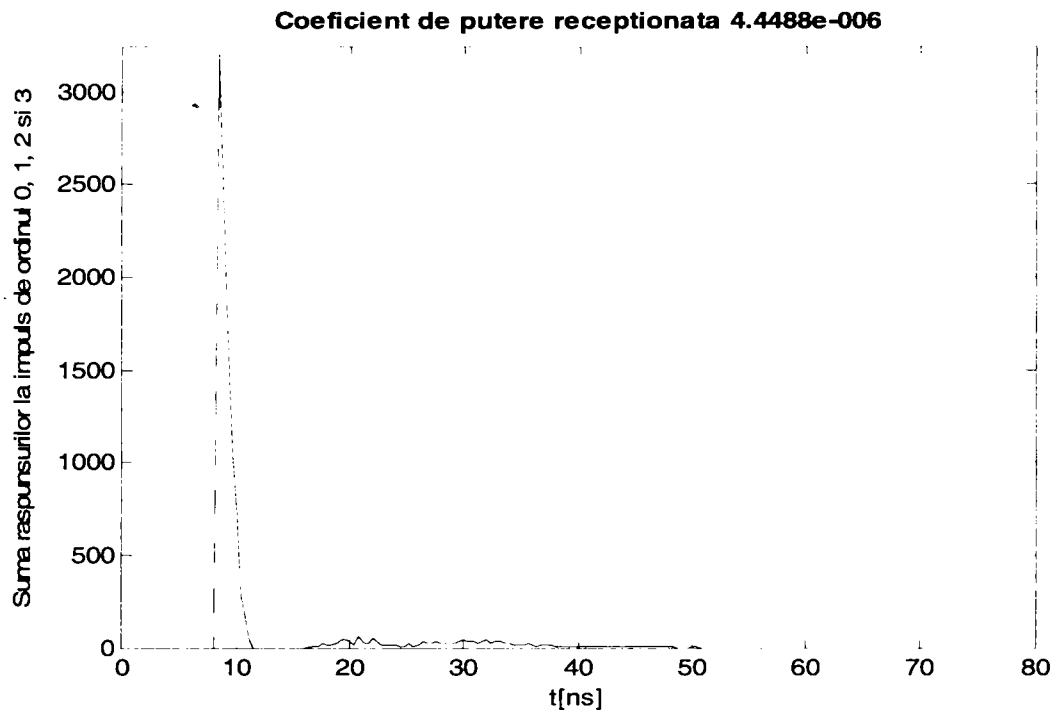


Fig. 3.6. Răspunsul la impuls pentru configurația difuză

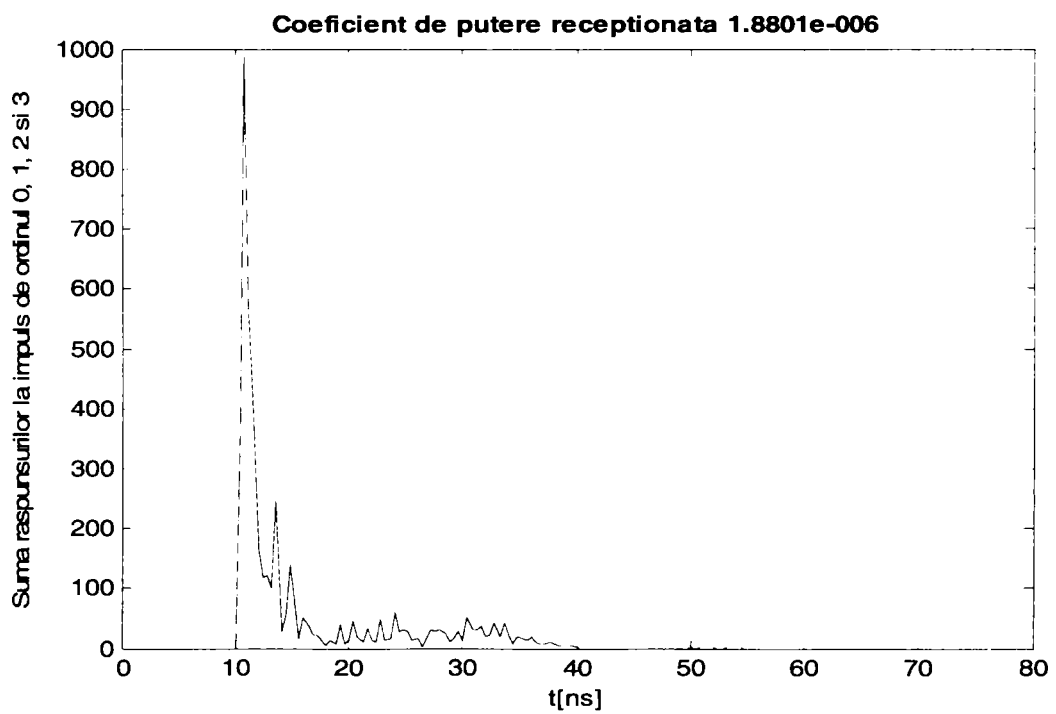


Fig. 3.7. Răspunsul la impuls pentru configurația difuză

Așa cum se poate observa din figurile anterioare, metoda de simulare a răspunsului la impuls prezentată permite determinarea coeficientului de putere recepționată și reliefează contribuția reflexiilor de ordin superior în răspunsul la impuls global.

3.2. Măsurarea răspunsului la impuls cu ajutorul unei machete

Pentru a realiza măsurarea canalului, se alege metoda spectrală. Această metodă ne permite să măsurăm direct răspunsul în frecvență al canalului $H(f)$. Prin urmare, răspunsul la impuls al canalului $h(t)$ se determină calculând transformata Fourier inversă a răspunsului în frecvență.

Am efectuat măsurătorile practice în Laboratoire d'Optronique de la ENSSAT Lannion Franța, în cadrul unor mobilități Socrates. Măsurătorile au fost făcute pornind de la un model redus al unei camere reale, căruia îi spunem machetă. Macheta oferă posibilitatea de a reproduce în laborator orice dimensiune pentru o camera reală, deci putem lucra cu diverse tipuri de canale de comunicație.

Pentru măsurători în cazul unei camere reale sunt necesare surse optice mai puternice decât pentru o machetă și detectori având sensibilități mai mari, deci cu un cost mai ridicat. Pentru o machetă detectori utilizați au sensibilități rezonabile (-33 dBm) dar trebuie să aibă o bandă de trecere mai importantă (2 GHz). Reducerea dimensiunilor, în cazul machetei față de camera reală, are ca efect reducerea distanței parcurse de radiația luminoasă și scăderea timpului de propagare. Pornind de la relația $d = c \cdot t$ care leagă distanța (d) de viteza luminii ($c = 3 \cdot 10^8$ m/s) observăm că pentru a putea sesiza o întârziere de 1 ns (rezoluție temporală) este necesar ca radiația să parcurgă o distanță de 30 cm. În cazul machetei diferențele de drum optic pot fi chiar mai mici și deci poate fi necesară o rezoluție temporală chiar mai mică de 1 ns (care corespunde unei frecvențe de 1 GHz). După cum se poate vedea în tabelul 3.1. cu cât rezoluția temporală este mai mică frecvența necesară va fi mai mare. Trebuie să remarcăm că, pentru o rezoluție de 3 cm este necesar un detector cu banda de 10 GHz [MIH3].

Tabel 3.1. Rezoluție temporală - frecvență

Frecvența [GHz]	Rezoluție temporală [ns]	Distanța [cm]
1	1	30
2	0.5	15
3	0.33	10
10	0.1	3

Un alt avantaj important al machetei este că putem estima răspunsul în frecvență pentru o încăpere mobilată sau nemobilată pentru o poziționare oarecare a emițătorului și receptorului.

Trecerea de la machetă la camera reală poate fi făcută cu ajutorul unor relații de proporționalitate, prin intermediul unui factor de scală R [GHI]:

$$R = \frac{x_2}{x_1} = \frac{y_2}{y_1} = \frac{z_2}{z_1} = \frac{x_2(R)}{x_1(R)} = \frac{y_2(R)}{y_1(R)} = \frac{z_2(R)}{z_1(R)} = \frac{x_2(S)}{x_1(S)} = \frac{y_2(S)}{y_1(S)} = \frac{z_2(S)}{z_1(S)} \quad (3.2.)$$

unde x_1, y_1, z_1 sunt dimensiunile machetei, iar $x_1(S), y_1(S), z_1(S)$ și $x_1(R), y_1(R), z_1(R)$ sunt coordonatele emițătorului și receptorului; x_2, y_2, z_2 sunt dimensiunile camerei, iar $x_2(S), y_2(S), z_2(S), x_2(R), y_2(R), z_2(R)$ sunt coordonatele emițătorului și receptorului în interiorul acesteia.

$$R^2 = \frac{\Delta A_2}{\Delta A_1} \quad (3.3.)$$

unde ΔA_1 este aria receptorului utilizat pentru machetă, ΔA_2 este aria receptorului utilizat pentru camera reală.

Răspunsul la impuls obținut pentru calea directă (LOS) are o amplitudine identică pentru machetă și pentru camera reală. În cazul camerei reale este însă decalat în timp cu R , datorită distanțelor mai mari. Pentru componentele răspunsului la impuls obținute în urma reflexiilor, pe lângă scalarea cu R a axei timp, este necesară și o scalare a amplitudinii cu \sqrt{R} [GHI].

Sistemul de măsurare este prezentat mai jos în Fig. 3.8. [LUC3]:

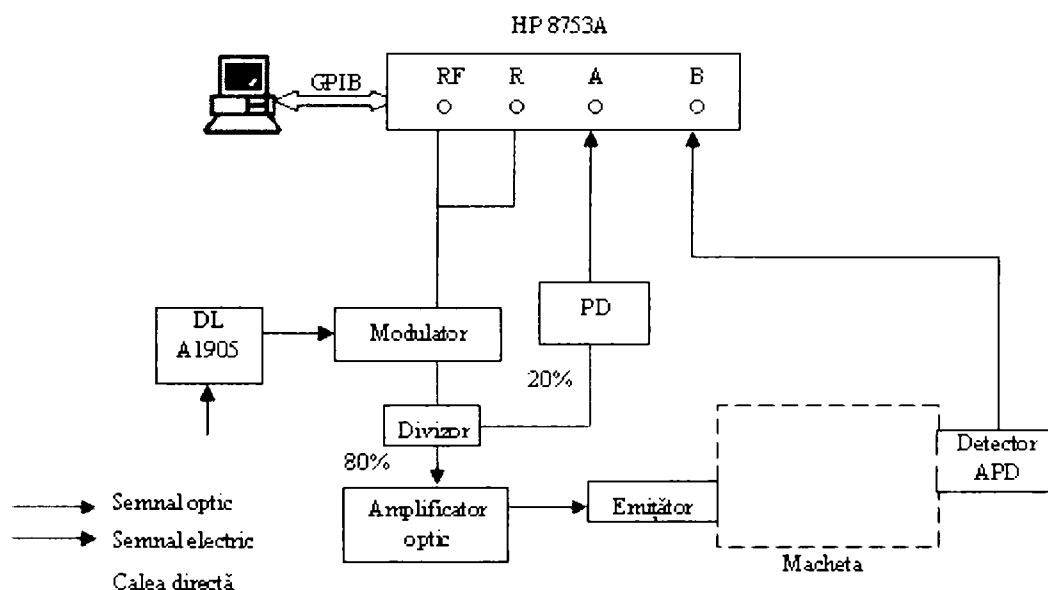


Fig. 3.8. Schema montajului pentru măsurare

Se utilizează un analizor vectorial de rețea (HP 8753A). Acesta generează semnalul în radiofrecvență, necesar modulării semnalului optic și se poate măsura raportul între cele două semnale la o frecvență dată.

Sursa semnalului optic este o diodă laser (A1905) comandată în curent și în temperatură. Pentru măsurarea răspunsului în frecvență al machetei, sursa laser va emite continuu și semnalul optic va fi modulată la o frecvență RF dată. Puterea de ieșire a diodei laser este de 18 mW.

Se va utiliza un modulator în amplitudine care are banda de modulare de până la 10 GHz.

Semnalul de la modulator (ieșirea RF a analizorului) se baleiază între 300 KHz și 3 GHz. Numărul de frecvențe emise (puncte de măsură) se poate modifica între 201 și 801.

Semnalul modulat este divizat astfel: 20% din puterea semnalului va merge la intrarea A de la analizorul vectorial și 80% se va folosi pentru emițător (nu înainte de a fi amplificat de amplificatorul cu putere maximă la ieșire de 27 dBm, adică 500 mW).

Ieșirea de 20% a divizorului de putere de semnal optic este conectată direct la o fotodiodă PIN. Ieșirea electrică de la fotodiodă este conectată la intrarea A de la analizorul vectorial.

La ieșirea amplificatorului, se poziționează un difuzor LSD (Light Shaping Diffuser), produs de Physical Optics Corporation pentru a obține un fascicul difuz cu un unghi de deschidere de 60° (corespunzător unei surse Lambertiene). Macheta (canalul de transmisie) este de dimensiuni reglabile, având dimensiunile proporționale cu dimensiunile unei camere reale al cărei răspuns la impuls vrem să-l măsurăm.

Pentru detectarea semnalului primit, se utilizează un fotodetector Antel și o lentilă pentru a mări suprafața de detecție. Suprafața lentilei este de 380 mm^2 , cu o distanță focală de 2 cm. Fotodetectorul este plasat în planul focal al acestei lentile. El are o suprafața de $0,07 \text{ mm}^2$, o sensibilitate de -33 dBm și o bandă de trecere de 2 GHz. Deschiderea unghiulară a sistemului lentilă - fotodetector este de 40° .

Datele măsurate sunt achiziționate și salvate pe calculator pentru a putea fi apoi prelucrate. Analizorul vectorial este comandat printr-un program HP - VEE (Hewlett Packard - Visual Engineering Environment) utilizându-se panel driver-ul existent. Pentru o achiziție de date cu ajutorul programului HP-VEE se parcurg pașii următori:

Open HP - VEE

File → **New** → **I / O** → **Instrument Manager** → **Find Instruments** → se selectează GPIB7 instrumentul he8753a@716 → **Panel Driver** => apare fereastra de comandă:

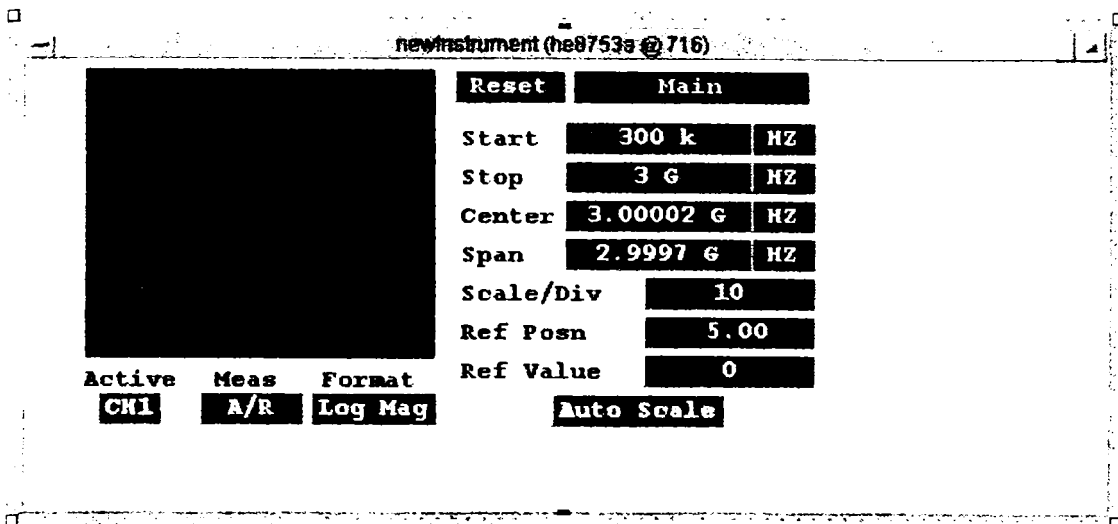


Fig. 3.9. Panel Driver

Așa cum se poate observa din Fig. 3.9. în fereastra de comandă se pot face setările corespunzătoare măsurătorii dorite:

➤ Astfel poate fi stabilită plaja de frecvențe baleiate: frecvența minimă (Start) - frecvența maximă (Stop), de exemplu 300 KHz – 3 GHz.

➤ Deoarece analizorul vectorial este utilizat ca și sintetizator de semnal electric modulator pentru semnalul optic, trebuie programată puterea semnalului modulator. **Main → Stim – Power → RF power dBm**: se alege valoarea (de exemplu am ales 6 dBm).

➤ Un alt parametru care poate fi setat este numărul de puncte de măsură **Main → Stim – Sweep → No. points**: se introduce numărul de puncte (de exemplu 201).

➤ Diferența maximă între frecvența semnalului recepționat și frecvența semnalului de referință **Main → Response → IF Bandwith (Hz)**: se alege valoarea 10.

➤ Se mai poate alege tipul măsurătorii (de exemplu raportul între intrarea A și intrarea de referință R sau raportul între intrarea A și intrarea B).

După alegerea tuturor parametrilor se poate efectua măsurătoarea dorită. Măsurătorile sunt salvate într-un fișier text astfel:

➤ Pentru a plasa **Data Output Area**: se dă click pe zona de culoare albastru deschis din stânga ferestrei de comandă; se tastează Ctrl+A și se selectează din fereastra care apare **Data Array (Real Array)**.

➤ Pentru a plasa **Data Input Area**: **I/O → To → File** și apare fereastra **To File → My File** → Se trece numele fișierului în care se va face achiziția; se salvează ca fișier text.

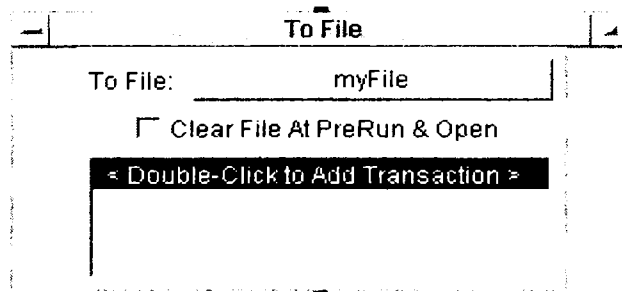


Fig. 3.10. Fereastra To File

Pentru 201 puncte de măsurare în fișierul text se vor înregistra 402 valori. Prima jumătate reprezintă partea reală, iar cea de-a doua jumătate reprezintă partea imaginară. Semnificația acestor date este răspunsul în frecvență al canalului.

$$H(\omega_i) = \text{Re}\{H(\omega_i)\} + j \cdot \text{Im}\{H(\omega_i)\} \quad (3.4.)$$

unde $H(\omega_i) = \frac{A(\omega_i)}{B(\omega_i)}$ este răspunsul la frecvența f_i a canalului, unde A și B reprezintă intrările analizorului vectorial, $i=1, \dots, n$, unde n este numărul de puncte de măsură.

Datele salvate, care reprezintă răspunsul în frecvență al canalului vor fi prelucrate cu ajutorul unui program Matlab pentru a obține răspunsul la impuls al canalului $h(t)$. Interfața corespunzătoare programului Matlab, pe care l-am realizat în acest scop, este prezentată în Anexa A și [LUC4].

În Fig. 3.12., 3.13., 3.15., 3.16., 3.18., 3.19., 3.22., 3.23., 3.24. și 3.25. sunt prezentate răspunsurile la impuls obținute prin măsurare cu ajutorul machetei, utilizând metoda descrisă anterior. Macheta folosită are dimensiunile 55 x 35 x 34 cm care ar corespunde unei camere reale de 5,50 x 3,50 x 3,40 metri pentru un factor de scală $R = 10$ folosit în relațiile (3.2.) și (3.3.) de mai sus. Măsurătorile sunt făcute pentru anumite distanțe emițător - receptor și diferite orientări ale acestora.

Fig. 3.11. arată o situație în care distanța emițător - receptor este de 60 cm, emisia se face fără difuzor, camera este mobilată, avem reflexii multiple. În Fig. 3.12. și Fig. 3.13. se prezintă pentru configurația dată răspunsul în frecvență măsurat și respectiv cel la impuls $h(t)$ obținut din acesta cu programul realizat în Matlab.

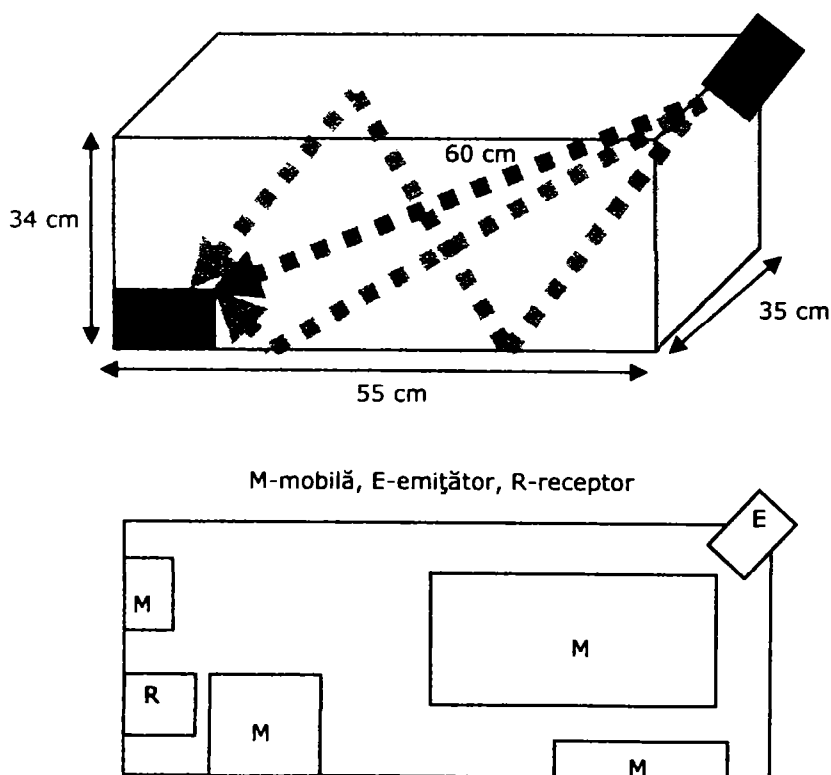


Fig. 3.11. Orientarea emițător-receptor în camera mobilată

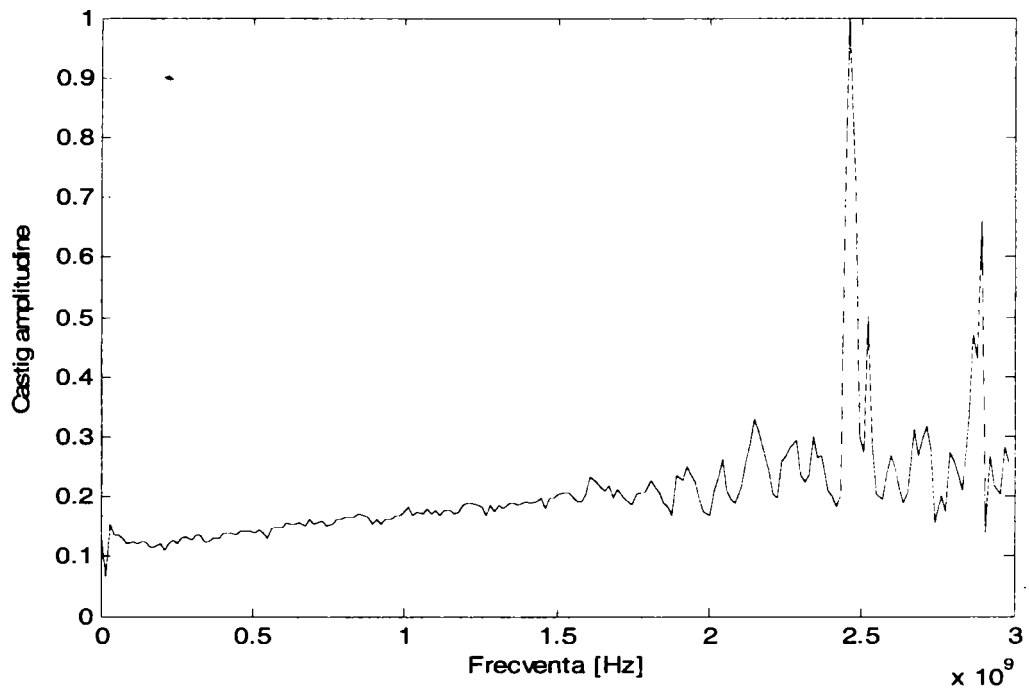


Fig. 3.12. Răspunsul în frecvență măsurat

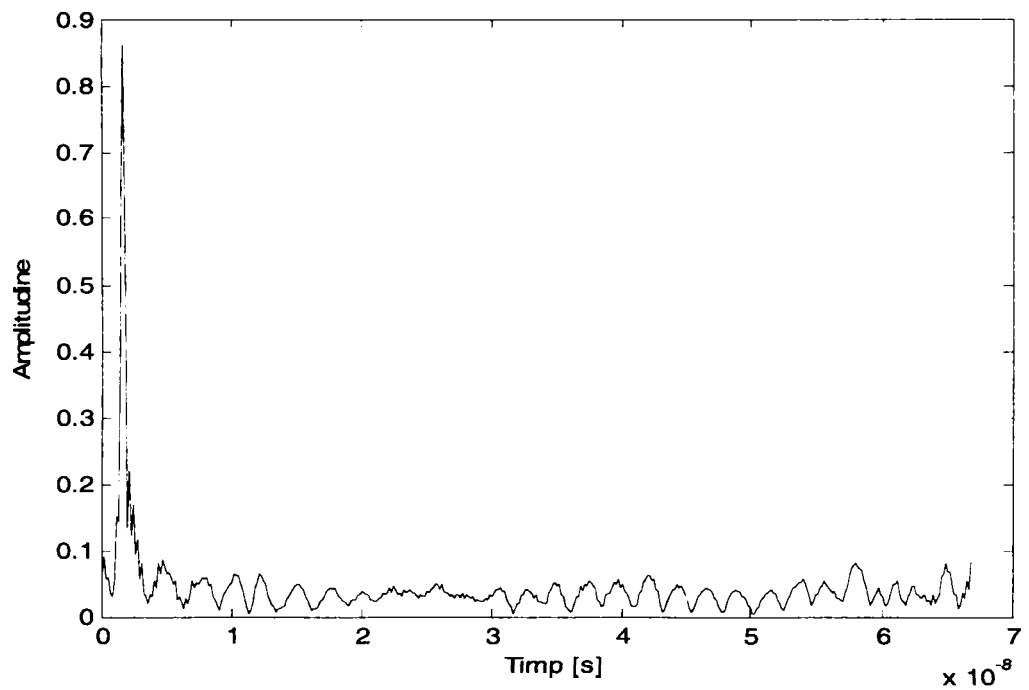
Fig. 3.13. Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat

Fig. 3.14. prezintă o configurație în care distanța emițător – receptor este de 54 cm, emisia se face cu difuzor, camera este nemobilată, are pereții și tavanul de culoare albă și podeaua este acoperită cu un material puternic reflectorizant (staniol). Fig. 3.15. și Fig. 3.16. prezintă răspunsul în frecvență și răspunsul la impuls corespunzătoare configurației date.

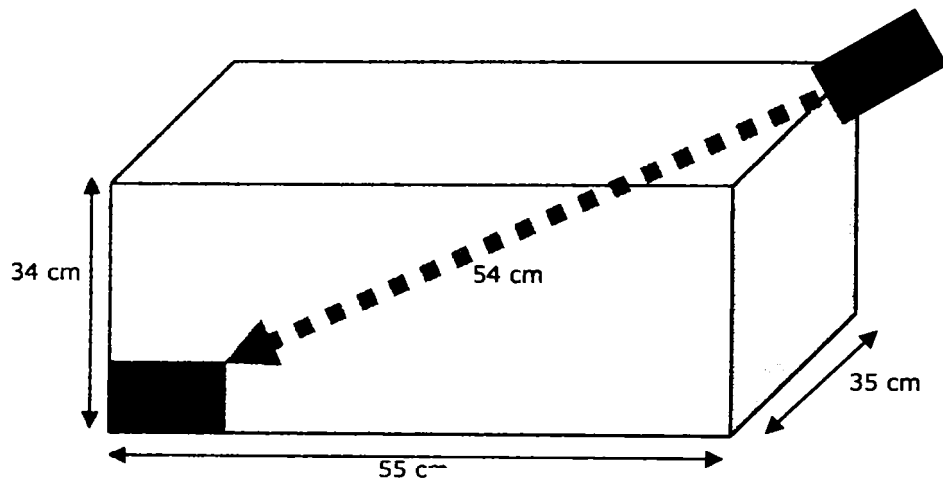


Fig. 3.14. Orientarea emițător-receptor în camera nemobilată

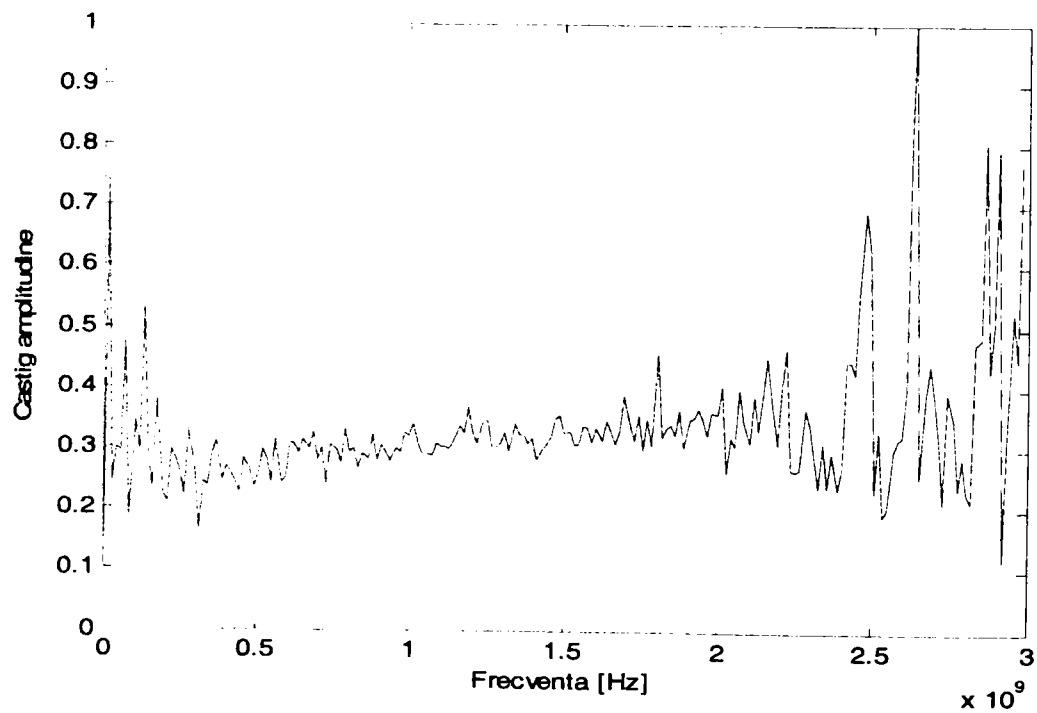


Fig. 3.15. Răspunsul în frecvență măsurat

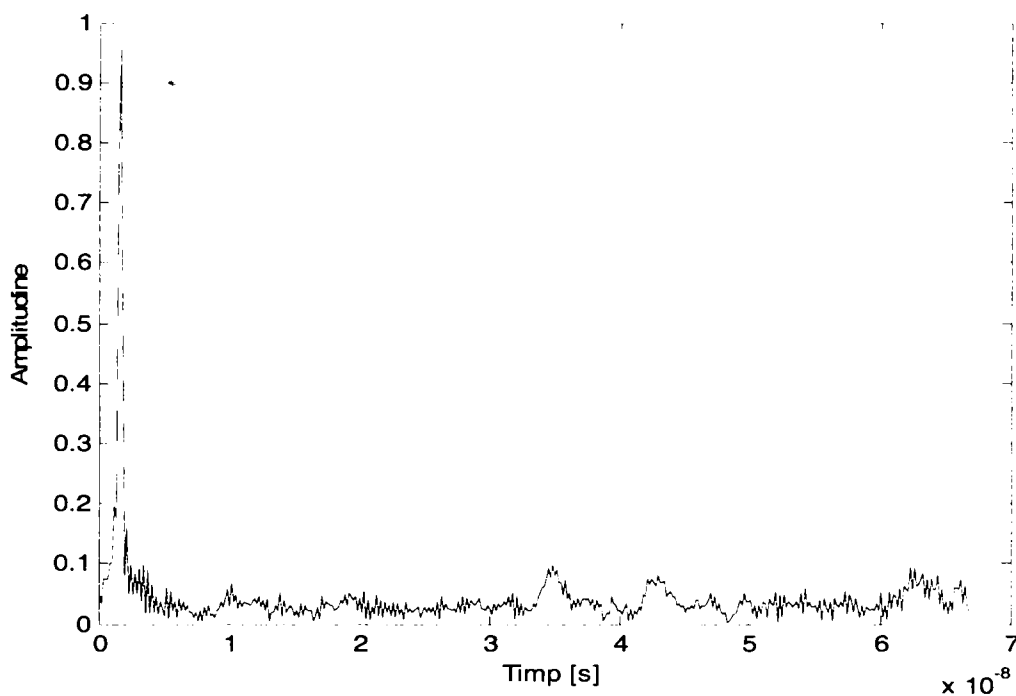


Fig. 3.16. Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat

În Fig. 3.17. distanța emițător – receptor este de 54 cm, emisia se face fără difuzor, camera este mobilată și este de culoare albă. Răspunsul în frecvență măsurat și cel la impuls determinat cu programul Matlab sunt prezentate în Fig. 3.18. respectiv Fig. 3.19.

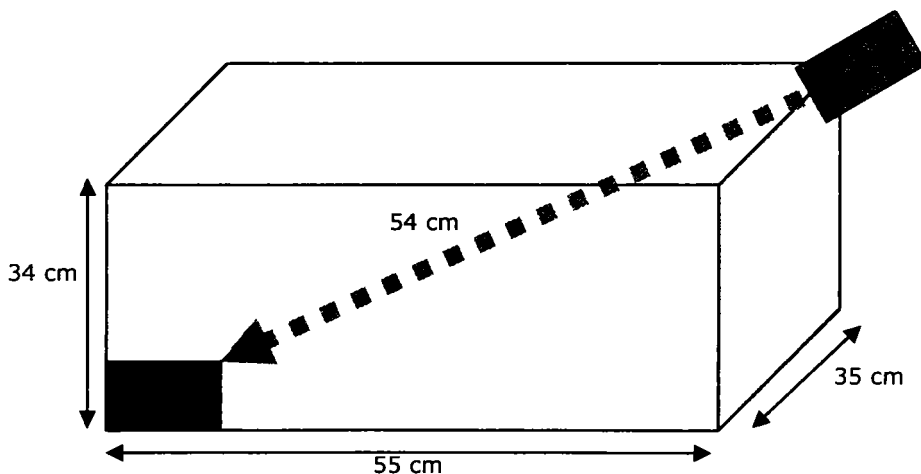


Fig. 3.17. Orientarea emițător-receptor în camera mobilată

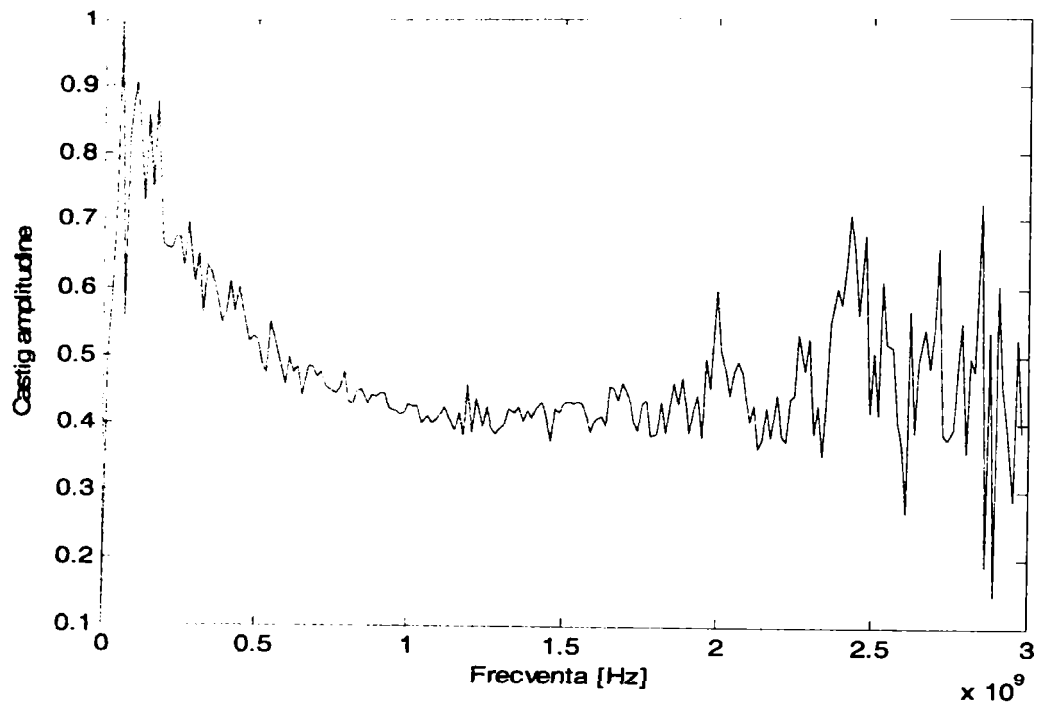
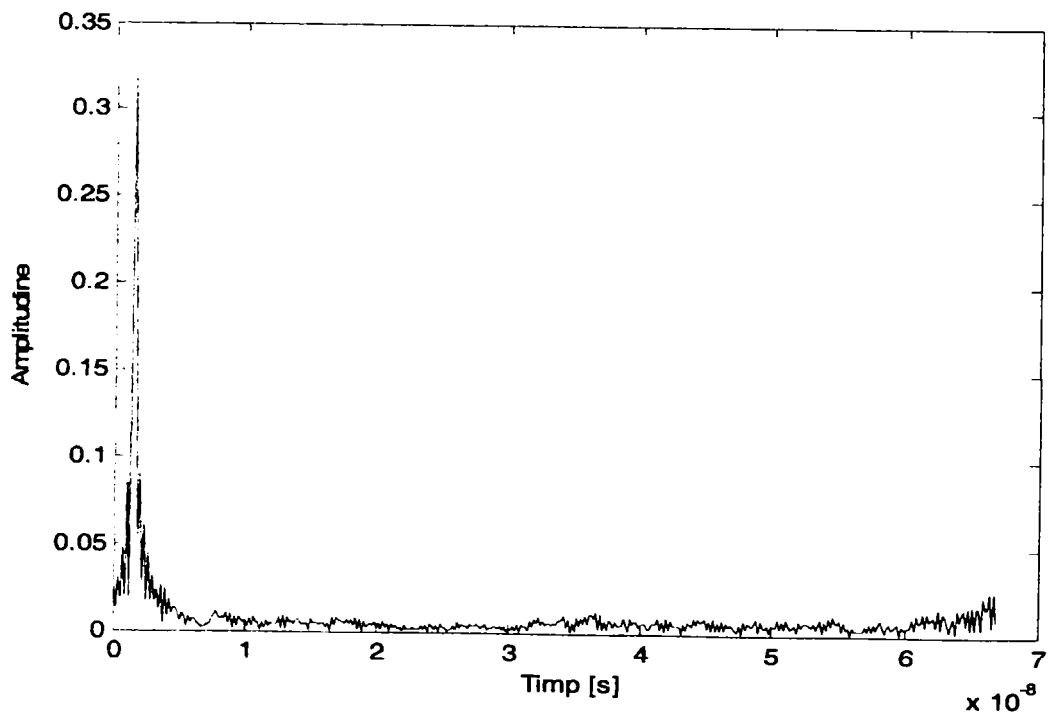


Fig. 3.18. Răspunsul în frecvență măsurat

Fig. 3.19. Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat

Camera nemobilată cu pereții și tavanul de culoare albă și podeaua care este acoperită cu un material puternic reflectorizant (staniol) și în care emisia se face fără difuzor este prezentată în Fig. 3.20. Distanța emițător – receptor este de 60 cm. Avem pornită și o sursă de lumină artificială.

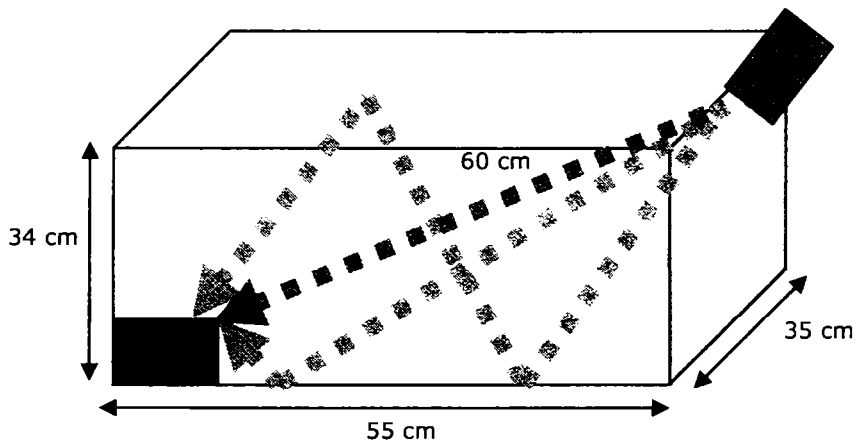


Fig. 3.20. Orientarea emițător-receptor în camera nemobilată

În Fig. 3.22. și Fig. 3.23. avem răspunsul în frecvență măsurat și cel la impuls determinat cu programul Matlab.

Fig. 3.21. prezintă o configurație în care distanța emițător – receptor este de 54 cm, emisia se face cu difuzor, este pornită și o sursă de lumină artificială, camera este mobilată, are pereții și tavanul de culoare albă și podeaua este acoperită cu un material puternic reflectorizant (staniol).

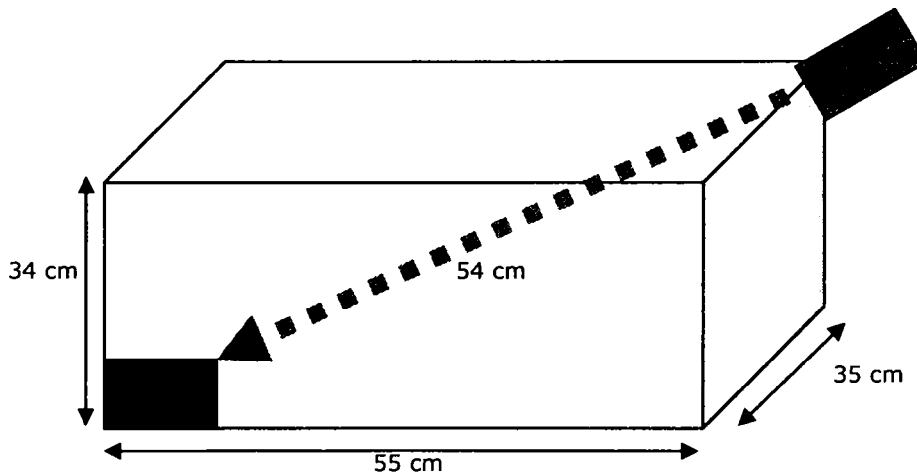


Fig. 3.21. Orientarea emițător-receptor în camera mobilată

Fig. 3.24. și Fig. 3.25. prezintă răspunsul în frecvență și răspunsul la impuls corespunzătoare configurației date.

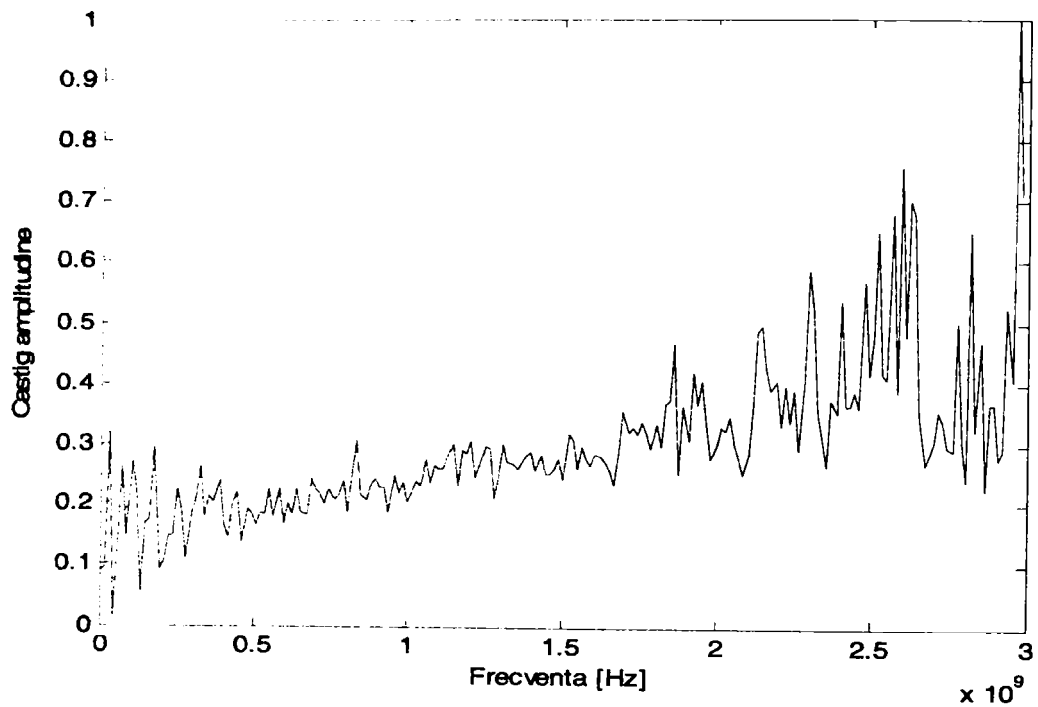
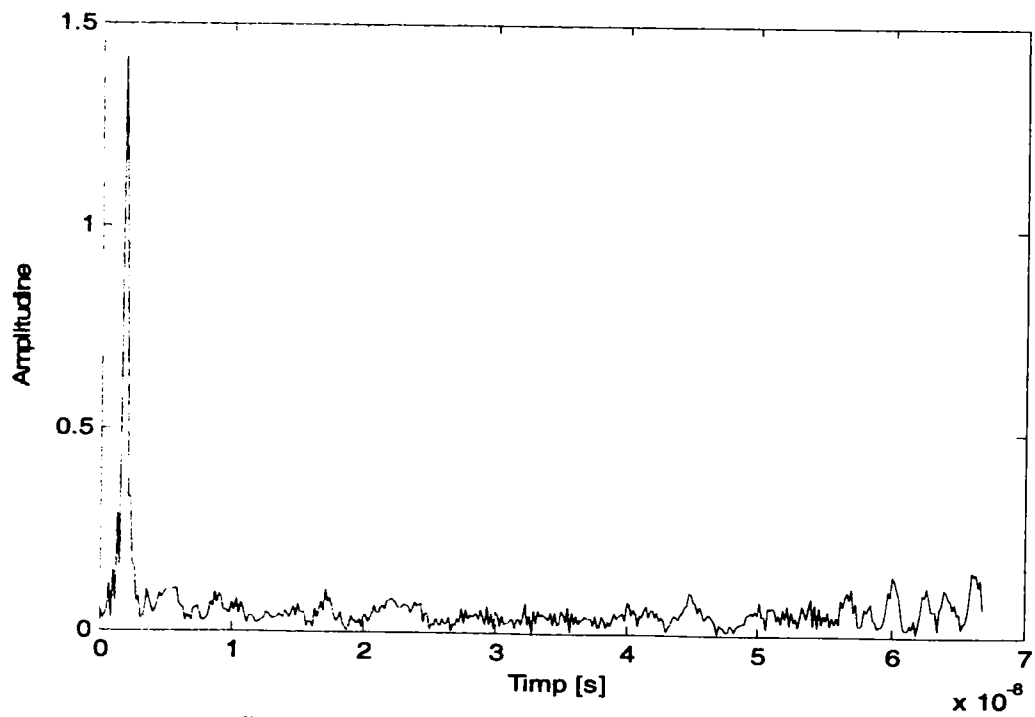


Fig. 3.22. Răspunsul în frecvență măsurat

Fig. 3.23. Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat

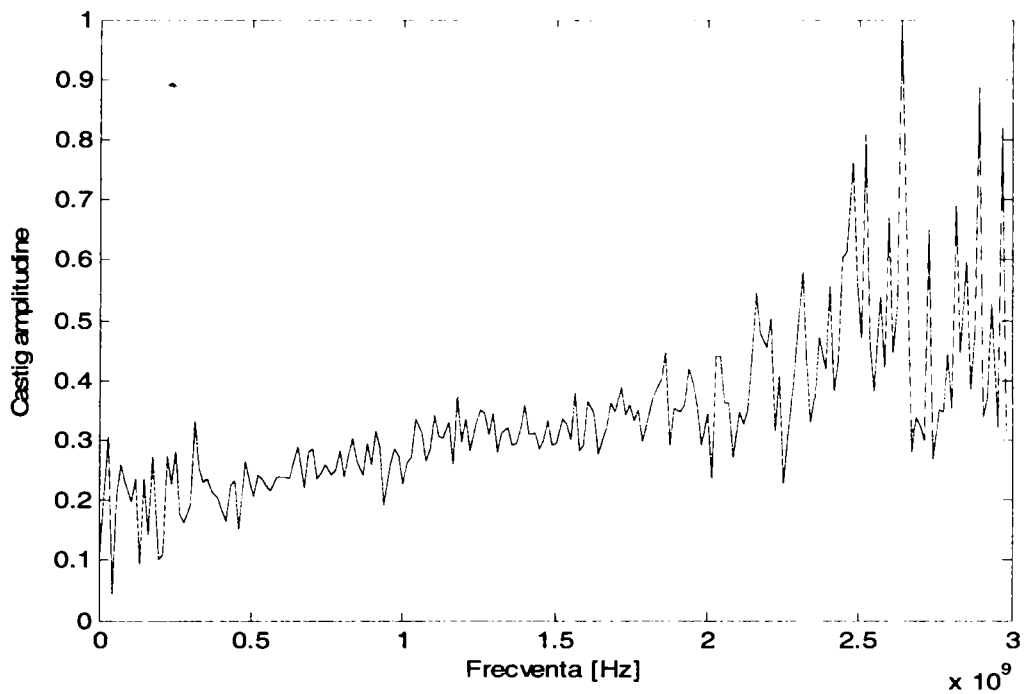
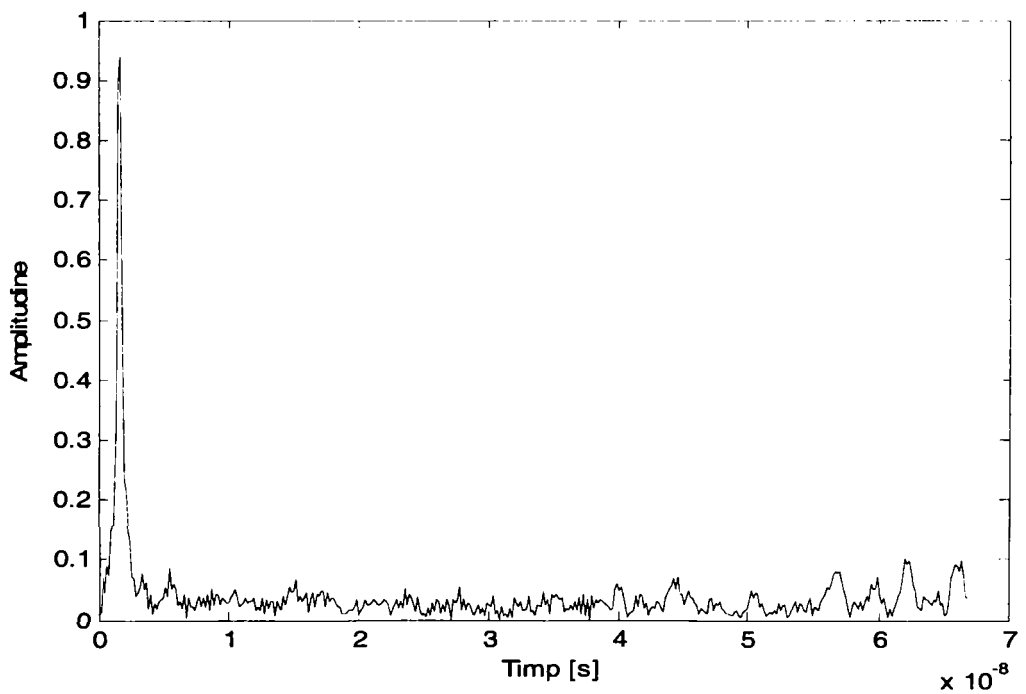


Fig. 3.24. Răspunsul în frecvență măsurat

Fig. 3.25. Răspunsul la impuls $h(t)$, obținut din cel în frecvență măsurat

Metoda de obținere a răspunsului la impuls cu ajutorul machetei este flexibilă în ceea ce privește alegerea dimensiunilor camerei; alegerea materialului din care sunt făcuți pereții, tavanul, podeaua și alegerea tipului de cameră (mobilată sau nemobilată). În cazul măsurătorilor prezentate mai înainte în cadrul acestui paragraf, am utilizat o machetă care avea pereții și tavanul de culoare albă (o situație pe care am considerat-o destul de întâlnită în practică). Pentru podea am utilizat fie un material puternic reflectorizant, fie un material cu o reflectivitate normală. Am efectuat măsurătorile în cazul unei camere mobilate sau nemobilate, pentru a putea dispune (la efectuarea analizelor de performanțe din capitolele următoare) de un răspuns la impuls cât mai apropiat de cel din cazul unei situații reale. De asemenea, am efectuat măsurători și pentru cazul în care o sursă de lumină artificială este pornită în camera respectivă (o situație mai apropiată de cea reală).

3.3. Utilizarea unui program de simulare pentru aproximarea cu filtru FIR a canalului optic de interior fără fir

Metoda prezentată în paragraful 3.2. permite măsurarea răspunsului la impuls pentru o anumită configurație emițător – receptor atât în cazul unei camere goale cât și în cazul unei camere mobilate. Pentru poziții ale emițătorului și receptorului fixe sau o deplasare a acestora pe distanțe mici, canalul nu se schimbă și dispersia multicală este complet caracterizată de răspunsul la impuls $h(t)$ [BAR, CAR1, GHA, KAH2]. Conform rezultatelor pe care le-am obținut în urma studiului prezentat în capitolul 5 paragraful 5.2., o deplasare de până la 0,5 metri nu produce modificări foarte importante ale performanțelor.

Datele referitoare la răspunsurile la impuls, obținute pentru diferite poziții ale receptorului față de emițător, pot fi stocate. Aceste date pot fi folosite ulterior în scopul de a crește performanțele sistemului. Un exemplu ar fi în cazul utilizării metodei cu deconvoluție, prezentată în paragraful 5.1.2. din capitolul 5. Cunoscând poziția la care se află receptorul față de emițător, putem face apel la răspunsul la impuls corespunzător poziției respective și pe baza lui putem găsi răspunsul la impuls invers necesar pentru realizarea deconvoluției.

Am utilizat un program Matlab de simulare pentru aproximarea cu un filtru FIR a răspunsului la impuls măsurat și pentru obținerea pe baza acestuia a răspunsului utilizat în cazul deconvoluției [LUC4].

În Fig. 3.26. - Fig. 3.31. sunt prezentate răspunsurile în frecvență și răspunsurile la impuls corespunzătoare, obținute cu ajutorul programului de simulare FIR.

Rezultatele prezentate în Fig. 3.26., Fig. 3.27. și Fig. 3.28. au rezultat în urma utilizării datelor corespunzătoare configurației emițător – receptor din Fig. 3.11. În cazul poziționării emițător – receptor din Fig. 3.14. am obținut răspunsurile din Fig. 3.29., Fig. 3.30. și Fig. 3.31.

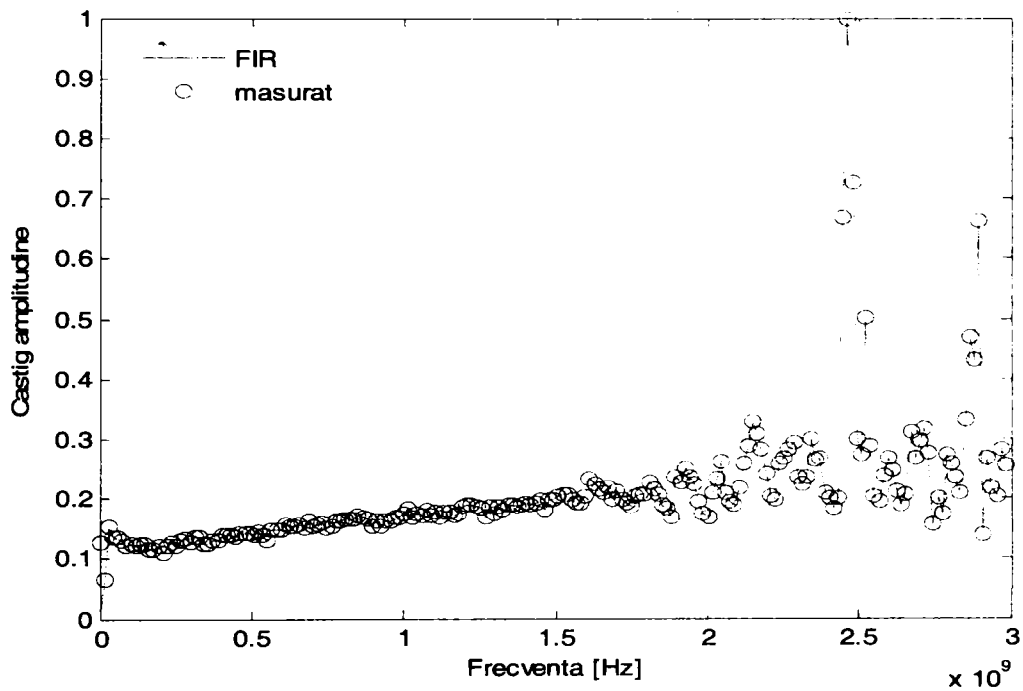
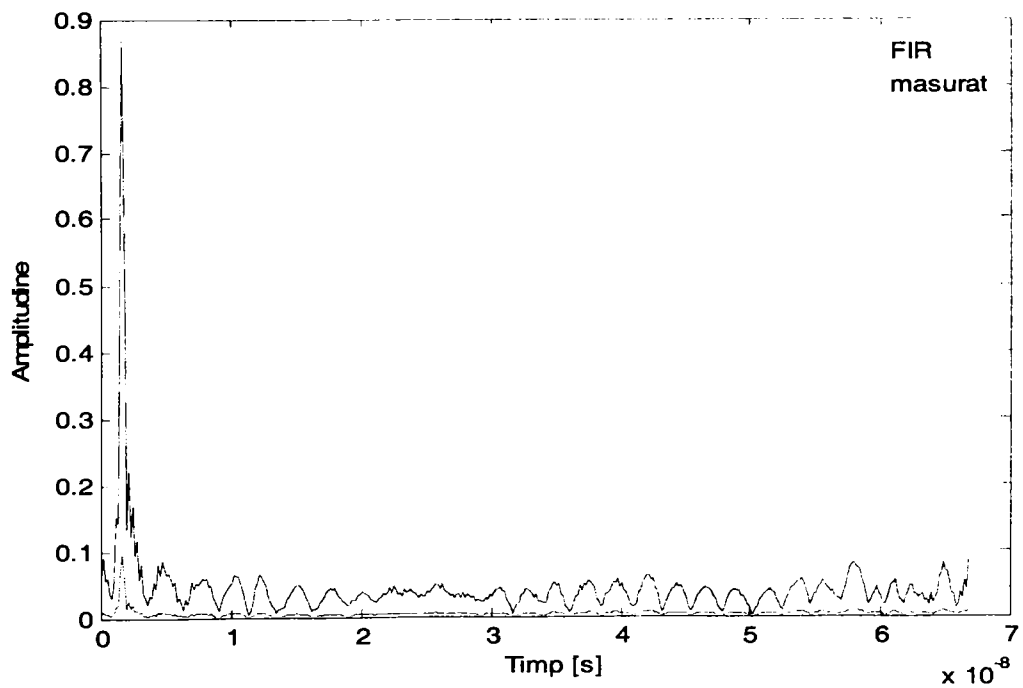
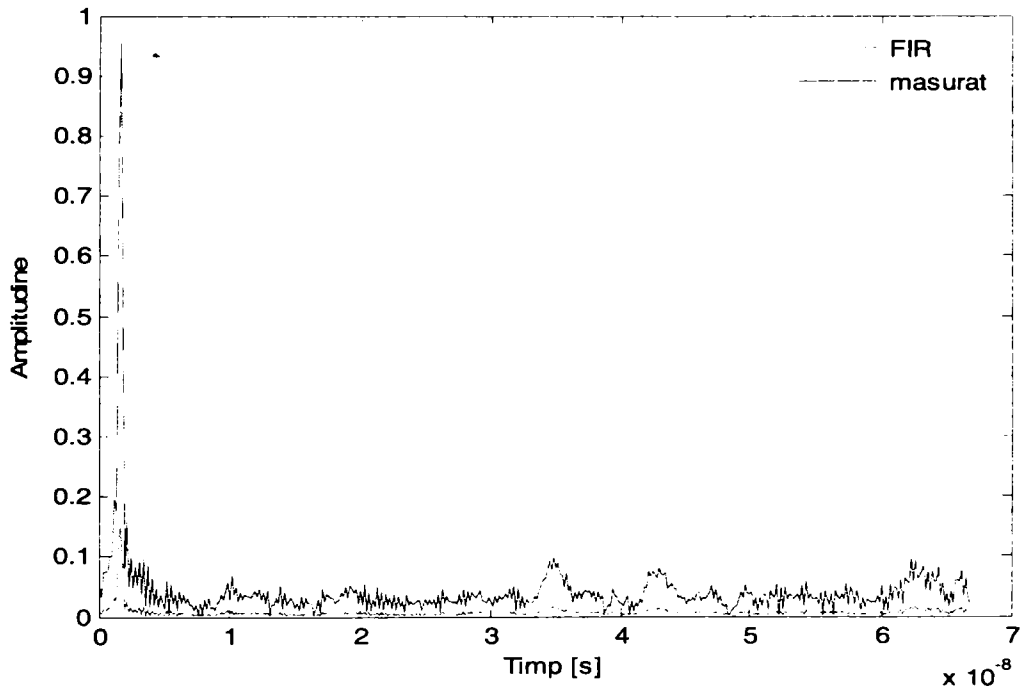
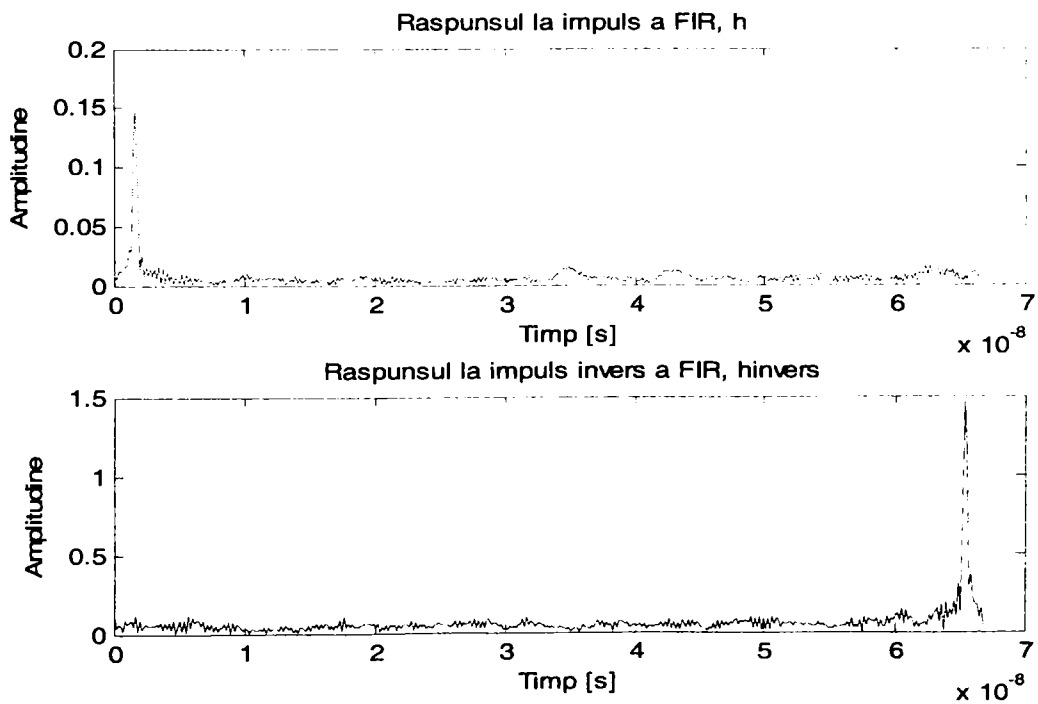


Fig. 3.26. Răspunsul în frecvență

Fig. 3.27. Răspunsul la impuls $h(t)$

Fig. 3.30. Răspunsul la impuls $h(t)$ Fig. 3.31. Răspunsul la impuls $h(t)$ și $h^{-1}(t)$ a FIR

În cadrul acestui capitol au fost prezentate două metode de obținere a răspunsului la impuls al unui spațiu închis: prin simulare și prin măsurare cu ajutorul unei machete. Am prezentat în ultima sa parte și o modalitate de a utiliza, cu ajutorul unui program de simulare pentru aproximarea cu un filtru FIR, un răspuns cunoscut pentru a determina răspunsul la impuls invers necesar în cazul realizării deconvoluției.

În Fig. 3.32. și Fig. 3.33. sunt prezentate comparativ răspunsurile la impuls obținute prin simulare și măsurare. Pentru Fig. 3.32. răspunsul obținut prin măsurare cu ajutorul machetei este cel corespunzător configurației prezentate în Fig. 3.14. Cel obținut prin simulare este pentru o cameră cu o configurație asemănătoare, dar cu dimensiunile de 9 ori mai mari decât în cazul machetei. În Fig. 3.33. este prezentată o lupă de amplitudine pentru graficele din Fig. 3.32.

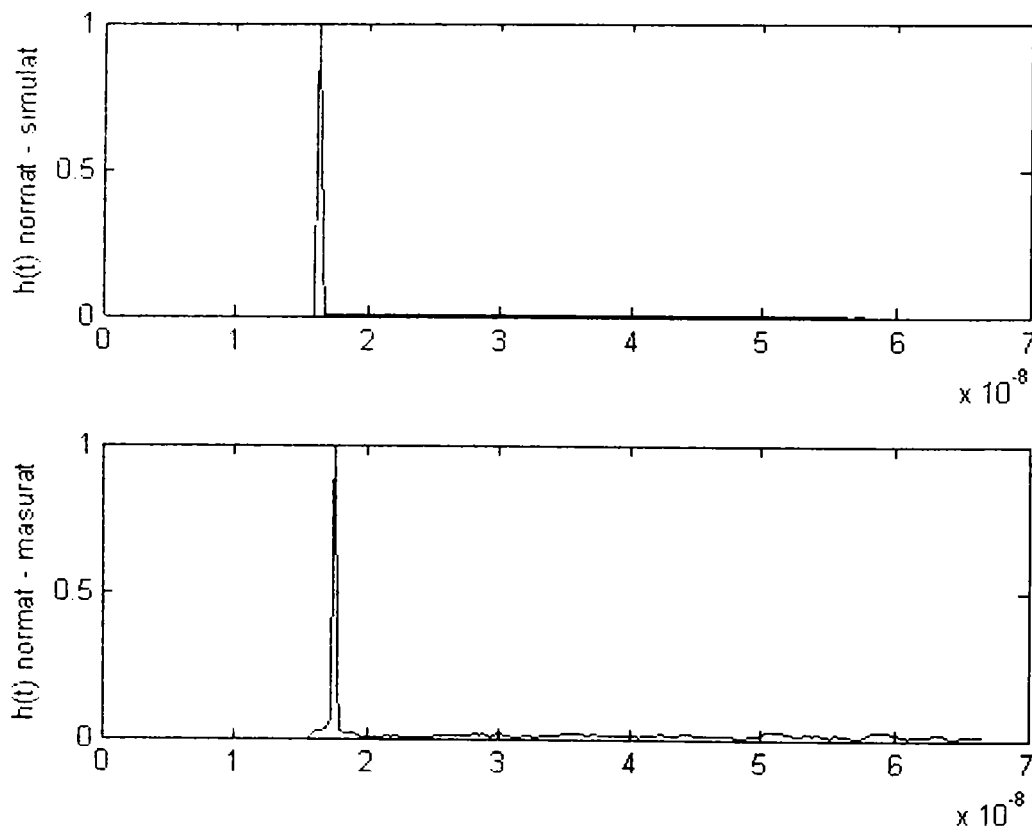


Fig. 3.32. Răspunsul la impuls $h(t)$ simulat și măsurat

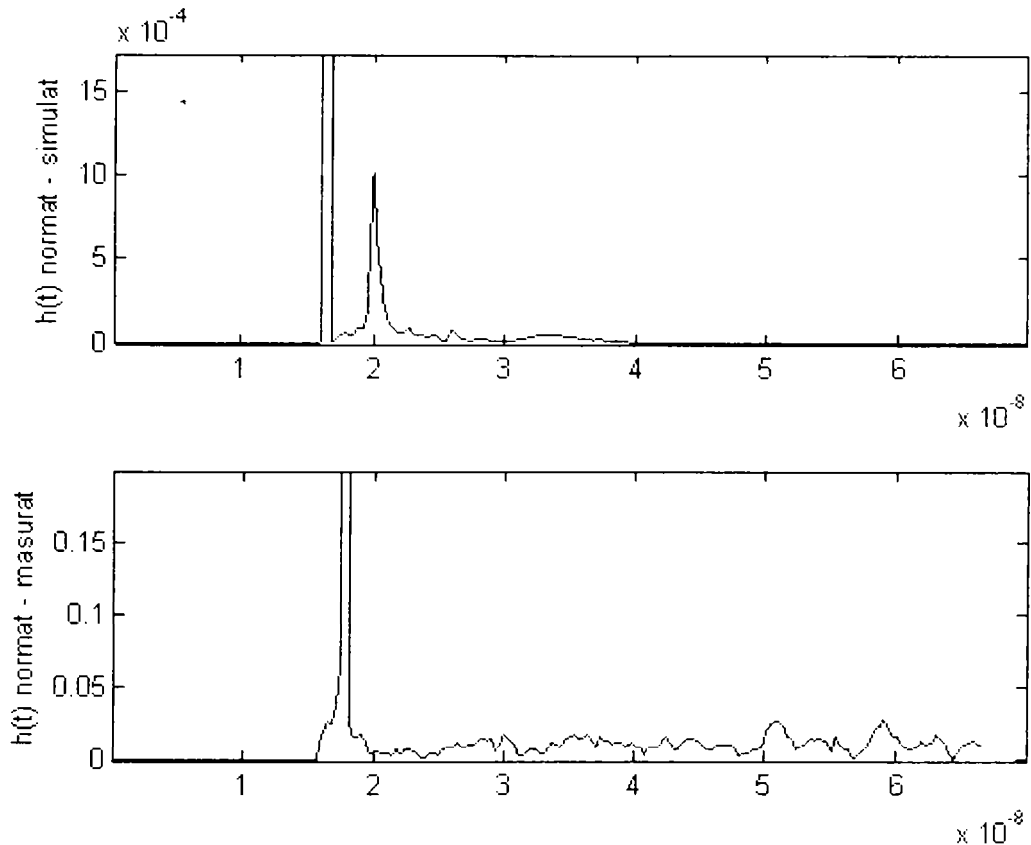


Fig. 3.33. Răspunsul la impuls $h(t)$ simulat și măsurat. Lupă de amplitudine.

Prima metodă de obținere a răspunsului la impuls este cea de simulare a răspunsului cu ajutorul unui program pe calculator, iar cea de a doua metodă ne permite să determinăm prin măsurători cu ajutorul unei machete un răspuns la impuls echivalent al unei camere reale. Ambele metode prezintă o flexibilitate bună în privința posibilității de a alege dimensiunile camerei și coeficienții de reflexie ai suprafețelor.

Metoda de simulare permite un control mai precis al caracteristicilor sursei și receptorului (abscisă, ordonată, altitudine, elevație, azimut) în comparație cu metoda de măsurare cu ajutorul machetei. Un alt avantaj al acestei metode este că ne permite să determinăm influența avută de reflexiile de diferite ordine în impulsul final. De asemenea putem obține răspunsul la impuls global și putem calcula coeficientul de putere al acestuia. Un dezavantaj ar fi că este luată în considerare o cameră goală. Pentru ordine de reflexie mai mari și dimensiuni ale suprafeței elementare mici calculele pot necesita o durată destul de mare de timp ceea ce constituie un alt neajuns.

Spre deosebire de metoda de simulare, metoda de măsurare cu ajutorul machetei permite determinarea răspunsului la impuls în cazul unei camere mobilate sau nemobilate. Dimensiunile machetei fiind mai reduse, distanțele parcurse de lumină sunt mai mici și bilanțul de putere va fi mai bun. Timpul necesar este redus ceea ce constituie un alt avantaj. Un prim dezavantaj este că nu pot fi observate separat influențele reflexiilor de diferite ordine care compun răspunsul global. De

asemenea, datorită dimensiunilor reduse ale machetei sunt necesare detectoare cu o bandă de trecere mai importantă. Pot fi utilizate componente optice (o lentilă în cazul măsurătorilor pe care le-am realizat) care să permită o colectare mai bună a semnalului. Trebuie găsit un compromis între dimensiunea camerei, puterea optică necesară și caracteristicile detectorului (suprafața sa și lățimea de bandă).

Răspunsurile la impuls obținute și prezentate pe parcursul acestui capitol vor fi utilizate în calculele de performanțe efectuate în capitolele următoare.

4. ANALIZA PERFORMANTELOR SISTEMELOR WIRELESS OCDMA CU CODARE SPECTRALĂ ÎN AMPLITUDINE

4.1. Analiza sistemului

Comunicația între utilizatorii din cadrul sistemelor interioare fără fir în infraroșu se poate realiza direct sau indirect prin intermediul unui server de informație, în cazul unui sistem asemănător celui din Fig. 1.1.

Considerăm un sistem de comunicație care folosește ca tehnică de transmisie OCDMA cu codare spectrală în amplitudine. O schemă posibilă a sistemului este prezentată în Fig. 2.19. din capitolul 2.

Emitătorul utilizează modulația OOK (On-Off Keying). Am ales modulația OOK pentru că, dintre toate tehnicile de modulație potrivite pentru legăturile IR fără fir este cea mai simplă de implementat [KAH2, SIN]. OOK NRZ reprezintă un compromis bun între cerințele de putere și cerințele de bandă [KAH2, MAS1]. Pentru OOK NRZ interferența produsă de lămpi incandescente și lămpi fluorescente comandate cu un balast convențional (conventional ballasts) poate fi efectiv atenuată (minimizată) prin combinarea filtrării optice cu o filtrare trece sus, electrică [MOR1, MOR2].

Semnalul optic este transmis spre partea de codare, unde semnalul este descompus în frecvențele componente, prin rețele de difracție și masca de amplitudine. Codul măștii de amplitudine trebuie să fie identic cu cel folosit de utilizatorul destinație. Receptorul va calcula diferența între semnalele recepționate pe fiecare dintre cele două ramuri ale sale, $A(v) - \bar{A}(v)$.

Prin utilizarea unui astfel de sistem, în cazul în care spectrul sursei ar fi plat ortogonalitatea perfectă între utilizatori poate fi obținută și deci interferența datorată celorlalți utilizatori din sistem va fi complet eliminată. Spectrul unui LED nu este însă plat, el poate avea de exemplu o formă gaussiană. Aceasta înseamnă că "1"-rile (din cadrul cuvintelor de cod folosite pentru codarea spectrală în amplitudine) vor apărea ca având valori diferite în funcție de poziția pe care o au de-a lungul spectrului. Din acest motiv, ortogonalitatea perfectă între utilizatori se va pierde și va exista totuși un anumit termen de interferență datorat celorlalți utilizatori din sistem. O modalitate de a contracara acest efect este reducerea lățimii benzii de frecvență, care va fi codată, pentru a fi în partea centrală a spectrului care este mai plată [KAV1, ZAC1, ZAC4].

Performanțele sistemelor optice fără fir sunt afectate de mai multe tipuri de zgomote:

- zgomotul de alicie (shot noise) – datorat fluctuațiilor semnalului
- zgomotul termic (Johnson noise) – datorat agitației termice
- zgomotul luminii ambientale (ambient noise) – produs de surse optice naturale sau artificiale
- interferența datorată accesului multiplu MAI (Multiple Access Interference)

➤ ISI – datorată propagării semnalului pe căi multiple

Măsurători și analize ale zgomotului ambiental produs de surse optice naturale - lumina solară și artificiale - lumina de la lămpi incandescente, lămpi fluorescente comandate cu un balast convențional (conventional ballast) și lămpi fluorescente comandate cu un balast electronic (electronic ballast) au fost prezentate în [CHA, FER, MOR2, TAV, WON]. În cadrul tezei am presupus că zgomotul ambiental poate fi filtrat și nu am luat în considerare acest zgomot.

În continuare este prezentată analiza sistemului [LUC2].

Prin utilizarea modulației OOK sunt transmise impulsuri optice cu o durată de T secunde. Impulsul transmis $x(t)$ este:

$$x(t) = \begin{cases} 1, & \text{daca } 0 < t < T \\ 0, & \text{in rest} \end{cases} \quad (4.1.)$$

Impulsul care ajunge la receptor după trecerea impulsului $x(t)$ prin canalul cu răspunsul la impuls $h(t)$ este exprimat cu ajutorul relației:

$$R(t) = x(t) * h(t) \quad (4.2.)$$

Forma spectrală a sursei se consideră Gaussiană la fel ca în [KAV1, ZAC1, ZAC4]:

$$z_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot \int_{-B/2+i \cdot B/N}^{-B/2+(i+1) \cdot B/N} e^{-f^2/2\sigma^2} df \quad (4.3.)$$

Partea din spectru care va fi codată poate fi redusă, cu ajutorul unui parametru a și este considerată în partea centrală a spectrului care este mai plată:

$$z_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \cdot \int_{-B/2a+i \cdot B/Na}^{-B/2a+(i+1) \cdot B/Na} e^{-f^2/2\sigma^2} df \quad (4.4.)$$

B este lățimea de bandă la 3 dB a sursei, N este lungimea codului, $a = 1$ când se codează lățimea de bandă la 3 dB a sursei iar dacă a crește lățimea de bandă codată se va reduce.

Dacă un utilizator transmite un șir de n biți, puterea semnalului care va fi transmis de un utilizator k se poate scrie:

$$P(t) = \sum_n d_k^n \cdot P_k \cdot x(t - n \cdot T) \quad (4.5.)$$

unde d_k^n - desemnează cel de-al n -lea bit transmis de către utilizatorul k și poate fi 0 sau 1, iar P_k este intensitatea optică medie pentru utilizatorul k (după ce semnalul a fost transmis prin codor).

Acest semnal este transmis spre utilizatori prin canalul optic care are răspunsul la impuls $h(t)$. Receptorul are o structură asemănătoare celei prezentate în Fig. 2.19. din cadrul capitolului 2, deci semnalul recepționat este prelucrat pe

două ramuri care recepționează puteri egale, dar măștile utilizate pe cele două ramuri au modele complementare. Fotocurenții din cele două ramuri ale receptorului depind de intensitățile luminii incidente pe cele două fotodetectoare. Fotocurentul poate fi calculat printr-o relație de forma [MIH1, STE]:

$$y(t) = \frac{\eta q}{hf} \cdot P_i(t) \quad (4.6.)$$

În relația (4.6.) η - este eficiența cuantică a fotodetectorului ; q - este sarcina electronului ($1.6 \cdot 10^{-19}$ C); h - este constanta lui Plank ($6.625 \cdot 10^{-34}$ J · s); mărimea $R_0 = \frac{\eta q}{hf} \left[\frac{A}{W} \right]$ se numește responsivitate și leagă puterea optică incidentă pe fotodetector de curentul fotodetectat.

Semnalul din prima ramură a receptorului este dat de relația:

$$\begin{aligned} z_1(t) &= \left(\sum_n d_k^n \cdot P_{k1} \cdot x(t-n \cdot T) \right) * h(t) = \sum_n d_k^n \cdot P_{k1} \cdot x(t-n \cdot T) * h(t) \\ &= \sum_n d_k^n \cdot P_{k1} \cdot R(t-n \cdot T) \end{aligned} \quad (4.7.)$$

iar cel din cea de-a doua ramură prin relația:

$$\begin{aligned} z_2(t) &= \left(\sum_n d_k^n \cdot P_{k2} \cdot x(t-n \cdot T) \right) * h(t) = \sum_n d_k^n \cdot P_{k2} \cdot x(t-n \cdot T) * h(t) \\ &= \sum_n d_k^n \cdot P_{k2} \cdot R(t-n \cdot T) \end{aligned} \quad (4.8.)$$

Dacă în cadrul sistemului de comunicație sunt K utilizatori activi, semnalul recepționat va fi un semnal egal cu suma semnalelor transmise de acești utilizatori:

$$z_1(t) = \sum_{k=1}^K \sum_n d_k^n \cdot P_{k1} \cdot R(t-n \cdot T) \quad (4.9.)$$

$$z_2(t) = \sum_{k=1}^K \sum_n d_k^n \cdot P_{k2} \cdot R(t-n \cdot T) \quad (4.10.)$$

Semnalele detectate pe o perioadă T se obțin ținând cont de relațiile (4.6.), (4.9.) și (4.10.), iar în cazul detecției celui de-al l -lea bit se poate scrie pentru cele două ramuri:

$$\begin{aligned}
y_1^l &= \frac{\eta q}{hf} \cdot \int_0^T \sum_{k=1}^K \sum_n d_k^n \cdot P_{k1} \cdot R(t-n \cdot T) dt \\
&= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_n d_k^n \cdot P_{k1} \cdot \int_0^T R(t-n \cdot T) dt \\
&= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot P_{k1} \cdot S_n
\end{aligned} \tag{4.11.}$$

$$\begin{aligned}
y_2^l &= \frac{\eta q}{hf} \cdot \int_0^T \sum_{k=1}^K \sum_n d_k^n \cdot P_{k2} \cdot R(t-n \cdot T) dt \\
&= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_n d_k^n \cdot P_{k2} \cdot \int_0^T R(t-n \cdot T) dt \\
&= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot P_{k2} \cdot S_n
\end{aligned} \tag{4.12.}$$

Pentru că $R(t)$ are o întindere în timp LT , mai mulți biți transmiși anterior au influență în cazul detecției bitului l datorită dispersiei multicale.

S_n este amplitudine adimensională recepționată integrată în intervalul $[nT, (n+1)T]$:

$$S_n = \int_{nT}^{(n+1)T} R(t) dt, \quad n = 0, 1, \dots, L-1 \tag{4.13.}$$

Ținând seama de z_i dat în relația (4.4.) vom înlocui P_{k1} și P_{k2} din (4.11.), (4.12.) și dacă considerăm receptorul 1 ca fiind cel dorit vom obține:

$$\begin{aligned}
y_1^l &= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} x_{ki} \cdot S_n \\
&= \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i x_{1i} x_{ki}
\end{aligned} \tag{4.14.}$$

$$\begin{aligned}
y_2^l &= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1 - x_{1i}) x_{ki} \cdot S_n \\
&= \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i (1 - x_{1i}) x_{ki}
\end{aligned} \tag{4.15.}$$

unde x_{1i} și x_{ki} reprezintă al i -lea "chip" (element) din cadrul cuvântului de cod al utilizatorului 1 respectiv al utilizatorului k și pot avea valorile 0 sau 1.

Variabila de decizie z^l la ieșirea receptorului echilibrat al utilizatorului 1 va fi egală cu diferența curenților fotodetecțiți în cele două ramuri:

$$z^l = y_1^l - y_2^l = \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i x_{1i} x_{ki} - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i (1-x_{1i}) x_{ki} \quad (4.16.)$$

Prin dezvoltarea acestei relații rezultă:

$$z^l = \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} d_1^l \cdot S_0 \cdot z_i x_{1i} x_{1i} - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} d_1^l \cdot S_0 \cdot z_i (1-x_{1i}) x_{1i} + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} x_{1i} - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1-x_{1i}) x_{1i} + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} x_{ki} - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1-x_{1i}) x_{ki} \quad (4.17.)$$

Dacă ținem seama de faptul că x_i poate lua doar valori de 0 și 1 și că $(1 - x_{1i})$ este complementul lui x_{1i} , (vezi relația (2.6.) din capitolul 2) obținem:

$$z^l = \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \cdot d_1^l \cdot S_0 \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} x_{ki} - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1-x_{1i}) x_{ki} \quad (4.18.)$$

Primii doi termeni din relația (4.18.) sunt rezultatul recepționării de către utilizatorul 1 a semnalului destinat lui, iar termenii trei și patru se datorează celorlalți utilizatori din cadrul sistemului.

Dacă se notează:

$$a = \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} - \text{cât din intensitatea optică avem după codor} \quad (4.19.)$$

$$b_k = \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} x_{ki} - \text{cât din intensitatea optică avem după} \quad (4.20.)$$

codor și decodorul de pe ramura 1

$$c_k = \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1-x_{1i}) x_{ki} - \text{cât din intensitatea optică avem după} \quad (4.21.)$$

codor și decodorul de pe ramura 2

$$N_0 = \frac{\eta P_0 S_0}{hf} - \text{număr de fotoni recepționat} \quad (4.22.)$$

relația (4.18.) poate fi rescrisă sub forma:

$$z^l = N_0 q d_1^l a + N_0 q a \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot \frac{S_n}{S_0} + N_0 q \sum_{n=0}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} \sum_{k=2}^K d_k^{l-n} (b_k - c_k) \quad (4.23.)$$

Dacă spectrul este plat adică coeficienții z_i sunt egali ultimul termen care include interferența datorată celorlalți utilizatori va dispărea și interferența va fi complet eliminată.

Observație: Performanțele sistemului sunt afectate pe lângă zgomotul de interferență și de zgomotul de alicie (shot noise) și de cel termic, care sunt luate în considerare în relația (4.25.).

Utilizând aproximarea Gaussiană pentru variabila de decizie este suficientă găsirea mediei și dispersiei variabilei de decizie z^l pentru determinarea probabilității de eroare [KAV1, ZAC1, ZAC4]:

$$\eta_z = N_0 q d_1^l a + \frac{N_0 q a}{2} \sum_{n=1}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} + \frac{N_0 q}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} \sum_{k=2}^K (b_k - c_k) \quad (4.24.)$$

$$\begin{aligned} \sigma_z^2 = & N_0 d_1^l a + \frac{N_0 a}{2} \sum_{n=1}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} + \frac{N_0}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} \sum_{k=2}^K (b_k + c_k) \\ & + \left(\frac{N_0 a}{2}\right)^2 \sum_{n=1}^{L-1} \left(\frac{S_n}{S_0}\right)^2 + \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \sum_{n=0}^{L-1} \left(\frac{S_n}{S_0}\right)^2 \sum_{k=2}^K (b_k - c_k)^2 + \sigma_{th}^2 \end{aligned} \quad (4.25.)$$

Zgomotul termic este dat de relația [KIA, KWO, SAH]:

$$\sigma_{th}^2 = \frac{2 \cdot K_B \cdot T_0 \cdot T}{R_i \cdot q^2} \quad (4.26.)$$

unde K_B – constanta lui Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T_0 – temperatura în Kelvin, T – timpul de transmisie de bit, R_i – rezistența de intrare.

Termenul al treilea din relația (4.25.) provine din faptul că zgomotele de alicie produse de cele două fotodectoare sunt independente [KAV1, ZAC4].

Probabilitatea de eroare este dată de o relație de forma:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{N_0 a}{2\sqrt{2}\sigma_z} \right) \quad (4.27.)$$

În Anexa B este prezentat modul de calcul al probabilității de eroare.

4.2. Rezultatele obținute prin simulare

În Fig. 4.1., Fig. 4.2., Fig. 4.3. și Fig 4.4. poate fi observată probabilitatea de eroare în funcție de puterea care ajunge la receptor, pentru un anumit număr de utilizatori activi în cadrul sistemului. Lungimea secvențelor-m utilizate ca secvențe de cod este $N = 127$ în cazul Fig 4.1. și Fig 4.3., iar pentru Fig. 4.2. și Fig. 4.4. este $N = 511$. Rata de transmisie de bit este considerată de 25 Mb/s, pentru toate cele patru figuri.

Poziționarea în interiorul camerei de 5x5x3 metri este următoarea: emițător 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptor 1x1x1 metri, acesta fiind orientat tot în sus. Deci răspunsul la impuls $h(t)$, utilizat pentru această configurație difuză, este cel din Fig. 3.5. capitolul 3.

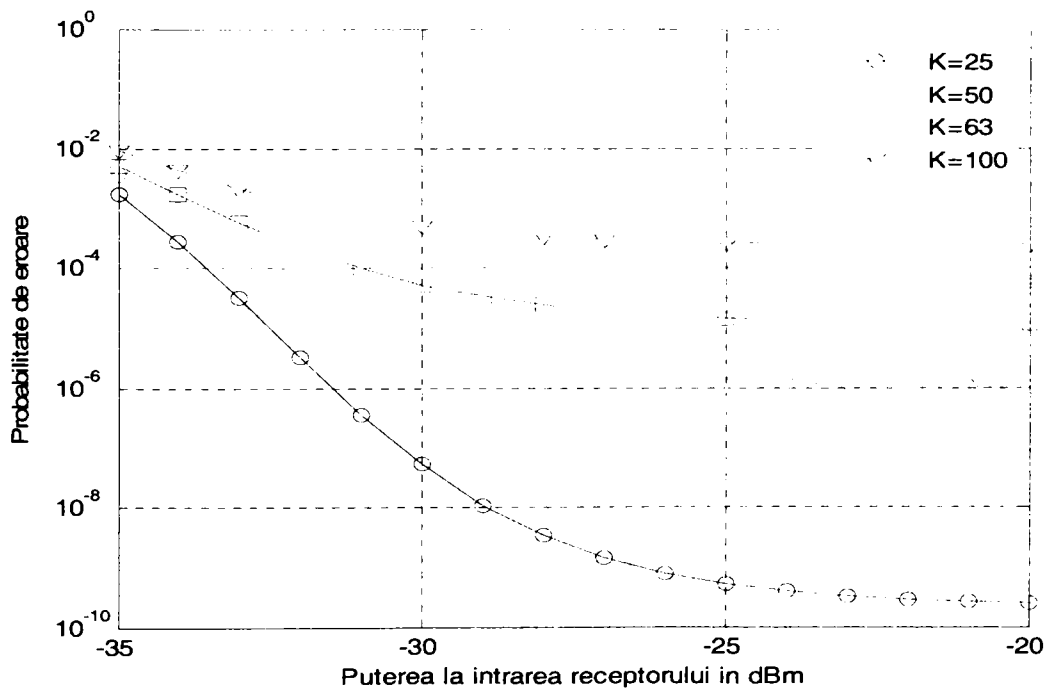


Fig. 4.1. BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 127$, $a = 1$, $R_b = 25$ Mb/s.

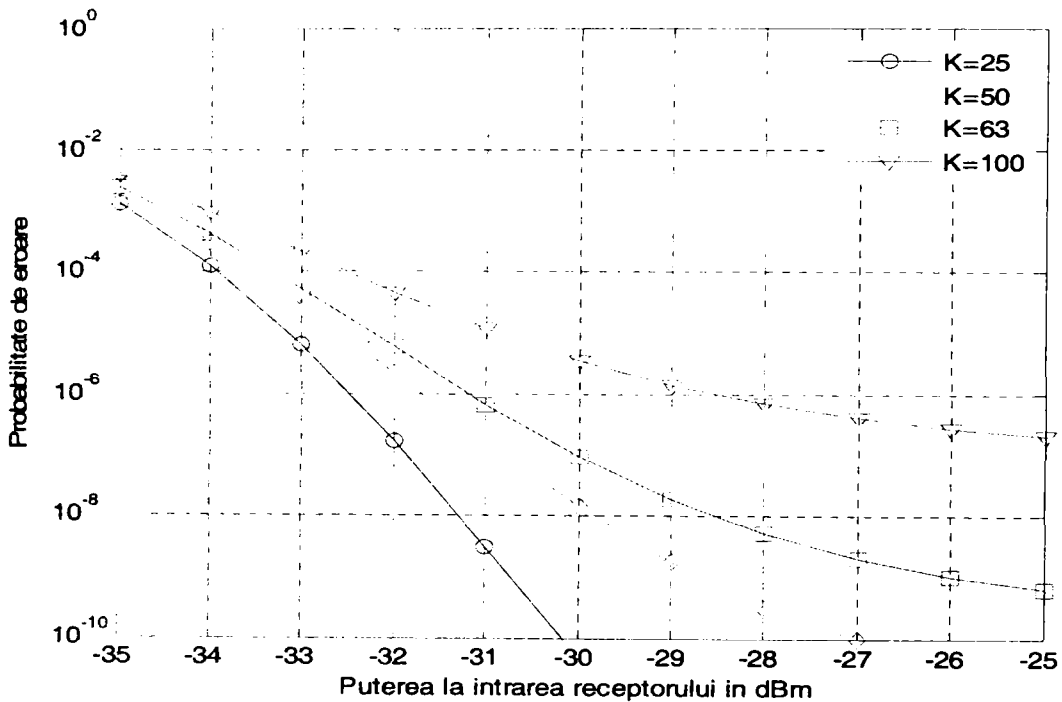


Fig. 4.2. BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 511$, $\sigma = 1$, $R_b = 25$ Mb/s.

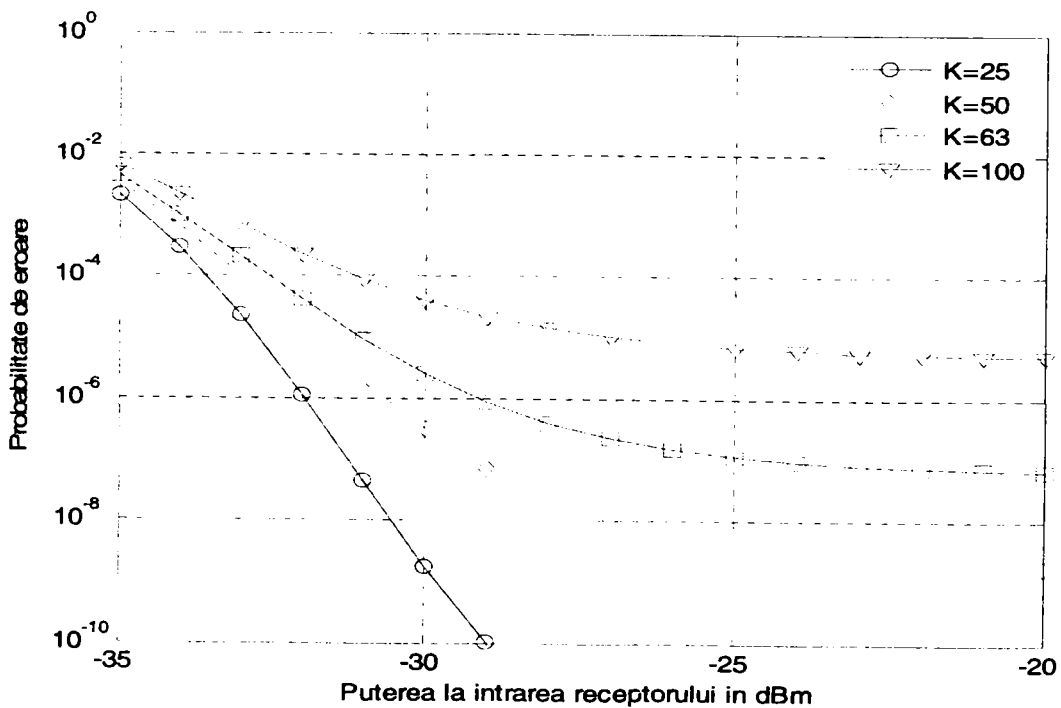


Fig. 4.3. BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s.

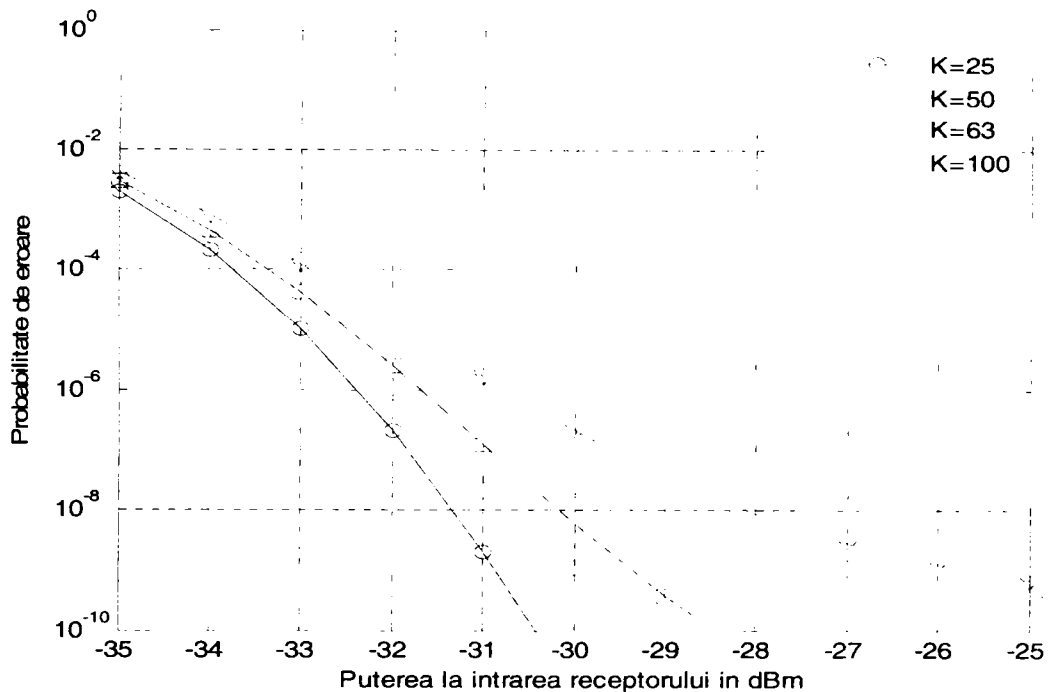


Fig. 4.4. BER în funcție de puterea la receptor. Difuză, $N = 511$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s.

Așa cum se poate observa din figurile anterioare și cum de altfel era de așteptat, probabilitatea de eroare crește o dată cu creșterea numărului de utilizatori activi din cadrul sistemului.

Prin utilizarea unor secvențe de cod cu o lungime mai mare, de exemplu secvențe-m de lungime $N = 511$, așa cum se observă în Fig. 4.2. probabilitatea de eroare scade pentru un număr de utilizatori egal cu cel din cazul unor secvențe de cod de lungime mai mică (Fig. 4.1., $N = 127$).

Pentru secvențe de cod de lungime $N = 127$ în cazul existenței a 25 de utilizatori activi în sistem o rată a erorii, BER de 10^{-9} se obține pentru o putere de aproximativ -27 dBm. Pentru 50 utilizatori, BER este limitată la aproximativ 10^{-6} , pentru 63 utilizatori la 10^{-5} , în timp ce dacă sunt 100 utilizatori activi BER este mai slabă de 10^{-4} (vezi Fig. 4.1.).

Dacă se utilizează secvențe de cod de lungime $N = 511$ obținem BER de 10^{-9} în cazul a 25 utilizatori activi pentru o putere de aproximativ -30,5 dBm. Pentru o putere de -27 dBm, cum era cazul pentru $N = 127$, BER este chiar mai mică de 10^{-10} . BER poate fi 10^{-9} și pentru 50 sau 63 de utilizatori activi în cadrul sistemului pentru puteri receptionate de până la -25 dBm, iar pentru 100 de utilizatori la o putere de -25 dBm BER se apropie de 10^{-7} (vezi Fig. 4.2.).

În Fig. 4.3. și Fig. 4.4. banda codată este redusă adică parametrul α din relația (4.4.) are valoarea $\alpha = 1,15$ și nu valoarea $\alpha = 1$ ca în situația prezentată pentru Fig. 4.1. și Fig. 4.2, restul parametrilor rămânând la fel. Reducerea benzii considerate este cu aproximativ 13%. Se poate observa că, în cazul reducerii benzii codate (deci un spectru codat mai plat așa cum am discutat mai înainte în acest capitol) performanțele sistemului se îmbunătățesc.

Performanțele depind însă și de configurația aleasă și de poziția emițătorului și a receptorului, în funcție de acestea modificându-se cantitatea de putere recepționată și răspunsul la impuls.

În cazul unei configurații LOS probabilitatea de eroare poate fi observată în Fig. 4.5., Fig. 4.6., Fig. 4.7. și Fig. 4.8. Camera are dimensiunile 5x5x3 metri. Emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos, iar receptorul la 0,5x1x0 metri orientat în sus. Răspunsul la impuls $h(t)$, utilizat pentru determinarea BER în această configurație LOS este prezentat în Fig. 3.2. din capitolul 3.

Rata de transmisie de bit este considerată de 25 Mb/s, pentru toate cele patru figuri.

Lungimea secvențelor-m utilizate ca secvențe de cod este $N = 127$ în cazul Fig 4.5. și Fig 4.7., iar pentru Fig. 4.6. și Fig. 4.8. este $N = 511$.

În Fig. 4.5. și Fig. 4.6. valoarea lui $\sigma = 1$, în timp ce în Fig. 4.7. și Fig. 4.8. banda codată este redusă $\sigma = 1,15$.

Se poate observa din nou, că prin reducerea benzii codate se poate ajunge la o creștere a performanțelor de eroare. Aceasta face ca, pentru pozițiile emițătorului și receptorului luate în considerare în cazul de față, utilizând secvențe de cod de lungime $N = 511$ să obținem BER de 10^{-9} chiar și în prezența a 100 de utilizatori activi în sistem. Puterea necesară la recepție fiind în jurul valorii de -28,5 dBm (vezi Fig. 4.8.).

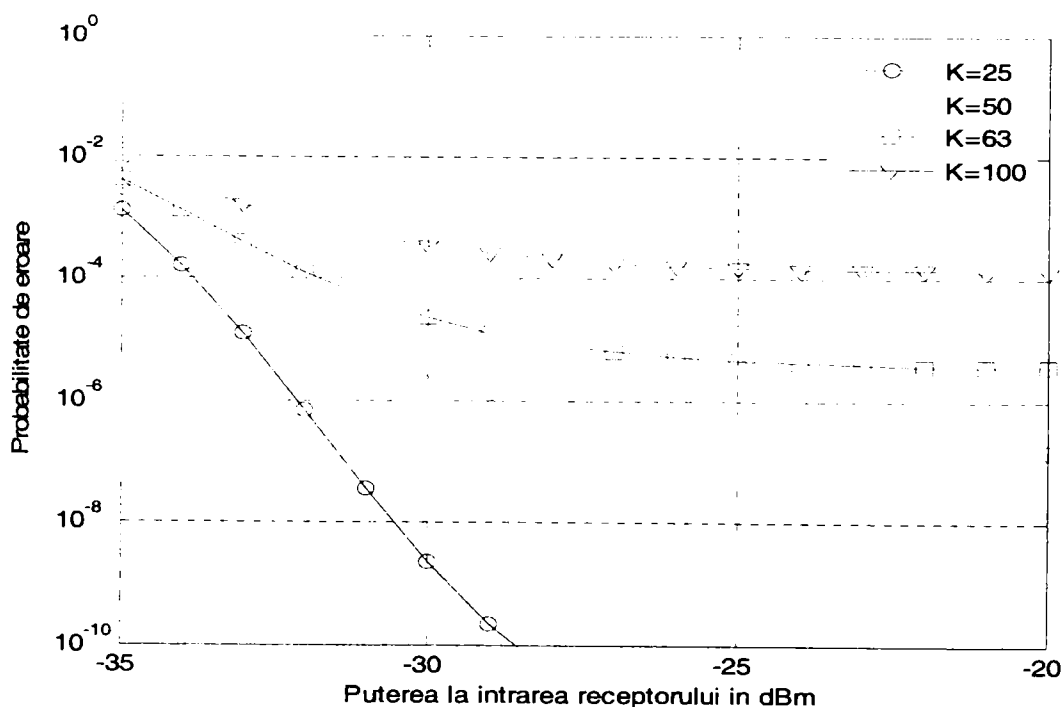


Fig. 4.5. BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 127$, $\sigma = 1$, $R_b = 25$ Mb/s.

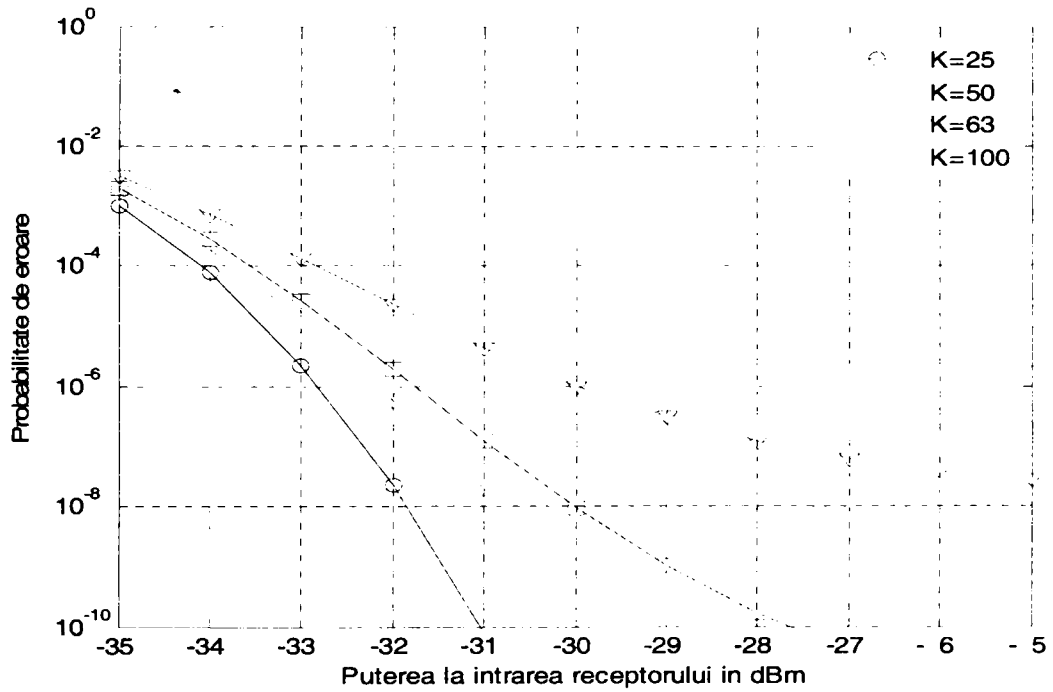


Fig. 4.6. BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 511$, $a = 1$, $R_b = 25$ Mb/s.

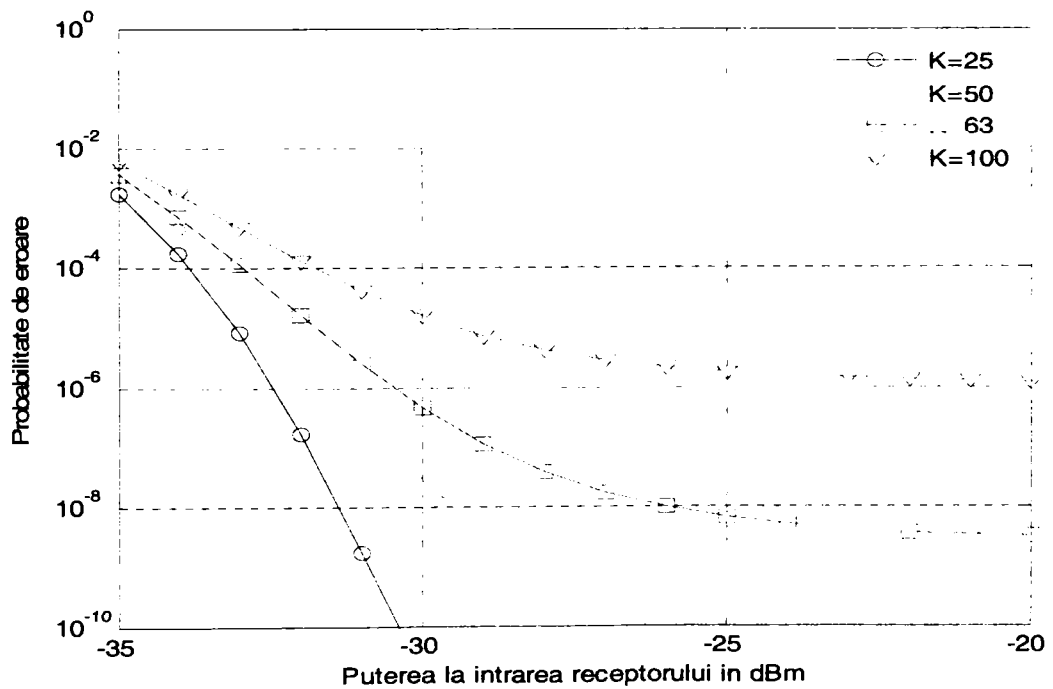


Fig. 4.7. BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 127$, $a = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s.

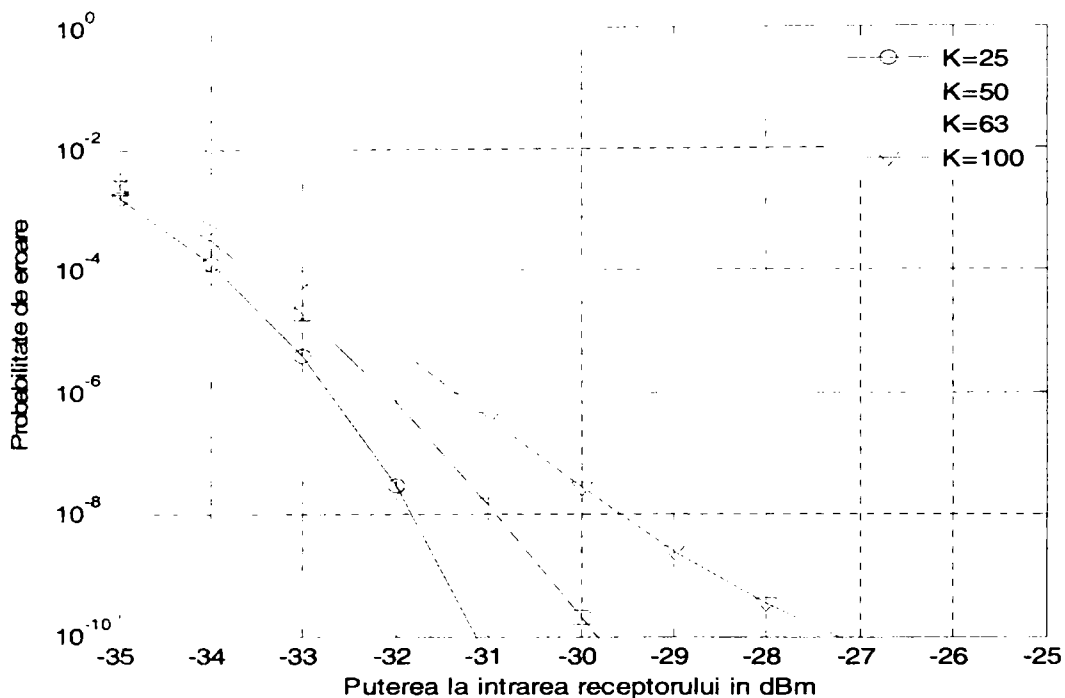


Fig. 4.8. BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 511$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s.

Pentru o rată de transmisie de bit cu valoarea 100 Mb/s probabilitatea de eroare este redată în Fig. 4.9. și Fig. 4.10.

Camera are 5x5x3 metri. Suntem în cazul unei configurații LOS cu emițătorul plasat la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos, iar receptorul la 1x2,5x1 metri orientat în sus. Răspunsul la impuls $h(t)$, este cel prezentat în Fig. 3.3. din capitolul 3.

În Fig. 4.9. secvențele de cod utilizate sunt secvențe-m de lungime $N = 127$, iar în Fig. 4.10. secvențe-m de lungime $N = 511$.

În ambele figuri, parametrul σ utilizat pentru reducerea benzii codate, astfel încât să fim în regiunea mai plată a spectrului, are valoarea $\sigma = 1,15$.

Cum era de așteptat prin creșterea ratei de bit de la 25 Mb/s la 100 Mb/s BER se modifică în sensul scăderii performanțelor sistemului. Totuși, pentru secvențe de cod de lungime $N = 511$, un BER de 10^{-9} se poate încă obține chiar și pentru 100 utilizatori activi, însă sunt necesare la recepție puteri mai mari (-25 dBm, Fig. 4.10.) față de cazul cu 25 Mb/s (-28,5 dBm, Fig. 4.8).

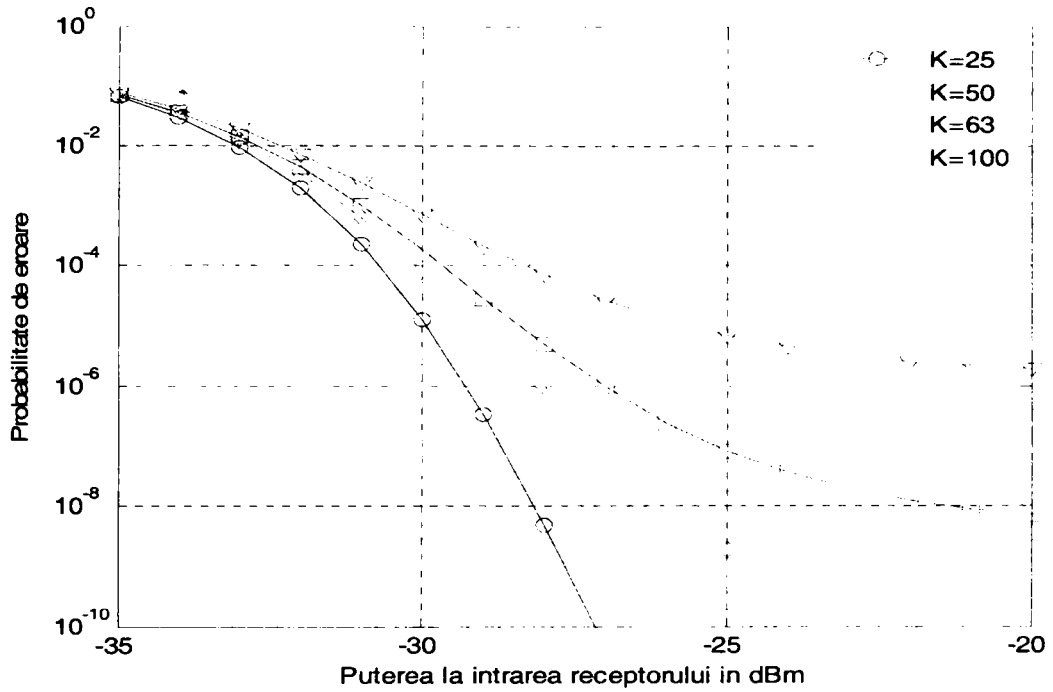


Fig. 4.9. BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

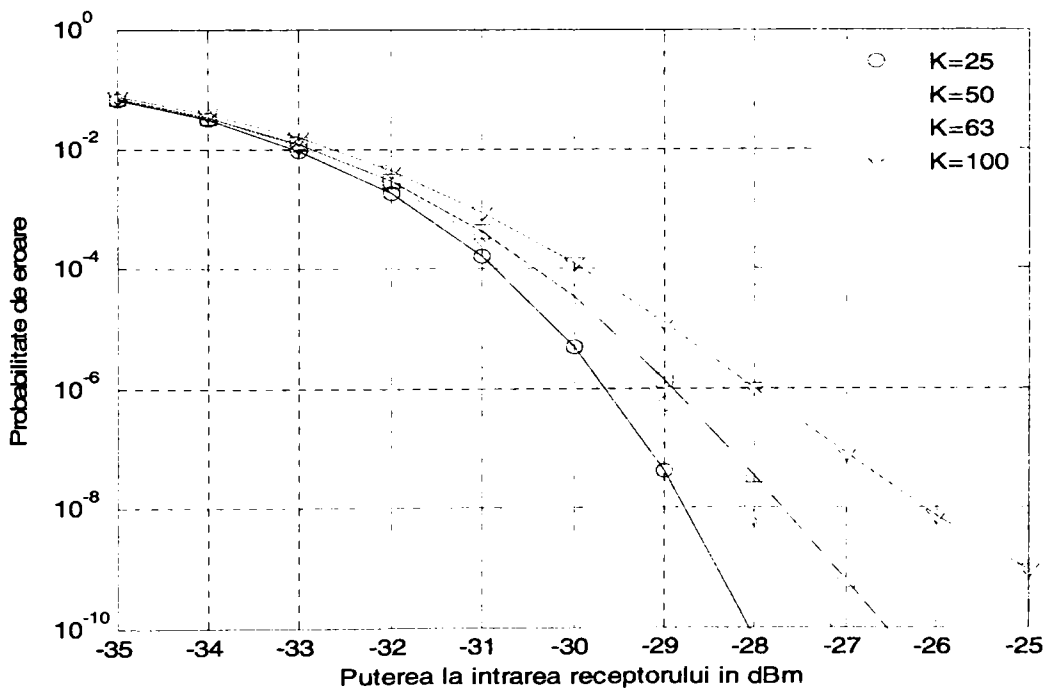


Fig. 4.10. BER în funcție de puterea la receptor. LOS, $N = 511$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

În cadrul acestui capitol am efectuat o analiză a performanțelor unui sistem OCDMA cu codare spectrală în amplitudine și am obținut rezultate pentru BER în cazul unor configurații LOS, respectiv în cazul unor configurații difuze.

Am putut constata că, un lucru de altfel așteptat, probabilitatea de eroare crește o dată cu creșterea numărului de utilizatori activi din cadrul sistemului.

Pentru secvențe de cod de lungime mai mare performanțele sunt superioare, față de cazul în care sunt utilizate secvențe mai scurte, în condițiile existenței aceluiași număr de utilizatori activi în cadrul sistemului.

Prin reducerea benzii codate, pentru a fi în partea centrală (mai plată) a spectrului sursei optice, performanțele sistemului se îmbunătățesc.

Ceea ce se mai poate constata este că inițial probabilitatea de eroare scade odată cu creșterea puterii pentru ca apoi să se păstreze la o valoare aproximativ constantă, adică doar o creștere a puterii nu duce neaparat la îmbunătățirea performanțelor. Apare asanumitul fenomen de "error floor" care se manifestă astfel: după ce la început curba scade constant de la un anumit punct scăderea nu mai este așa rapidă, cu alte cuvinte există o regiune unde curba se aplatizează.

În capitolul următor vor fi propuse alte metode care permit creșterea performanțelor în cazul sistemelor OCDMA spectrale.

5. ALTE MODURI DE ABORDARE A SISTEMELOR WIRELESS OCDMA CU CODARE SPECTRALĂ ÎN AMPLITUDINE

5.1. Modalități de reducere a interferenței datorate dispersiei multicale

5.1.1. OCDMA dinamic

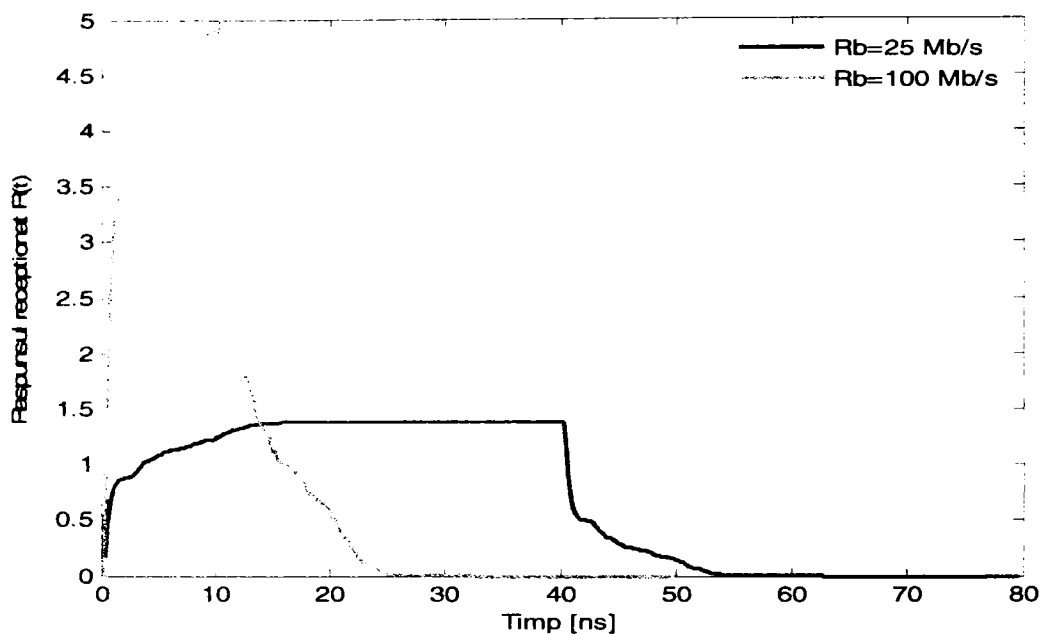
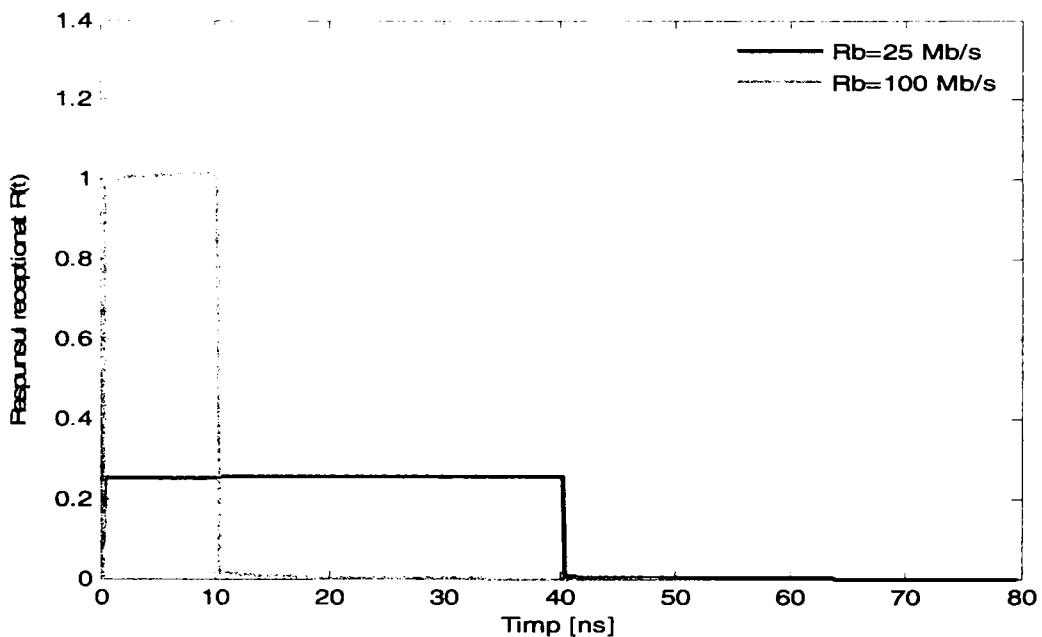
În cadrul sistemelor interioare, care utilizează transmisia fără fir, datorită faptului că semnalul ajunge la receptor pe căi diferite, apare fenomenul de dispersie multicale, care influențează în mod negativ performanțele sistemului. Biții transmiși anterior unui bit l , de către același utilizator, au influență în cazul detecției bitului l . O modalitate de a înlătura acest efect de interferență intersimbol, datorat dispersiei multicale, ar putea fi folosirea unor secvențe de cod diferite de către un utilizator pentru transmiterea biților săi [LUC2]. În acest caz, așa cum (vezi capitolul 4) este redusă sau eliminată (în cazul unui spectru plat), datorită arhitecturii schemei și secvențelor de cod utilizate, interferența care apare din cauza celorlalți utilizatori din cadrul sistemului, ar putea fi redusă interferența datorată propagării pe căi multiple.

Am încercat în cadrul simulărilor mai multe moduri de transmisie a biților de către un utilizator, pentru a vedea efectul asupra performanțelor sistemului. Pe lângă cazul "clasic" de transmitere a tuturor biților unui utilizator cu aceeași secvență de cod, se poate utiliza o transmisie a unui anumit număr de biți (ex. 2 biți Fig.5.7., Fig. 5.8.) ai unui utilizator cu o secvență de cod, după care pentru următorii biți (ex. 2 biți Fig.5.7., Fig. 5.8.) se utilizează o altă secvență de cod. Scopul este cel al reducerii ISI datorate propagării pe căi multiple a semnalului în cadrul sistemului. Sau, un utilizator ar putea folosi câte o secvență de cod diferită pentru transmiterea fiecărui bit al său. Am numit acest tip de transmisie, prin care un utilizator își transmite biții de informație folosind mai multe secvențe de cod diferite, OCDMA dinamic.

În cazul OCDMA dinamic cu câte o secvență de cod diferită pentru fiecare bit, pentru că răspunsul recepționat la impuls $R(t)$ are o întindere în timp LT , un utilizator va avea atribuite L secvențe de cod diferite și nu doar o secvență de cod ca și până acum. Codarea se face utilizând o secvență de cod diferită pentru fiecare bit transmis în cazul primilor L biți (prima secvență pentru primul bit, a doua pentru cel de-al doilea etc.), iar apoi pentru următorii L biți se continuă începând din nou cu prima secvență de cod etc.

Fig. 5.1. prezintă impulsul recepționat $R(t)$, pentru două rate de bit diferite, în cazul transmisiei prin canalul optic cu răspunsul la impuls dat în Fig. 3.5. din capitolul 3.

În Fig. 5.2. se prezintă $R(t)$ pentru canalul cu răspunsul la impuls din Fig. 3.2. din capitolul 3.

Fig. 5.1. $R(t)$ pentru configurația difuzăFig. 5.2. $R(t)$ pentru configurația cu LOS

Considerăm un sistem de comunicație care folosește ca tehnică de transmisie OCDMA cu codare spectrală în amplitudine. Schema sistemului este prezentată în Fig. 2.19. din capitolul 2. Emițătorul utilizează modulația OOK. Relațiile (4.1.) – (4.13.) din capitolul 4 sunt valabile și în cazul sistemelor OCDMA

dinamic. În continuare pentru efectuarea calculelor vom parcurge pași asemănători cu cei pentru cazul "clasic" din paragraful 4.1., capitolul 4.

Dacă considerăm receptorul 1 ca fiind cel dorit, acesta va avea atribuite primele L secvențe de cod din numărul total N de secvențe de cod și vom obține:

$$\begin{aligned} y_1^l &= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} x_{kni} \cdot S_n \\ &= \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i x_{1i} x_{kni} \end{aligned} \quad (5.1.)$$

$$\begin{aligned} y_2^l &= \frac{\eta q}{hf} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1 - x_{1i}) x_{kni} \cdot S_n \\ &= \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i (1 - x_{1i}) x_{kni} \end{aligned} \quad (5.2.)$$

unde x_{1i} și x_{kni} reprezintă al i -lea "chip" (element) din cadrul cuvântului de cod al utilizatorului 1 respectiv din cadrul celui de-al n -lea cuvânt de cod al utilizatorului k și pot avea valorile 0 sau 1.

Variabila de decizie z^l la ieșirea receptorului echilibrat al utilizatorului 1 va fi egală cu diferența curenților fotodetecțaiți în cele două ramuri:

$$\begin{aligned} z^l &= y_1^l - y_2^l = \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i x_{1i} x_{kni} \\ &\quad - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{N-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \cdot z_i (1 - x_{1i}) x_{kni} \end{aligned} \quad (5.3.)$$

Prin dezvoltarea acestei relații rezultă:

$$\begin{aligned} z^l &= \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} d_1^l \cdot S_0 \cdot z_i x_{1i} x_{10i} - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{i=0}^{N-1} d_1^l \cdot S_0 \cdot z_i (1 - x_{1i}) x_{10i} \\ &\quad + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1i} x_{1ni} - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1 - x_{1i}) x_{1ni} \\ &\quad + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1ni} x_{kni} \\ &\quad - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2}^K \sum_{n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1 - x_{1ni}) x_{kni} \end{aligned} \quad (5.4.)$$

Dacă ținem seama de faptul că x_i poate lua doar valori de 0 și 1 și că $(1 - x_{1i})$ este complementul lui x_{1i} , (vezi relația (2.6.) din capitolul 2) obținem:

$$\begin{aligned}
 z^l = & \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \cdot d_1^l \cdot S_0 \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{10i} + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{10i} x_{1ni} \\
 & - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1 - x_{10i}) x_{1ni} \\
 & + \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2n=0}^K \sum_{k=2n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1ni} x_{kni} \\
 & - \frac{\eta q}{hf} \cdot P_0 \sum_{k=2n=0}^K \sum_{k=2n=0}^{L-1} d_k^{l-n} \cdot S_n \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1 - x_{1ni}) x_{kni}
 \end{aligned} \tag{5.5.}$$

Primii trei termeni din relația (5.5.) sunt rezultatul recepționării de către utilizatorul 1 a semnalului destinat lui, iar termenii patru și cinci se datorează celorlalți utilizatori din cadrul sistemului.

Dacă se notează:

$$a = \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{10i} - \text{cât din intensitatea optică avem după codor} \tag{5.6.}$$

$$b_{kn} = \sum_{i=0}^{N-1} z_i x_{1ni} x_{kni} - \text{cât din intensitatea optică avem după} \tag{5.7.}$$

codor și decodorul de pe ramura 1

$$c_{kn} = \sum_{i=0}^{N-1} z_i (1 - x_{1ni}) x_{kni} - \text{cât din intensitatea optică avem după} \tag{5.8.}$$

codor și decodorul de pe ramura 2

$$N_0 = \frac{\eta P_0 S_0}{hf} - \text{număr de fotoni recepționat} \tag{5.9.}$$

relația (5.5.) poate fi rescrisă sub forma:

$$\begin{aligned}
 z^l = & N_0 q d_1^l a + N_0 q \sum_{n=1}^{L-1} d_1^{l-n} \cdot \frac{S_n}{S_0} (b_{1n} - c_{1n}) \\
 & + N_0 q \sum_{n=0}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} \sum_{k=2}^K d_k^{l-n} (b_{kn} - c_{kn})
 \end{aligned} \tag{5.10.}$$

Dacă spectrul este plat adică coeficienții z , sunt egali, ultimii doi termeni care includ interferența datorată dispersiei multicale și interferența datorată celorlalți utilizatori vor dispărea și interferența va fi complet eliminată.

Observație: Performanțele sistemului sunt afectate pe lângă zgomotul de interferență și de zgomotul de alicie (shot noise) și de cel termic, care sunt luate în considerare în relația (5.11.).

Utilizând aproximarea Gaussiană pentru variabila de decizie este suficientă găsirea mediei și dispersiei variabilei de decizie z' pentru determinarea probabilității de eroare [KAV1, ZAC1, ZAC4]:

$$\eta_z = N_0 q a_1' a + \frac{N_0 q}{2} \sum_{n=1}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} (b_{1n} - c_{1n}) + \frac{N_0 q}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} \sum_{k=2}^K (b_{kn} - c_{kn}) \quad (5.11.)$$

$$\begin{aligned} \sigma_z^2 = & N_0 a_1' a + \frac{N_0}{2} \sum_{n=1}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} (b_{1n} + c_{1n}) + \frac{N_0}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{S_n}{S_0} \sum_{k=2}^K (b_{kn} + c_{kn}) \\ & + \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \sum_{n=1}^{L-1} \left(\frac{S_n}{S_0}\right)^2 (b_{1n} - c_{1n})^2 + \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \sum_{n=0}^{L-1} \left(\frac{S_n}{S_0}\right)^2 \sum_{k=2}^K (b_{kn} - c_{kn})^2 + \sigma_{th}^2 \end{aligned} \quad (5.12.)$$

unde zgomotul termic este dat de relația $\sigma_{th}^2 = \frac{2 \cdot K_B \cdot T_0 \cdot T}{R_i \cdot q^2}$ cu K_B - constanta lui

Boltzman, T_0 - temperatura în Kelvin, T - timpul de transmisie de bit, R_i - rezistența de intrare.

Probabilitatea de eroare se obține cu ajutorul relației:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{N_0 a}{2\sqrt{2}\sigma_z} \right) \quad (5.13.)$$

În figurile de mai jos vor fi prezentate comparativ performanțele sistemelor OCDMA clasic și OCDMA dinamic.

Pentru o rată de transmisie de bit de 25 Mb/s, considerăm că $R(t)$ are o întindere în timp $2T$ ($L = 2$) așa cum se poate observa în Fig. 5.1. și Fig. 5.2. De aceea pentru a reduce interferența datorată propagării pe căi multiple vom utiliza câte două secvențe de cod diferite pentru fiecare utilizator [LUC2].

În cazul configurației difuze considerăm că emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptorul la 1x1x1 metri orientat tot în sus, adică răspunsul la impuls este cel dat în Fig. 3.5. din capitolul 3.

În Fig. 5.3. și Fig. 5.4. se prezintă probabilitatea de eroare pentru cazul configurației difuze. Lungimea secvențelor- m utilizate ca secvențe de cod este $N = 127$. Rata de transmisie de bit este considerată de 25 Mb/s, în cazul ambelor figuri.

Pentru configurația LOS considerăm că emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos, iar receptorul la 0,5x1x0 metri orientat în sus răspunsul la impuls fiind cel dat în Fig. 3.2. din capitolul 3.

Probabilitatea de eroare în cazul configurației LOS este reprezentată în Fig. 5.5. și Fig 5.6. Rata de transmisie de bit este considerată de 25 Mb/s. Secvențele- m utilizate ca secvențe de cod au lungimea $N = 127$.

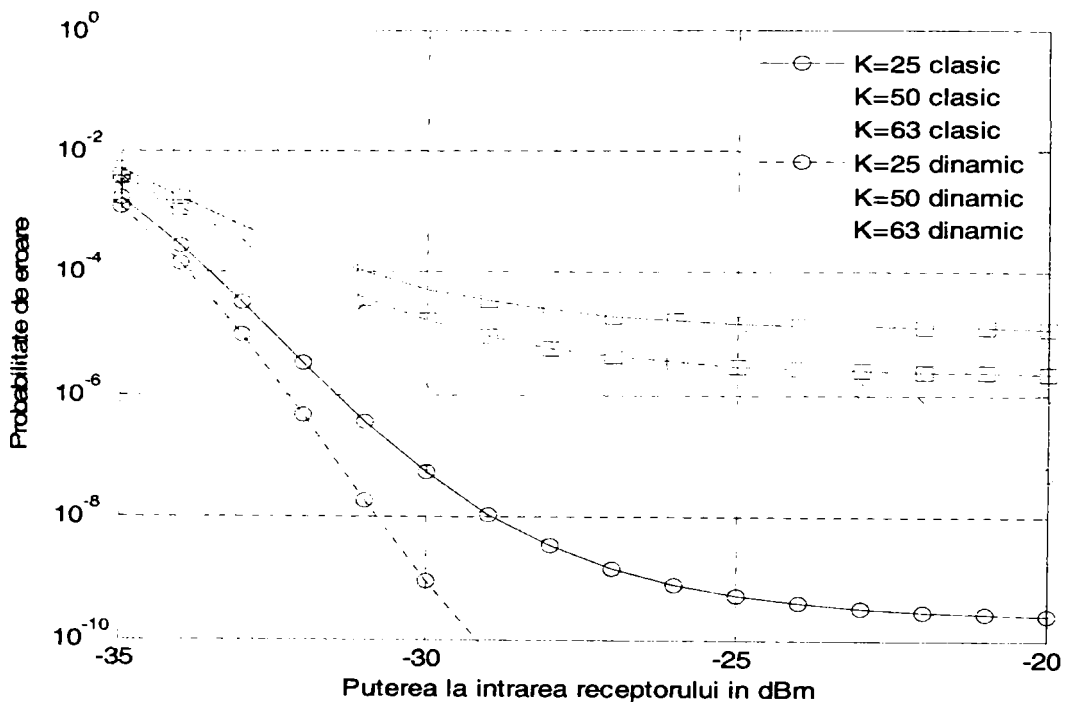


Fig. 5.3. BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $a = 1$, $R_b = 25$ Mb/s.

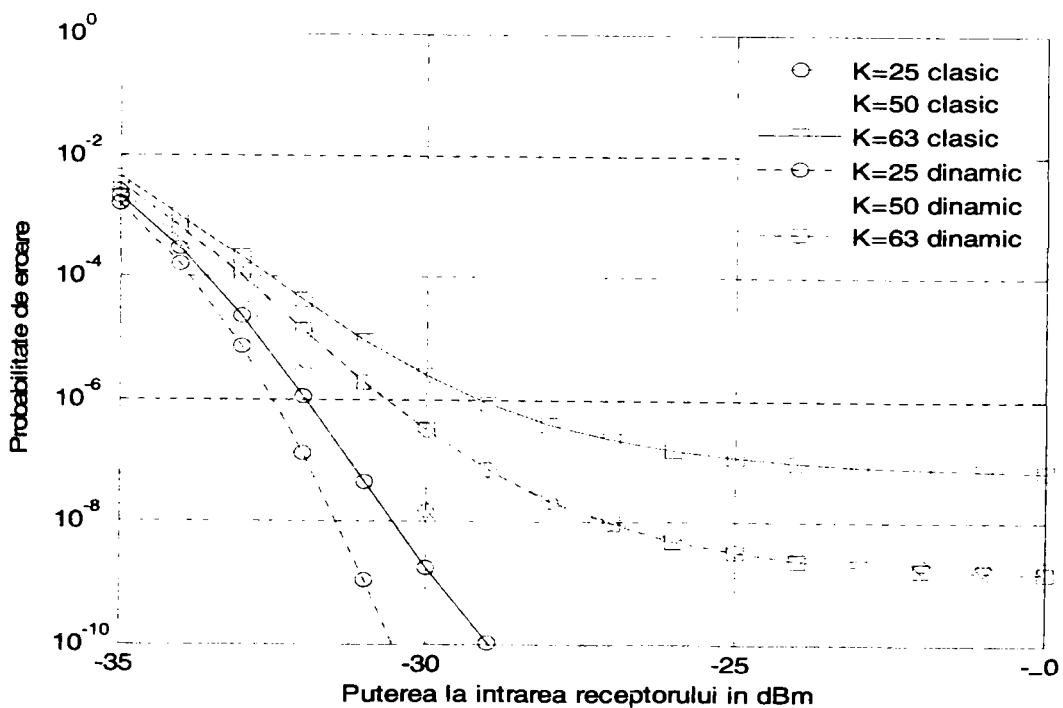


Fig. 5.4. BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $a = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s.

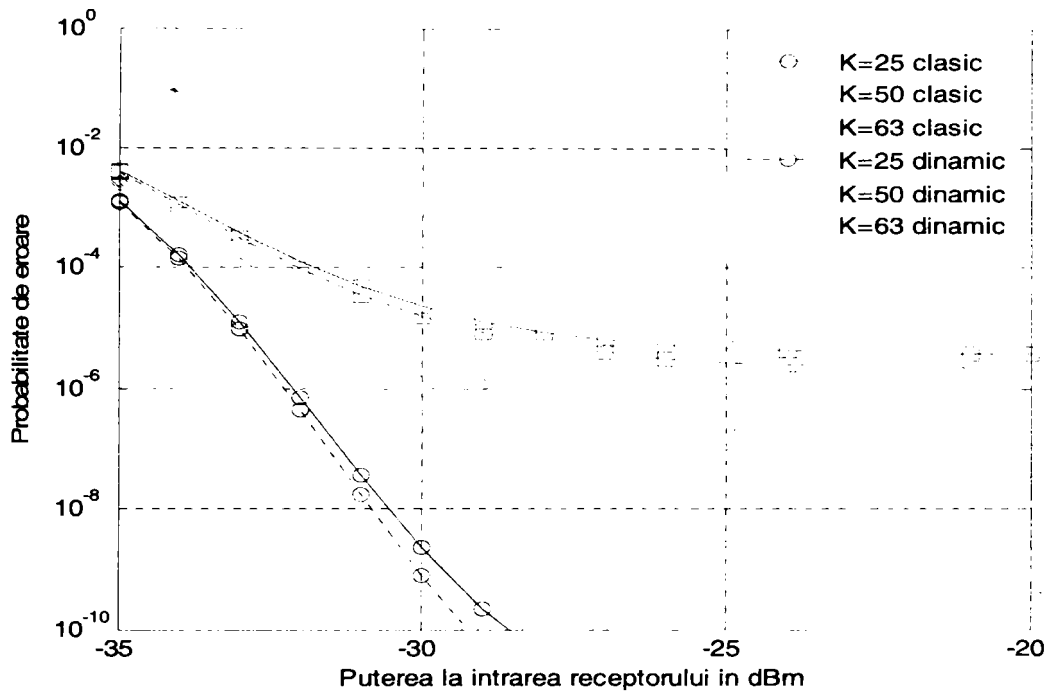


Fig. 5.5. BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $a = 1$, $R_b = 25$ Mb/s.

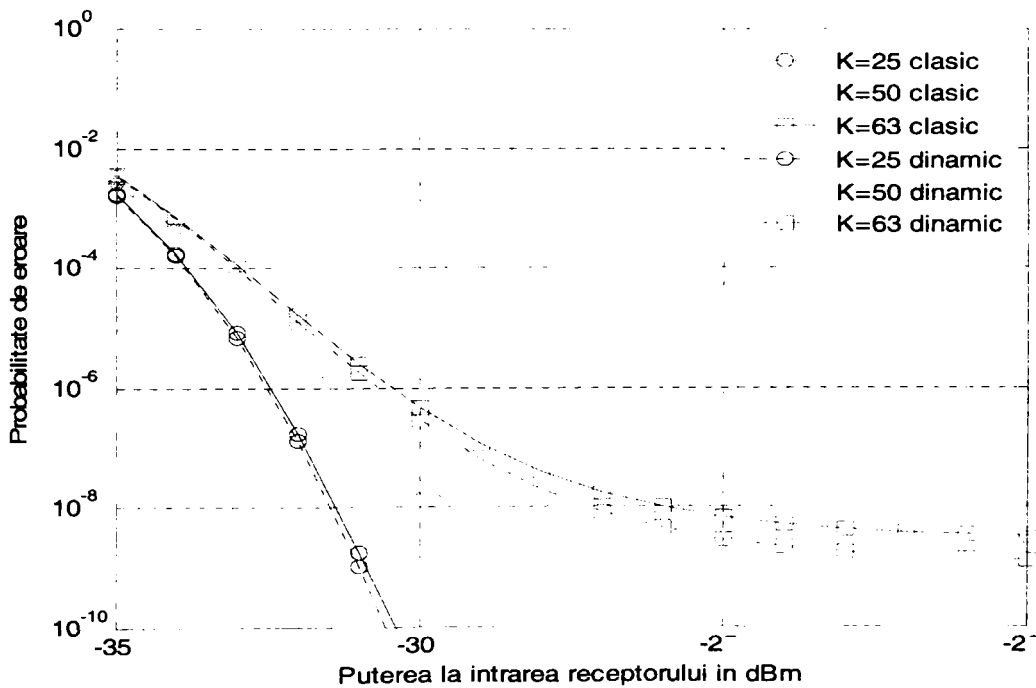


Fig. 5.6. BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $a = 1.15$, $R_b = 25$ Mb/s.

Pentru o rată de transmisie de bit cu valoarea de 100 Mb/s, așa cum se poate observa în Fig. 5.1. și Fig. 5.2., considerăm că $R(t)$ are o întindere în timp $4T$ ($L = 4$). Astfel în scopul de a reduce cât mai mult posibil interferența de acces multiplu, putem atribui patru secvențe de cod diferite pentru fiecare utilizator.

Este posibil însă să atribuim și mai puțin de patru secvențe de cod diferite pentru un utilizator, de exemplu vom analiza și cazul în care vom atribui câte două secvențe de cod diferite fiecărui utilizator chiar dacă la această rată de bit $R(t)$ are o întindere în timp $4T$ [LUC2].

În Fig. 5.7. vom putea vedea comparativ probabilitățile de eroare pentru cazul clasic, dinamic cu doi biți atribuiți unui utilizator și dinamic cu patru biți atribuiți unui utilizator în cazul configurației difuze (avută în vedere și mai înainte la rata de bit de 25 Mb/s). Lungimea secvențelor-m utilizate ca secvențe de cod este $N = 511$. Rata de transmisie de bit este considerată de 100 Mb/s.

În Fig. 5.8. avem cazul unei configurații LOS. Pentru această configurație considerăm că emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos, iar receptorul la 0,5x1x0 metri orientat în sus răspunsul la impuls fiind cel dat în Fig. 3.2. din capitolul 3. Rata de transmisie de bit este de 100 Mb/s. Lungimea secvențelor-m utilizate ca secvențe de cod este $N = 511$. Fig. 5.8. ne permite la randul ei, să comparăm probabilitățile de eroare pentru cazurile: clasic, dinamic cu doi biți atribuiți unui utilizator și dinamic cu patru biți atribuiți unui utilizator.

Pentru Fig. 5.9. și Fig. 5.10., rata de transmisie de bit este considerată de 1 Gb/s. Lungimea secvențelor-m utilizate ca secvențe de cod este $N = 511$.

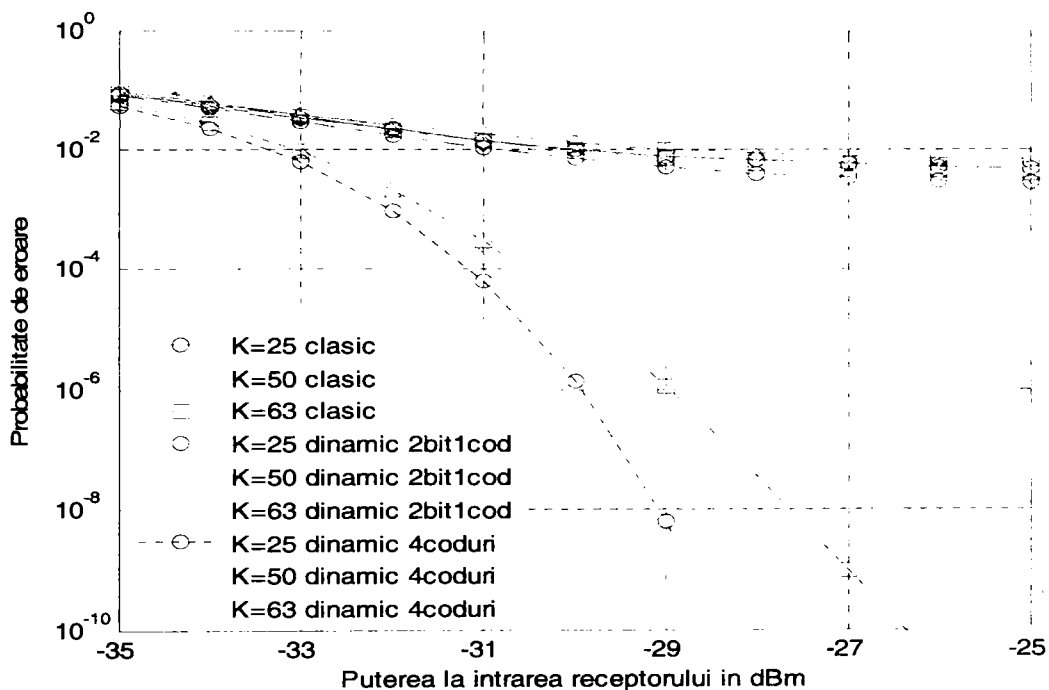
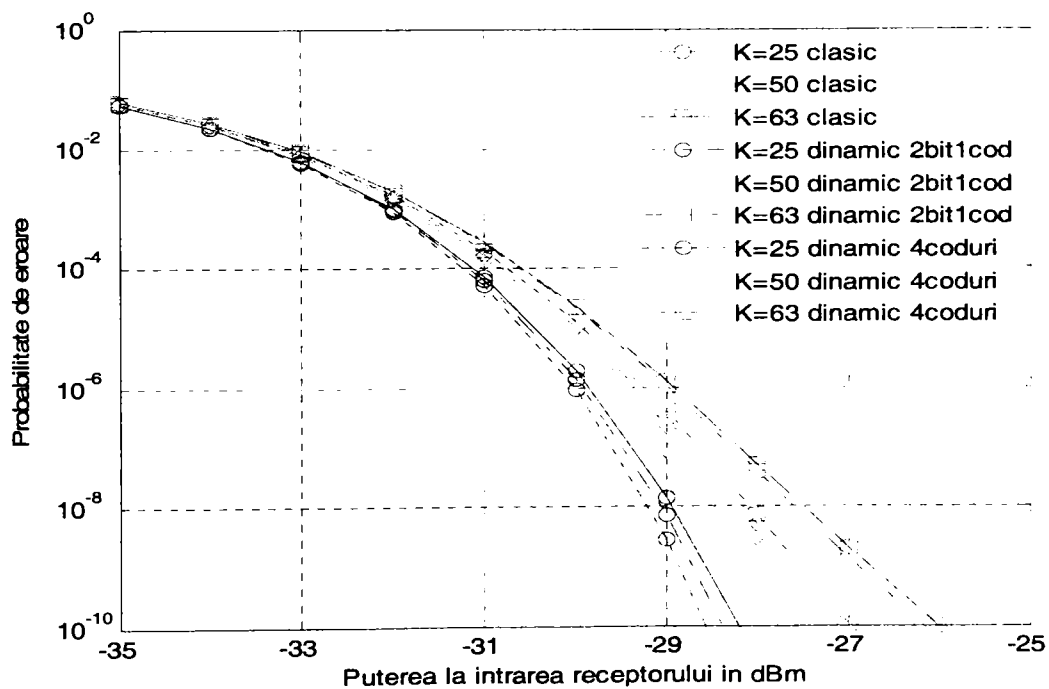
În Fig. 5.9. am prezentat comparativ probabilitățile de eroare pentru cazul clasic, dinamic cu patru biți atribuiți unui utilizator și dinamic cu zece biți atribuiți unui utilizator. Suntem în cazul unei configurații difuze, pentru care emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptorul la 1x1x1 metri orientat tot în sus, adică răspunsul la impuls este cel dat în Fig. 3.5. din capitolul 3.

În Fig. 5.10. avem o configurație LOS cu emițătorul plasat la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos, iar receptorul la 0,5x1x0 metri orientat în sus.

Din Fig. 5.7., Fig. 5.8., Fig. 5.9. și Fig. 5.10. se observă că, prin reducerea efectului dispersiei datorate propagării pe căi multiple, performanțele de eroare sunt semnificativ îmbunătățite. Creșterea performanțelor prin utilizarea OCDMA dinamic este mult mai evidentă în cazul configurațiilor difuze unde influența dispersiei multcale este mai puternică.

Prin atribuirea mai multor secvențe de cod unui utilizator se reduce însă numărul de utilizatori pe care îl poate suporta sistemul, pentru o lungime a secvenței de cod dată. De exemplu în cazul considerat cu secvențe de cod de lungime $N = 127$ prin atribuirea a câtor două secvențe de cod pentru un utilizator numărul maxim de utilizatori care poate fi deservit de sistem este 63. În situația în care se atribuie câte 10 secvențe de cod diferite unui utilizator (Fig. 5.9. și Fig. 5.10.), este necesară utilizarea unor secvențe de cod de lungime $N = 511$ pentru a putea avea 50 de utilizatori în cadrul sistemului.

Se poate observa deasemenea că în cazul reducerii benzii codate, obținută prin creșterea valorii parametrului α , performanțele sistemului se îmbunătățesc.

Fig. 5.7. BER pentru configurația difuză, $N = 511$, $\sigma = 1$, $R_b = 100$ Mb/s.Fig. 5.8. BER pentru configurația LOS, $N = 511$, $\sigma = 1$, $R_b = 100$ Mb/s.

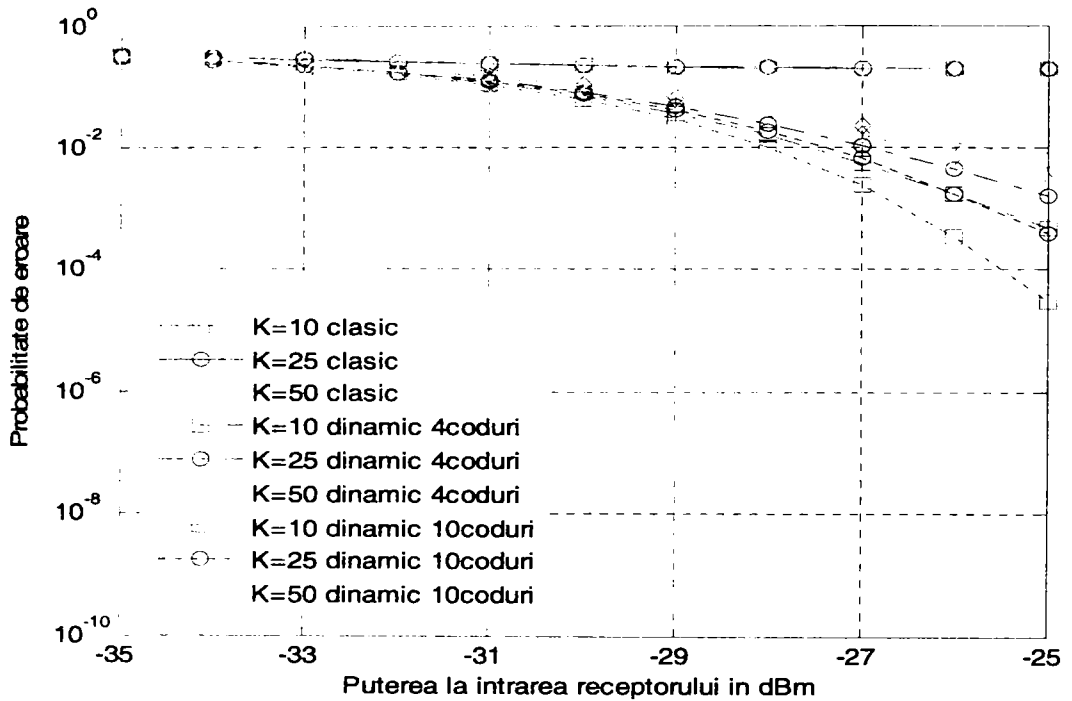


Fig. 5.9. BER pentru configurația difuză, $N = 511$, $\sigma = 1$, $R_b = 1$ Gb/s

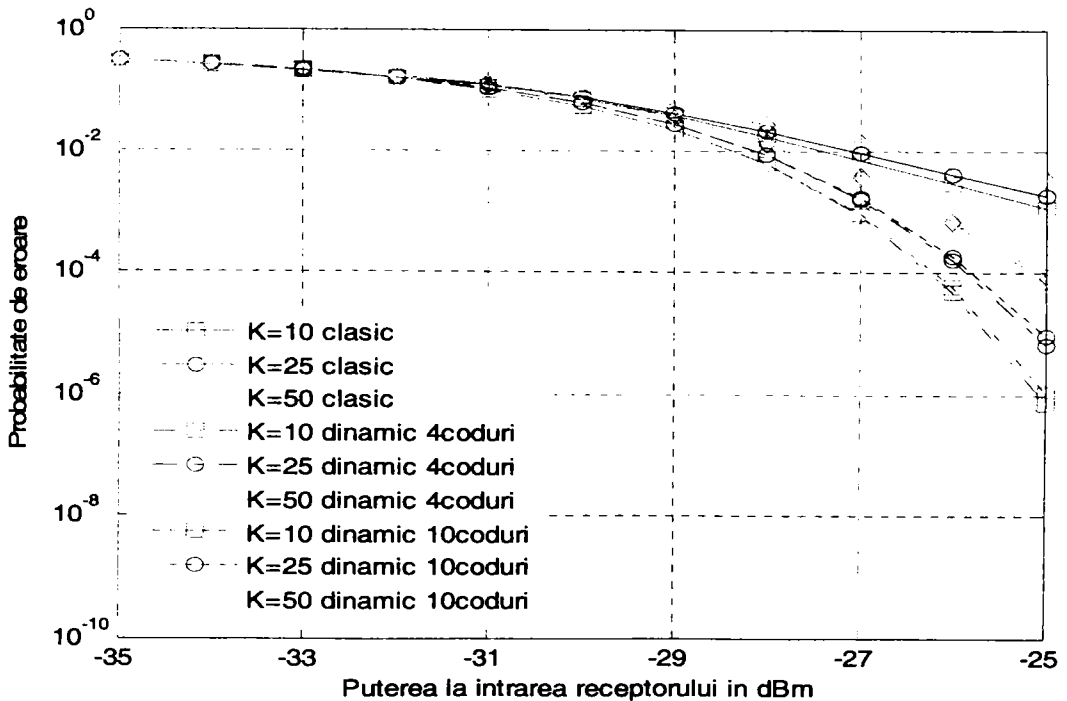


Fig. 5.10. BER pentru configurația LOS, $N = 511$, $\sigma = 1$, $R_b = 1$ Gb/s.

Nu este întotdeauna necesar să transmitem fiecare din primii L biți cu o secvență de cod diferită, obținem o anumită creștere a performanțelor chiar și dacă un anumit număr de biți mai mic decât L (doi în cazul prezentat în Fig. 5.7. și Fig. 5.8.) din primii L sunt transmiși cu aceeași secvență de cod, următorii (doi) cu altă secvență de cod etc. Astfel în funcție de cerințele sistemului putem evita necesitatea schimbării rapide a secvențelor de cod utilizate, care ar putea constitui un dezavantaj.

În continuare sunt prezentate câteva valori concrete ale câștigului obținut prin utilizarea OCDMA dinamic comparativ cu cazul clasic. Pentru Fig. 5.3. (25 Mb/s), prin utilizarea OCDMA dinamic în cazul în care avem $K = 25$ utilizatori activi obținem un câștig de 3,6 dB pentru BER de 10^{-9} ; 1,8 dB pentru BER de 10^{-8} ; 1,1 dB pentru BER de 10^{-7} și 0,8 dB pentru BER de 10^{-6} . În cazul Fig. 5.4. (25 Mb/s), pentru $K = 50$ obținem un câștig de 2,8 dB la BER de 10^{-8} ; 1,5 dB pentru BER de 10^{-7} și 0,9 dB pentru BER de 10^{-6} . Pentru $K = 63$ și BER de 10^{-6} câștigul obținut este de 1,5 dB.

În cazul Fig. 5.6. (25 Mb/s), pentru $K = 50$ utilizatori activi obținem un câștig de 0,6 dB pentru BER de 10^{-9} . În cazul în care $K = 63$ utilizatori activi câștigul obținut este de 1,2 dB pentru BER de 10^{-8} .

În Fig. 5.7. (100 Mb/s), se observă că prin utilizarea OCDMA dinamic putem ajunge la BER de 10^{-9} pentru $K = 25, 50$ și 63 utilizatori activi simultan, iar în cazul clasic nu putem ajunge nici măcar la BER de 10^{-3} . Pentru Fig. 5.8. (100 Mb/s), dacă avem $K = 25$ utilizatori activi câștigul este de 0,3 dB la BER de 10^{-9} ; pentru $K = 50$ utilizatori activi și BER de 10^{-9} câștigul este 0,5 dB; iar pentru $K = 63$ utilizatori activi și BER de 10^{-9} avem un câștig de 0,7 dB.

În cazul Fig. 5.9. și 5.10. (1 Gb/s), prin utilizarea OCDMA dinamic putem ajunge pentru $K = 10$ utilizatori activi la un BER de 10^{-4} respectiv 10^{-6} , iar în cazul clasic doar la BER de 10^{-1} respectiv 10^{-3} .

5.1.2. OCDMA cu deconvoluție

Pentru că semnalul care este recepționat ajunge la receptor pe căi de propagare diferite apare fenomenul de dispersie multcale care afectează performanțele sistemului producând ISI. Pentru a crește performanțele sistemului am realizat o deconvoluție a semnalului ajuns la receptor după traversarea canalului wireless, [LUC1]. Am folosit o modalitate inspirată din [KIR] pentru a calcula răspunsul la impuls invers al canalului $h^{-1}(t)$.

Pentru răspunsul la impuls $h(t)$ cunoscut al canalului obținem răspunsul în timp discret $h(n)$. Calculăm răspunsul în frecvență corespunzător lui $h(n)$ în N_h puncte:

$$H(\omega) = \text{fft}[h(n), N_h] \quad (5.14.)$$

Pentru fiecare din cele N_h valori ale lui ω calculăm $H_{inv}(\omega)$ răspunsul invers în frecvență, cu o relație de forma:

$$H_{inv}(\omega) = \frac{H'(\omega)}{H'(\omega) \cdot H(\omega) + \beta} \quad (5.15.)$$

unde β este un parametru de regularizare, ($\beta = 0.0001$ [KIR]). Aplicând transformata fourier inversă calculăm $h_{inv}(n)$:

$$h_{inv}(n) = \text{ifft}[H_{inv}(\omega), N_h] \quad (5.16.)$$

Modelarea întârzierii este implementată ca și în [KIR] printr-o deplasare ciclică a elementelor lui $h_{inv}(n)$ cu $N_h / 2$ și obținem $h^{-1}(n)$ dorit.

Astfel răspunsul recepționat după trecerea impulsului $x(t)$ prin canalul cu răspunsul $h(t)$ și realizarea deconvoluției va fi:

$$U(t) = x(t) * h(t) * h^{-1}(t) \quad (5.17.)$$

Dispersia variabilei de decizie z' în acest caz poate fi determinată parcurgând pașii prezentați în capitolul 4, paragraful 4.1. și va fi de forma:

$$\begin{aligned} \sigma_z^2 = & N_0 d_1^2 a + \frac{N_0 a}{2} \sum_{n=1}^{L-1} \frac{W_n}{W_0} + \frac{N_0}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{W_n}{W_0} \sum_{k=2}^K (b_k + c_k) \\ & + \left(\frac{N_0 a}{2}\right)^2 \sum_{n=1}^{L-1} \left(\frac{W_n}{W_0}\right)^2 + \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \sum_{n=0}^{L-1} \left(\frac{W_n}{W_0}\right)^2 \sum_{k=2}^K (b_k - c_k)^2 + \sigma_{th}^2 \end{aligned} \quad (5.18.)$$

unde W_n este amplitudine adimensională recepționată integrată în intervalul $[nT, (n+1)T]$:

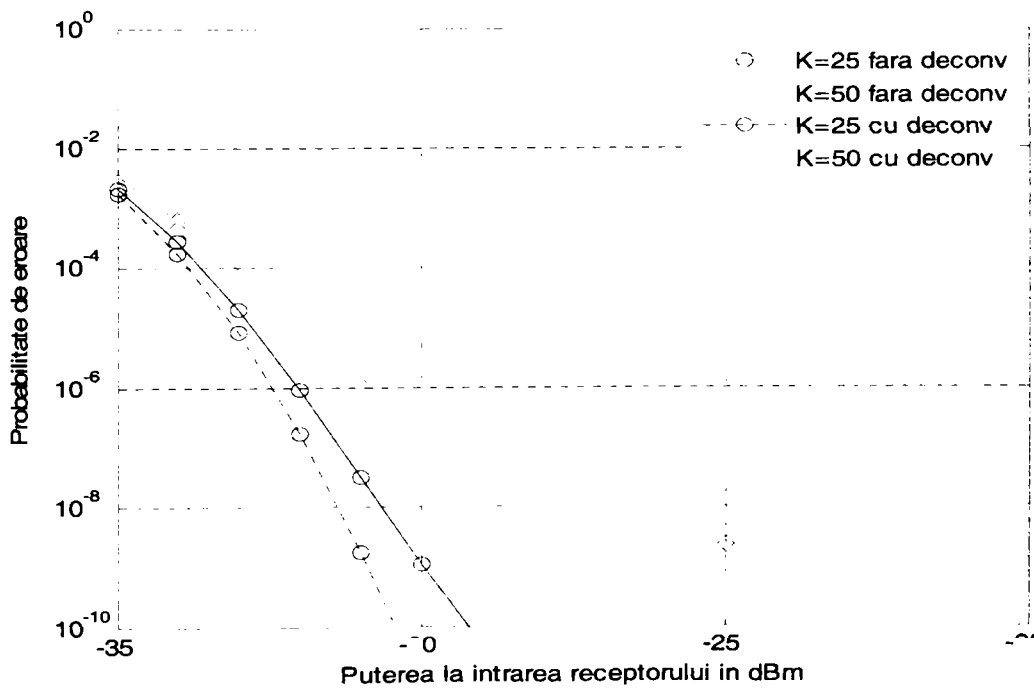
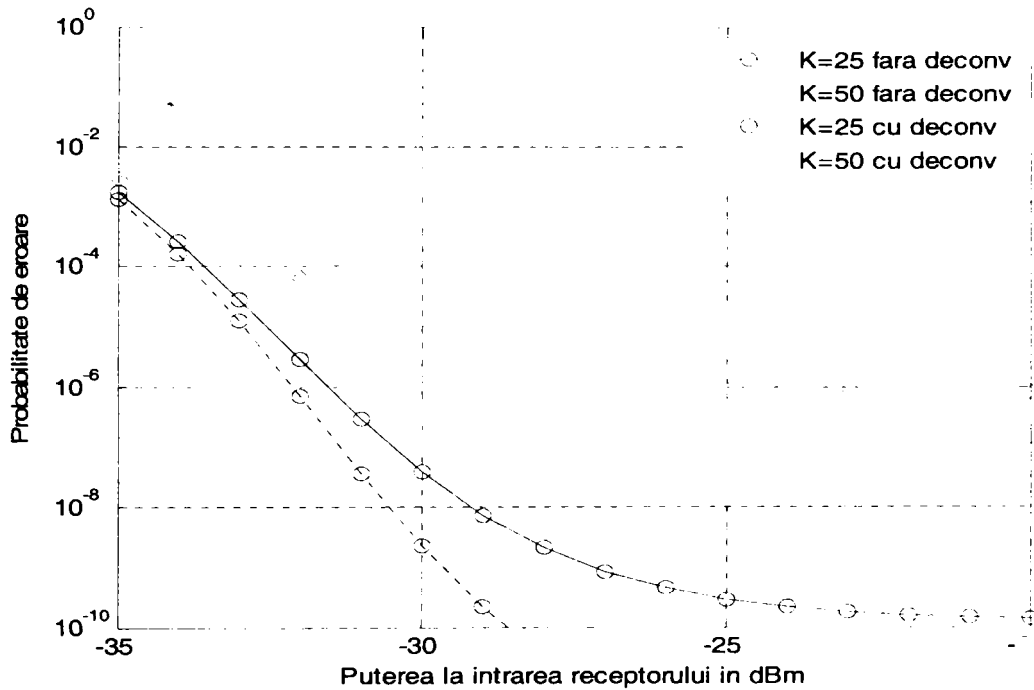
$$W_n = \int_n^{(n+1)T} U(t) dt, \quad n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (5.19.)$$

În cele ce urmează vor fi prezentate, pentru sistemele OCDMA cu codare spectrală în amplitudine, rezultatele obținute după realizarea deconvoluției comparativ cu cele fără efectuarea deconvoluției [LUC3]. Vor fi folosite atât răspunsuri la impuls obținute prin simulare (Fig. 5.11., Fig. 5.12., Fig. 5.13., Fig. 5.14., Fig. 5.15., Fig. 5.16.) cât și răspunsuri obținute prin măsurare (Fig. 5.17., Fig. 5.18.).

Pentru Fig. 5.11. și Fig. 5.12. lungimea secvențelor- m utilizate ca secvențe de cod este $N = 127$. Rata de transmisie de bit este de 25 Mb/s și suntem în cazul unei configurații difuze. Considerăm că emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptorul la 0,5x2,5x1 metri orientat tot în sus, adică răspunsul la impuls este cel dat în Fig. 3.7. din capitolul 3.

În Fig. 5.13. și Fig. 5.14. am considerat că avem aceeași configurație difuză ca și mai înainte, lungimea secvențelor de cod este $N = 127$, dar de această dată rata de transmisie de bit este de 100 Mb/s.

În Fig. 5.12 și Fig. 5.14 parametrul σ este modificat de la valoarea 1 (cât era în Fig. 5.11. și Fig. 5.13.) când toată banda sursei este codată, la o altă valoare mai mare (1,15 în cazurile de față) echivalentă cu o reducere a benzii codate. Se poate observa din nou că păstrând restul parametrilor neschimbați această reducere a benzii codate conduce la o creștere a performanțelor.



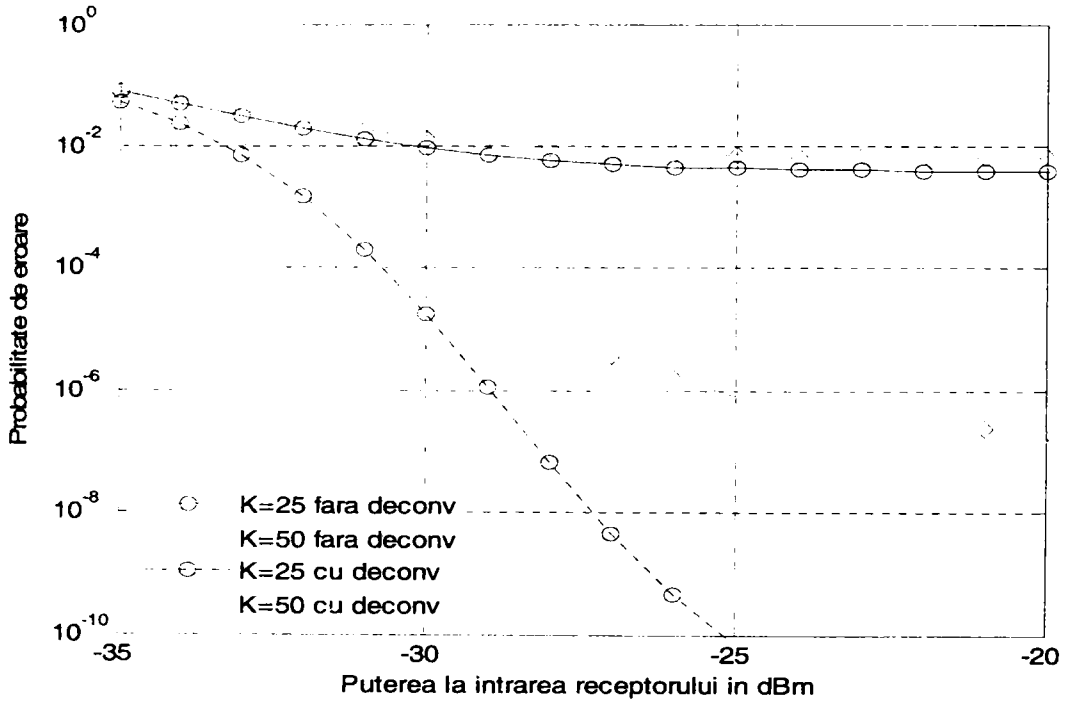


Fig. 5.13. BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1$, $R_b = 100$ Mb/s.

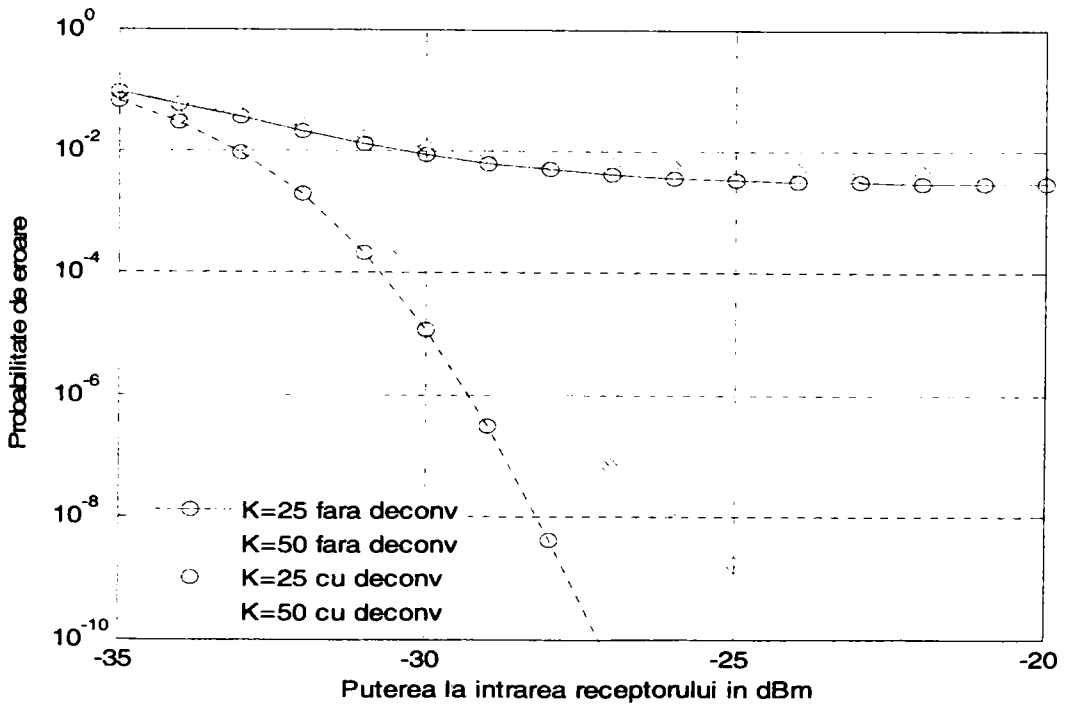


Fig. 5.14. BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

În Fig. 5.15. avem o configurație LOS. Considerăm că emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x3 metri orientat în jos, iar receptorul la 1x2,5x1 metri orientat în sus răspunsul la impuls fiind cel dat în Fig. 3.3. din capitolul 3.

Rata de transmisie de bit este de 100 Mb/s și lungimea secvențelor de cod este $N = 127$.

Pentru Fig. 5.16. lungimea secvențelor-m utilizate ca secvențe de cod este $N = 127$. Rata de transmisie de bit este de 1 Gb/s și suntem în cazul unei configurații difuze. Considerăm că emițătorul este plasat la coordonatele 2,5x2,5x2,5 metri orientat în sus și receptorul la 0,5x2,5x1 metri orientat tot în sus, adică răspunsul la impuls este cel dat în Fig. 3.7. din capitolul 3.

Se observă că, prin reducerea efectului dispersiei datorate propagării pe căi multiple, performanțele de eroare sunt semnificativ îmbunătățite. Creșterea performanțelor prin utilizarea deconvoluției este mult mai evidentă în cazul configurațiilor difuze unde influența dispersiei multicale este mai puternică decât în cazul LOS.

În Fig. 5.17 și Fig. 5.18. sunt utilizate răspunsuri obținute prin măsurare.

Pentru obținerea rezultatelor din Fig 5.17. răspunsul la impuls a fost determinat prin măsurători, cu ajutorul machetei în care distanța emițător – receptor este de 54 cm, emisia se face cu difuzor, camera este nemobilată, are pereții și tavanul de culoare albă și podeaua este acoperită cu un material puternic reflectorizant (staniol). Răspunsul la impuls este cel din Fig. 3.16. din capitolul 3. Lungimea secvențelor de cod este $N = 127$, iar rata de transmisie de bit este de 25 Mb/s. Pentru Fig. 5.18. răspunsul la impuls utilizat este cel din Fig. 3.13. din capitolul 3, pe care l-am obținut cu macheta dacă distanța emițător – receptor era de 60 cm, emisia se făcea fără difuzor și camera era mobilată. Rata de transmisie de bit este de 100 Mb/s și lungimea secvențelor de cod este $N = 127$.

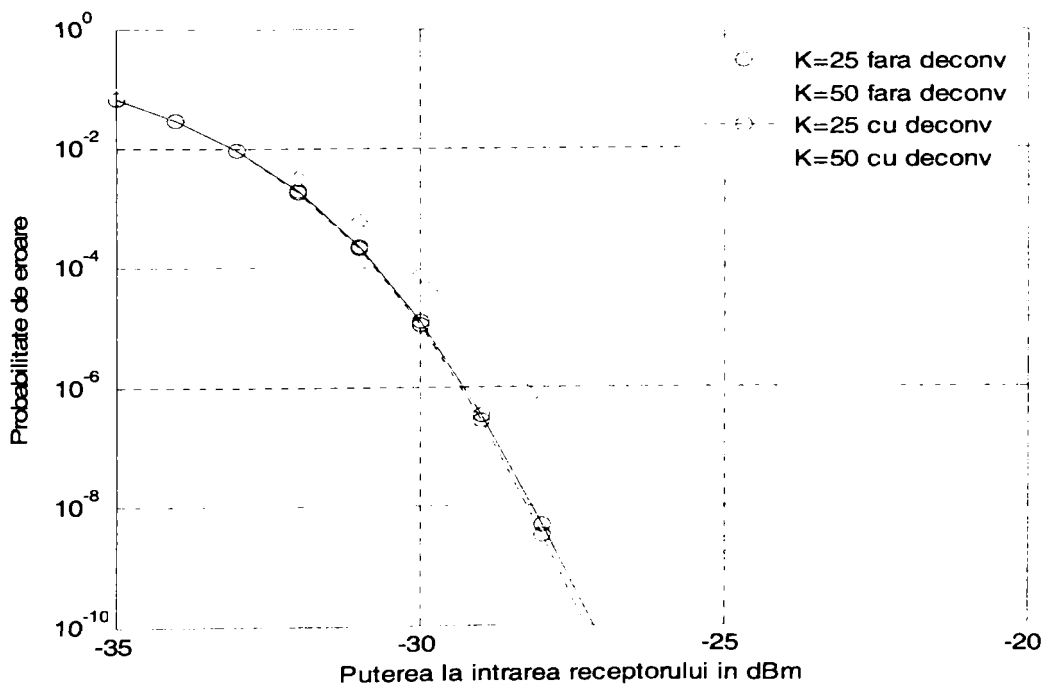


Fig. 5.15. BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

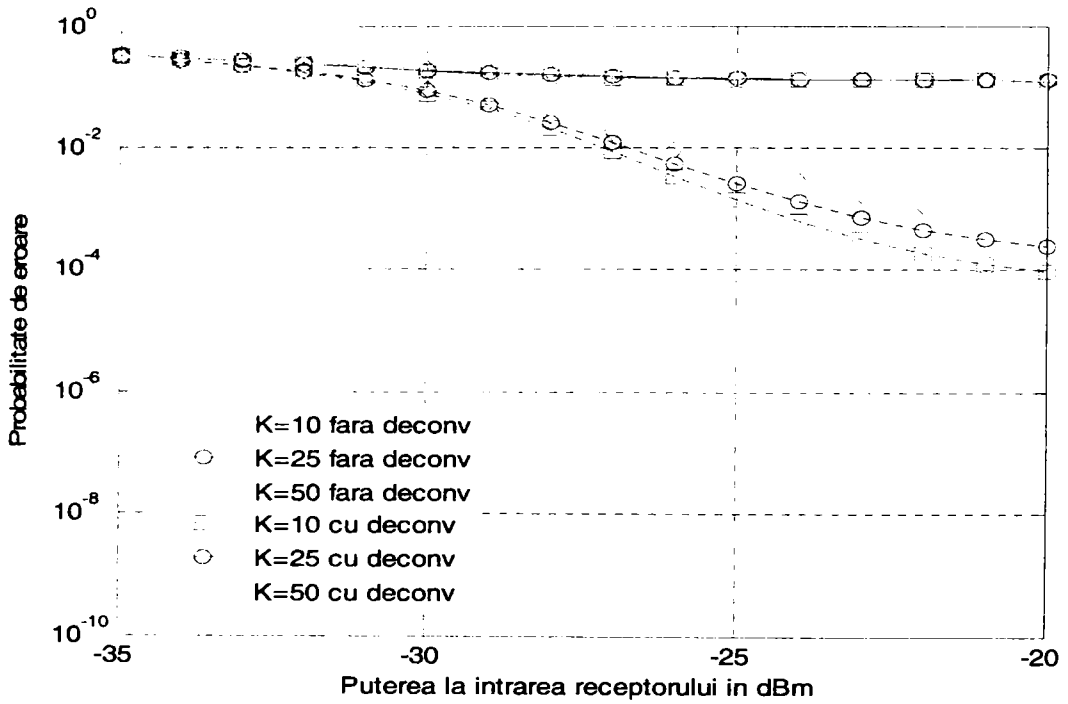


Fig. 5.16. BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 1$ Gb/s.

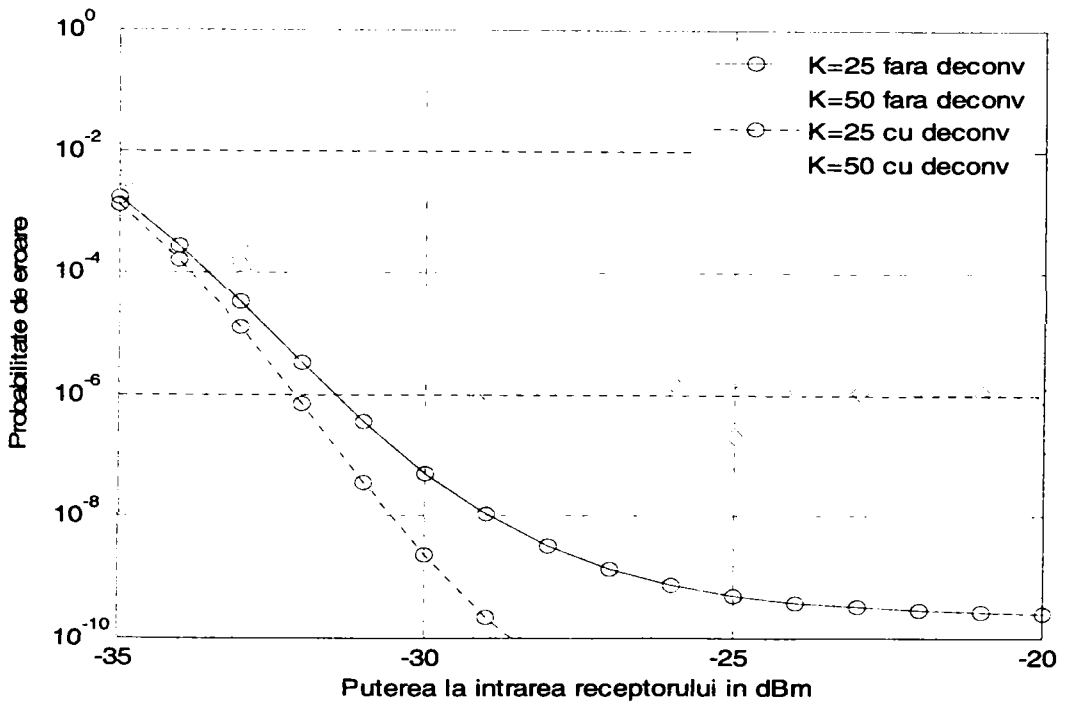


Fig. 5.17. BER pentru macheta fără mobilă, $N = 127$, $\alpha = 1$, $R_b = 25$ Mb/s.

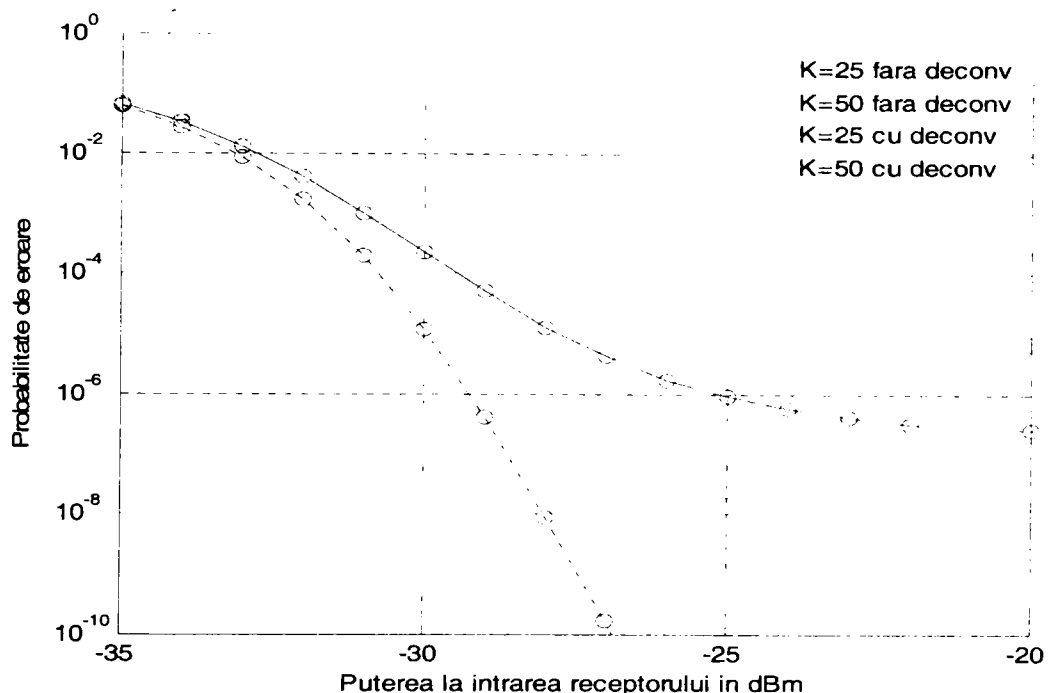


Fig. 5.18. BER pentru macheta cu mobilă, $N = 127$, $\sigma = 1.1$, $R_b = 100$ Mb/s.

Se poate observa că prin utilizarea deconvoluției interferența datorată propagării pe căi multiple este redusă și astfel performanțele sistemului cresc. Creșterea ratei de transmisie de bit de la 25 Mb/s la 1 Gb/s (cum se poate remarca în Fig. 5.11. - Fig.5.16.), așa cum era de așteptat, va conduce la o scădere a performanțelor. Însă prin realizarea deconvoluției se pot obține probabilități de eroare scăzute și pentru rate de bit mai mari. Prin scăderea benzii codate a sursei (creșterea valorii parametrului σ) performanțele sistemului pot fi îmbunătățite și mai mult.

În cazul configurației LOS unde cea mai mare parte a puterii optice ajunge la receptor pe calea directă și influența dispersiei multicale este mult redusă, câștigul obținut prin realizarea deconvoluției este mai mic. De fapt acest fenomen poate fi observat și în cazul utilizării celeilalte metode de reducere a influenței datorate dispersiei multicale, OCDMA dinamic.

Câștigul obținut ca urmare a utilizării deconvoluției față de cazul fără deconvoluție, la o rată de bit de 25 Mb/s (Fig. 5.11.), pentru BER de 10^{-9} și $K = 25$ utilizatori activi este de 2,5 dB. Pentru rate de 100 Mb/s (Fig. 5.13. și Fig 5.14.) în cazul utilizării deconvoluției se poate ajunge la BER de 10^{-9} , iar în cazul fără deconvoluție BER nu va ajunge sub 10^{-3} . Pentru 1 Gb/s (Fig. 5.16.), în cazul cu deconvoluție obținem BER de 10^{-4} , fără deconvoluție BER de 10^{-1} .

5.2. Mobilitatea receptorului

Suntem în cazul aceluiași sistem OCDMA cu codare spectrală în amplitudine utilizat până acum. Înainte în cadrul tezei, am considerat că este vorba de un canal

în care emițătorul, receptorul și reflectorii sunt fixi sau în caz că sunt mobili acest efect a fost ignorat la fel ca în {BAR, CAR1, GHA, KAH2, YAM}.

În cadrul acestui paragraf și în [LUC5] am luat în discuție faptul că receptorul se deplasează în interiorul camerei. Întrebarea care se pune este, dacă această deplasare a receptorului în diferite poziții influențează performanțele sistemului și în ce fel?

În cazul în care receptorul se află deplasat la altă poziție, semnalul recepționat $R(t)$ este tot un rezultat al convoluției impulsului transmis $x(t)$ cu $h(t)$ (vezi capitolul 4 paragraful 4.1.). Însă $h(t)$ va avea aceeași formă sau o formă diferită?

Privind graficele pe care le-am obținut, în urma simulărilor efectuate, pentru mai multe poziții în care se află receptorul se poate constata că, așa cum era de așteptat, $h(t)$ se va modifica de la o poziție la alta. În paragraful 3.1. sunt prezentate o parte din răspunsurile la impuls, iar celelalte se găsesc în Anexa C.

În plus prin calculul puterii (așa cum am prezentat în capitolul 3 paragraful 3.1. programul Matlab ne permite și calculul puterii recepționate la o anumită poziție) se poate concluziona că și puterea recepționată se va modifica de la o poziție la alta, așa cum era din nou normal să se întâmple în cazul în care am o sursă unică plasată undeva în partea centrală a camerei.

Problema s-ar pune acum care ar fi diferența de putere recepționată, în funcție de distanța cu care se deplasează receptorul, față de situația în care se află plasat central sub emițător. Aceasta am considerat că este poziția la care se recepționează puterea maximă.

În Fig. 5.19. și Fig. 5.20. sunt prezentate comparativ răspunsurile la impuls obținute prin simulare în cazurile în care receptorul este deplasat de la poziția inițială $2,5 \times 2,5 \times 1$ metri, în interiorul unei camere cu dimensiunile $5 \times 5 \times 3$ metri.

În Fig. 5.19. avem cazul unei configurații LOS pentru care emițătorul este plasat la coordonatele $2,5 \times 2,5 \times 3$ metri orientat în jos, iar receptorul care este orientat în sus este deplasat din poziția inițială din $0,5$ în $0,5$ metri.

Pentru Fig. 5.20. emițătorul este plasat la coordonatele $2,5 \times 2,5 \times 2,5$ metri orientat în sus, iar receptorul care este orientat în sus este deplasat din poziția inițială din $0,5$ în $0,5$ metri.

În cazul ambelor figuri receptorul va trece pe la coordonatele $2 \times 2,5 \times 1$ metri ; $1,5 \times 2,5 \times 1$ metri ; $1 \times 2,5 \times 1$ metri ; $0,5 \times 2,5 \times 1$ metri.

În Fig. 5.21. și Fig. 5.22. este reprezentată probabilitatea de eroare în funcție de puterea la intrarea receptorului pentru o configurație LOS, iar în Fig. 5.23. și Fig. 5.24. pentru o configurație difuză.

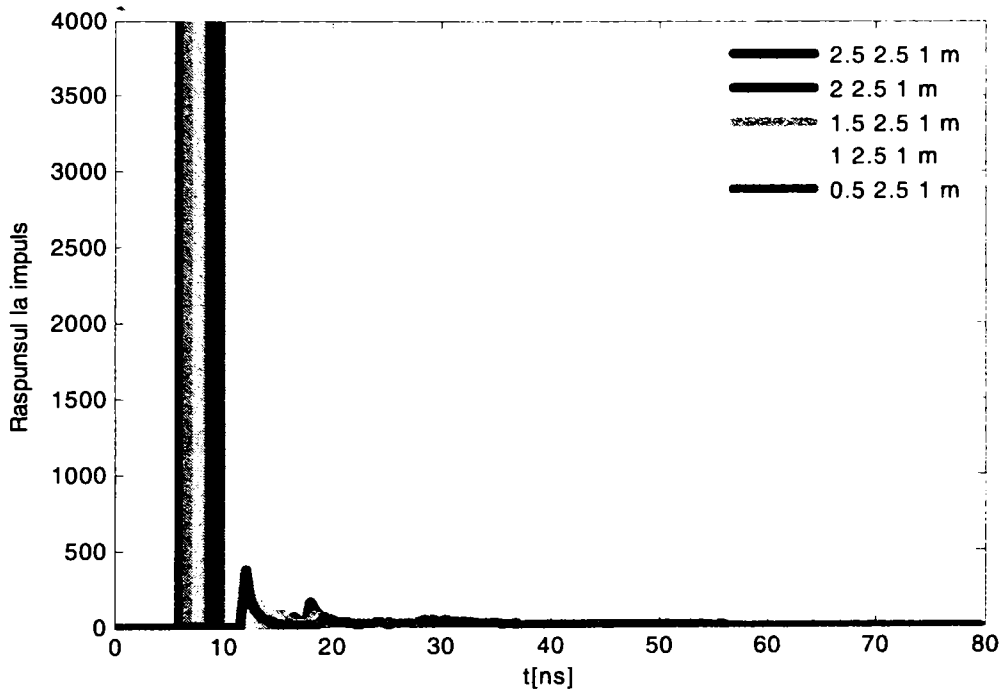


Fig. 5.19. Răspunsul la impuls pentru configurația LOS.

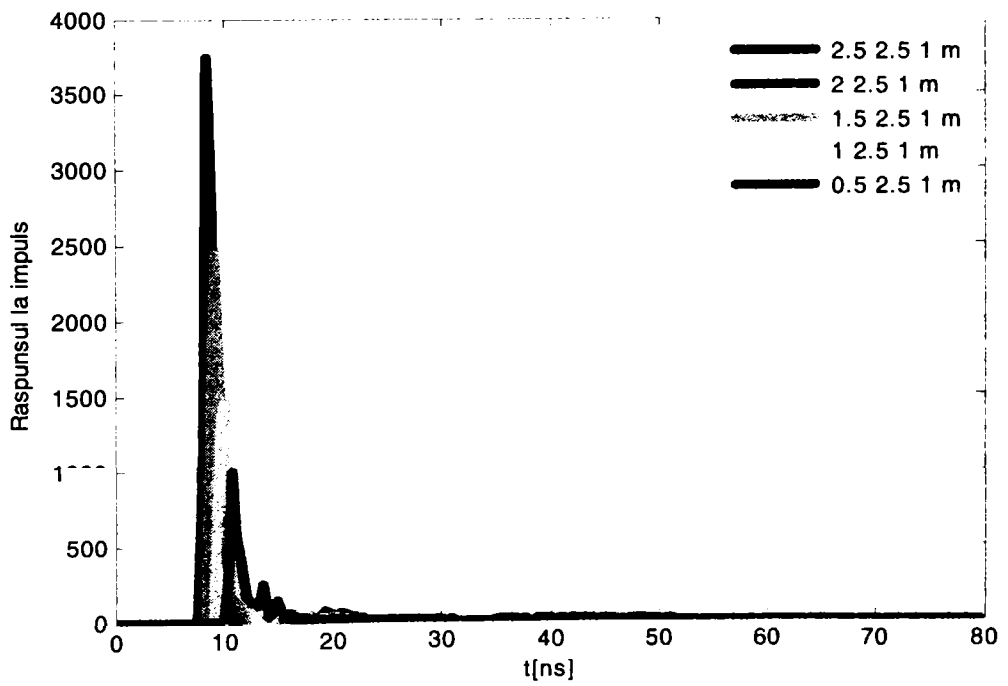


Fig. 5.20. Răspunsul la impuls pentru configurația difuză

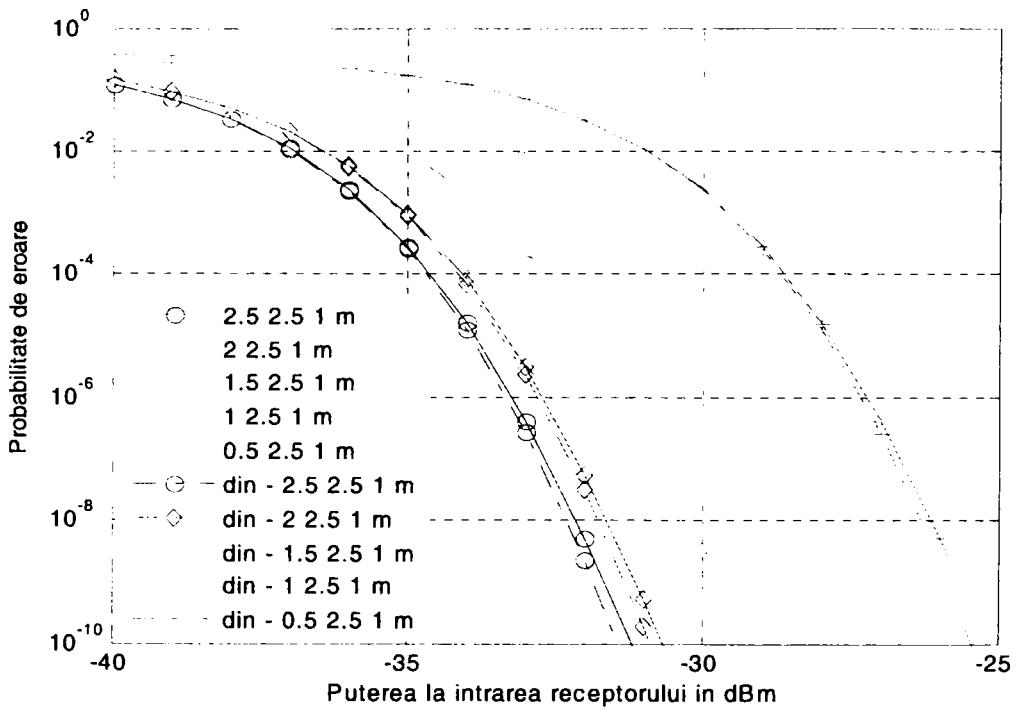


Fig. 5.21. BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

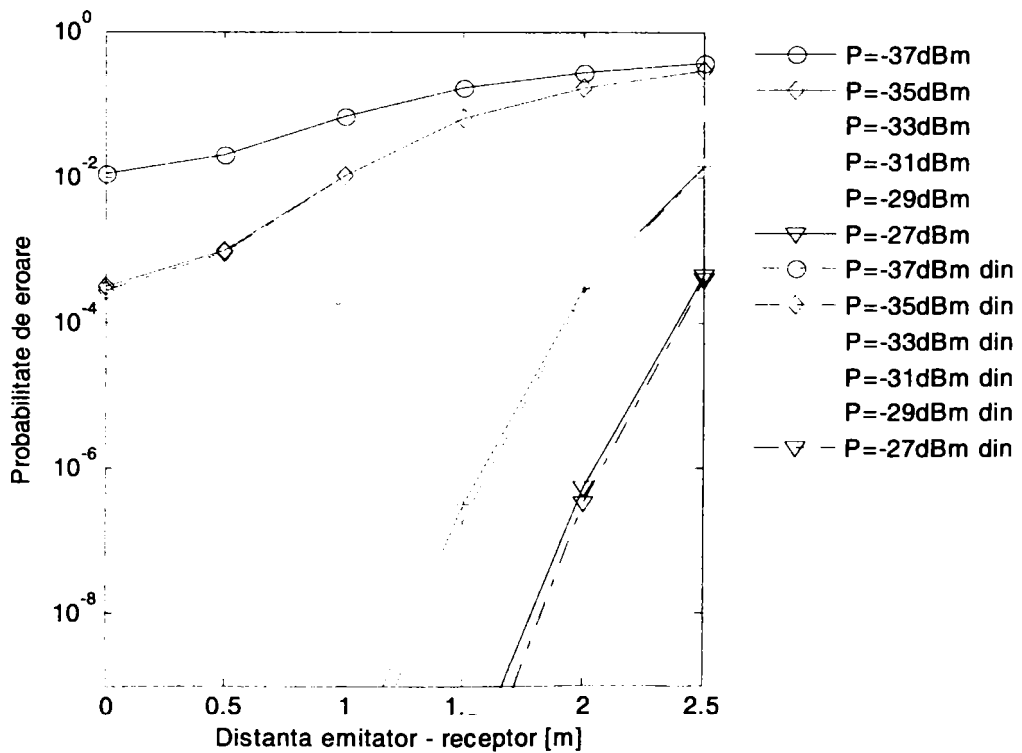


Fig. 5.22. BER pentru configurația LOS, $N = 127$, $\alpha = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

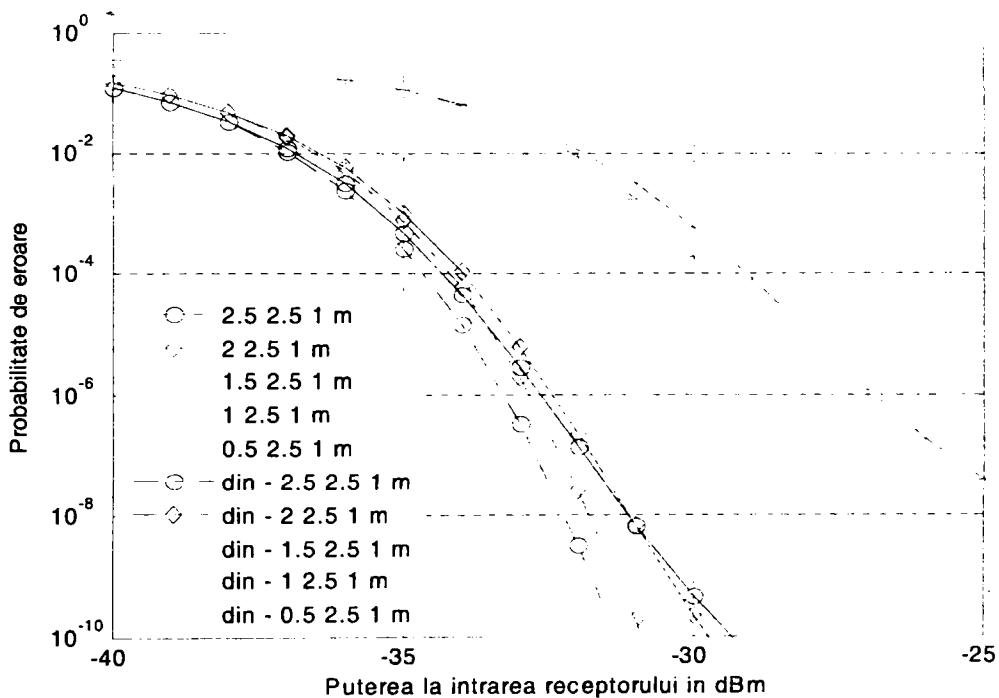


Fig. 5.23. BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

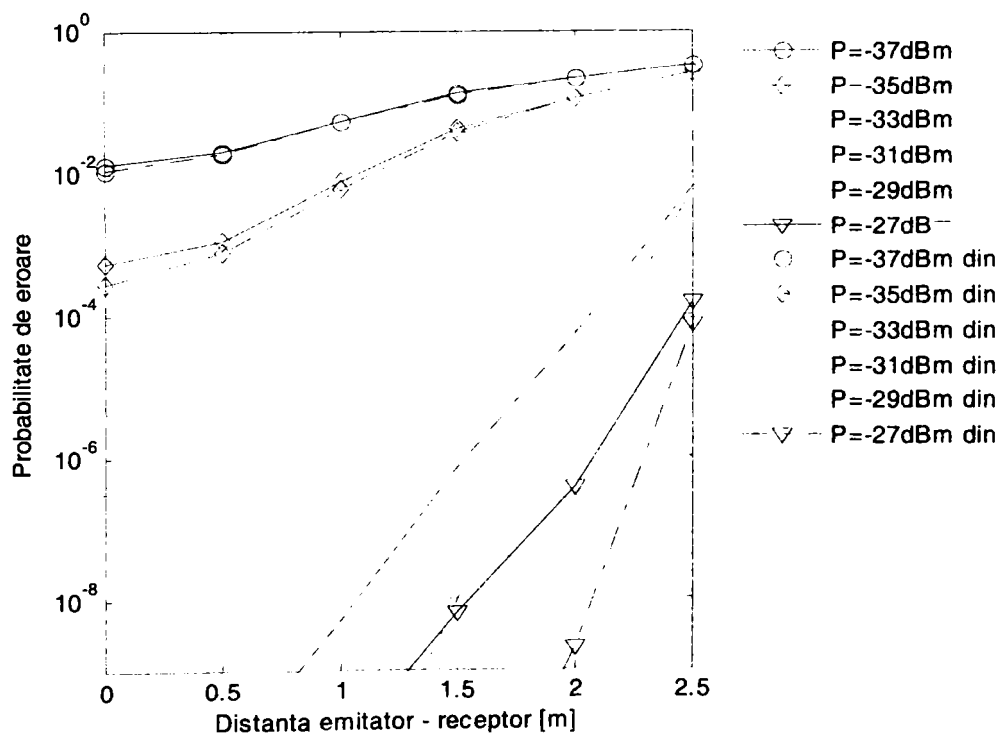


Fig. 5.24. BER pentru configurația difuză, $N = 127$, $\sigma = 1.15$, $R_b = 100$ Mb/s.

În Fig. 5.21., Fig 5.22., Fig. 5.23. și Fig 5.24. avem reprezentată probabilitatea de eroare în cazul unui număr fix $K = 25$ de utilizatori active.

Pentru Fig. 5.21. și Fig 5.22. suntem în cazul unei configurații LOS. Lungimea secvențelor-m utilizate ca secvențe de cod este $N = 127$, iar rata de transmisie de bit este de 100 Mb/s. În Fig. 5.21. BER este reprezentată în funcție de puterea la intrarea receptorului aflat cel mai aproape de emițător (cel considerat de putere maximă). În Fig. 5.22. avem BER în funcție de deplasarea receptorului față de emițător, pentru anumite puteri de valoare fixă la intrarea receptorului cel mai apropiat de emițător (-37 dBm, -35 dBm, -33 dBm, -31 dBm, -29 dBm, -27 dBm). Puterea recepționată la celelalte poziții ale receptorului se calculează în funcție de puterea la intrarea celui considerat de putere maximă. Ea se obține cu ajutorul unui coeficient de ponderare. Pentru receptorul care recepționează puterea maximă considerăm coeficientul egal cu 1, în timp ce pentru celelalte poziții coeficientul de ponderare se calculează făcând raportul dintre coeficientul de putere pentru poziția respectivă a receptorului și coeficientul de putere din cazul maxim. De exemplu în cazul configurației LOS ceilalți coeficienți de ponderare au valorile: 0,8860; 0,6408; 0,4110 și 0,2522.

În Fig. 5.23. și Fig 5.24. putem vedea BER în funcție de aceeași parametrii ca în Fig. 5.21. și Fig 5.22., singura diferență fiind tipul configurației care în acest caz este difuză.

În Fig. 5.21. și Fig 5.23. se poate observa că BER scade o dată cu creșterea valorii puterii recepționate.

Așa cum ne așteptam probabilitatea de eroare va fi mai mare pe măsură ce distanța emițător – receptor crește (vezi Fig. 5.22. și Fig. 5.24.). Cea mai mică probabilitate de eroare se înregistrează pentru o distanță 0 (adică atunci când receptorul este poziționat și el în centrul camerei, sub emițător), iar cea mai mare pentru cazul în care receptorul ajunge în colțul camerei (2,5 metri distanță pe axa orizontală). O deplasare cu 0,5 metri față de poziția centrală pare să nu aibă o influență foarte importantă, însă pentru distanțe mai mari (cel puțin în cazul unor anumite puteri, vezi Fig. 5.22. și Fig. 5.24.) diferența devine din ce în ce mai semnificativă.

Se observă și în cazul acestor ultime patru figuri ca utilizarea OCDMA dinamic propusă în paragraful 5.1.1. aduce o îmbunătățire a performanțelor. Aceasta este mai semnificativă în cazul configurației difuze și mai puțin evidentă în cazul configurației LOS, unde influența propagării pe căi multiple este mai redusă.

Pe baza celor prezentate în acest paragraf și în [LUC5] rezultă că ar fi posibilă păstrarea performanțelor la același nivel pe toată lungimea camerei. Condiția este (așa cum am prezentat mai sus) să cunoaștem diferența de putere ajunsă la receptor în poziția respectivă, față de poziția cu putere maximă și să putem crește apoi puterea recepționată la acea poziție până la valoarea necesară pentru păstrarea nivelului de performanță.

În cadrul acestui capitol am prezentat două metode de reducere a interferenței datorate dispersiei, dispersie apărută ca urmare a propagării pe căi multiple, și o modalitate de a păstra performanțele la același nivel în cazul în care receptorul se deplasează în interiorul camerei.

6. CONTRIBUȚII ȘI CONCLUZII

Transmiterea informației prin semnale optice este cunoscută încă din cele mai vechi timpuri. Apariția dispozitivelor portabile cum ar fi laptop-uri, palmtop-uri, PDA-uri (Personal Digital Assistants) a crescut necesitatea conectivității mobile și astfel a condus la dezvoltarea rețelelor locale fără fir (wireless LANs). Pe parcursul acestei lucrări a fost studiat un astfel de sistem fără fir și anume un sistem wireless OCDMA de interior.

Ca și contribuții pot fi enumerate următoarele:

- Am făcut o analiză și sinteză a sistemelor OCDMA cu codare spectrală prezentată în cadrul capitolului 2, paragraful 2.3.
- În capitolul 3, am prezentat răspunsul la impuls în cazul unui spațiu închis obținut prin două metode:
 - prin simulare cu ajutorul unui program Matlab creat de mine în cadrul colaborării la [TEL]
 - prin măsurare cu ajutorul unei machete de dimensiuni reduse [GHI, LUC3].Părțile de program realizate de mine (paragraful 3.1.) permit:
 - calculul și afișarea coeficientului de putere recepționată pentru ordinele de reflexie: 0, 1, 2 sau 3,
 - obținerea răspunsului la impuls global, cu sau fără componenta de ordinul 3, și afișarea coeficientului de putere recepționată corespunzător acestui răspuns global,
 - realizarea interfeței aferente.
- În cadrul unei cooperări între UPT și ENSSAT Lannion Franța am participat la punerea la punct a machetei reduse a canalului fără fir pentru măsurarea răspunsului optic la impuls. Am efectuat măsurătorile cu ajutorul machetei (paragraful 3.2.) [LUC3, LUC4].
 - Spre deosebire de metoda de simulare, care permite doar calculul răspunsului la impuls pentru o cameră nemobilată, metoda de măsurare cu ajutorul machetei permite determinarea răspunsului la impuls în cazul unei camere mobilate sau nemobilate. Timpul necesar este redus ceea ce constituie un alt avantaj. Un dezavantaj este că nu pot fi observate separat influențele reflexiilor de diferite ordine care compun răspunsul global.
 - Metoda de simulare permite un control mai precis al caracteristicilor sursei și receptorului (abscisă, ordonată, altitudine, elevație, azimut) în comparație cu metoda de măsurare cu ajutorul machetei. Un alt avantaj al acestei metode este că ne permite să determinăm influența avută de reflexiile de diferite ordine în impulsul final. De asemenea putem obține răspunsul la impuls global și putem calcula coeficientul de putere al acestuia. Un dezavantaj ar fi acela că este

luată în considerare o cameră goală. Pentru ordine de reflexie mai mari și dimensiuni ale suprafeței elementare mici, calculele pot necesita o durată destul de mare de timp ceea ce constituie un alt neajuns.

- Pentru prelucrarea datelor obținute în urma măsurărilor am realizat un program Matlab cu o interfață aferentă, pe care am prezentat-o în Anexa A și în [LUC4].
- Înregistrarea răspunsurilor la impuls măsurate și obținerea pe baza lor a răspunsului cu ajutorul unui program de simulare a filtrelor FIR (paragraful 3.3.), răspuns necesar pentru efectuarea deconvoluției.
- În capitolul 4 paragraful 4.1. am făcut o analiză a unui sistem wireless OCDMA cu codare spectrală în amplitudine în cazul „clasic”, în care un utilizator își transmite toți biții utilizând o singură secvență de cod. Analiza este derivată din cea prezentată de Kavehrad [KAV1], însă față de modelul inițial care nu utilizează în calcule răspunsul la impuls, modelul pe care l-am prezentat în teză și în [LUC2] se bazează pe utilizarea răspunsului optic la impuls simulat sau măsurat, obținut în cazul unui spațiu închis nemobilat sau mobilat, și astfel este posibilă o analiză mai în detaliu a influenței propagării semnalului pe căi multiple. Prin schimbarea unor parametri ai sursei, prin program, modelul prezentat permite utilizarea tuturor tipurilor de surse pentru sisteme OCDMA cu codare spectrală: diode LED, surse fluorescente cu fibre cu rețele Bragg sau baterii de diode laser.
- Am utilizat răspunsurile la impuls obținute prin simulare și/sau măsurare (în capitolul 3) pentru obținerea performanțelor de eroare (BER). Acestea sunt prezentate în paragraful 4.2. În cazul unei configurații difuze pentru 25 de utilizatori activi simultan, la un debit de 25 Mb/s și $\alpha = 1$ se poate ajunge la BER de 10^{-9} la o putere de aproximativ -27 dBm în cazul unor secvențe de cod de lungime $N = 127$ și la -30.5 dBm pentru $N = 511$. Pentru $N = 511$ BER poate fi 10^{-9} și în cazul a 50 sau 63 utilizatori activi simultan, pentru puteri recepționate de până la -25 dBm. În cazul unei configurații difuze pentru 25 de utilizatori activi simultan, la un debit de 100 Mb/s și $\alpha = 1.15$ se poate ajunge la BER de 10^{-9} la o putere de aproximativ -27.5 dBm în cazul unor secvențe de cod de lungime $N = 127$ și la -28.5 dBm pentru $N = 511$. Pentru $N = 511$ BER poate fi 10^{-9} și în cazul a 50 sau 63 utilizatori activi simultan, pentru puteri recepționate de până la -27 dBm. Un factor important de degradare a performanțelor în cazul sistemelor OCDMA wireless cu codare spectrală în amplitudine, s-a dovedit a fi ISI datorată propagării pe căi multiple, generată de reflexiile pe diferitele elemente reflectorizante (pereți, tavan, podea, mobilă).
- În capitolul 5 am propus două modalități de reducere a interferenței datorate dispersiei multicale și anume utilizarea OCDMA „dinamic”, respectiv utilizarea deconvoluției; acestea au fost prezentate în [LUC2], respectiv [LUC1]. Apoi, am prezentat un studiu al cazului în care receptorul din cadrul sistemului este mobil [LUC5]. Studiul este bazat pe facilitățile oferite de programul Matlab (paragraful 3.1.), utilizat pentru simularea răspunsului la impuls, și anume: posibilitatea determinării răspunsului global și a

coeficientului de putere recepționată, pentru diferite poziții emițător-receptor.

- am făcut în paragraful 5.1.1., o analiză [LUC2] (inspirată de rezultatele obținute în capitolul 4) a performanțelor (BER) pentru sistemele OCDMA wireless cu codare spectrală în amplitudine pentru cazul „dinamic”, în care s-au atribuit unui utilizator mai multe secvențe de cod, nu doar una singură cum era în cazul „clasic”. Am analizat cazurile în care un utilizator transmite un anumit număr de biți consecutivi (2 biți vezi Fig. 5.7. și Fig. 5.8.) cu ajutorul aceleiași secvențe de cod mergându-se până la cazul în care fiecare bit consecutiv este transmis cu ajutorul unei alte secvențe de cod (4 biți diferiți sau 10 biți diferiți vezi Fig. 5.7. - Fig. 5.10.). Am constatat o îmbunătățire a performanțelor (BER) în special în cazul unei configurații difuze. Cea mai evidentă îmbunătățire a performanțelor a rezultat atunci când un utilizator are atribuite L secvențe de cod în cazul unui răspuns care are o întindere în timp LT , T -perioada unui bit. În unele cazuri viteza necesară pentru comutarea măștii poate fi considerată prea mare și apare ca potrivită folosirea de către un utilizator a mai puțin de L secvențe de cod, astfel un anumit număr de biți (câte 2 biți consecutivi Fig. 5.7. și Fig. 5.8.) fiind transmiși cu aceeași secvență de cod viteza de comutare a măștii este mai redusă, dar încă obținem o anumită îmbunătățire a BER. Prin utilizarea OCDMA „dinamic”, pentru o configurație difuză, am obținut un câștig de 3.6 dB (de la -26.4 dBm la -30 dBm), față de cazul „clasic”, la un debit de 25 Mb/s în cazul a 25 de utilizatori activi și BER de 10^{-9} . Pentru o configurație LOS, am obținut un câștig de 0.6 dB (de la -28.2 dBm la -28.8 dBm), față de cazul „clasic”, la un debit de 25 Mb/s în cazul a 50 de utilizatori activi și BER de 10^{-9} . În cazul „dinamic” pentru o configurație difuză la un debit de 100 Mb/s se poate obține BER de 10^{-9} ; în cazul „clasic” nu poate fi obținută această valoare, cea mai bună valoare a lui BER este de aproximativ 10^{-3} . La un debit de 100 Mb/s pentru o configurație LOS, prin utilizarea OCDMA „dinamic” am obținut un câștig de 0.75 dB (de la -26.75 dBm la -27.5 dBm) în cazul a 50 de utilizatori activi și BER de 10^{-9} . Pentru o configurație difuză, în cazul a 10 utilizatori activi, la un debit de 1 Gb/s prin utilizarea OCDMA „dinamic” se poate obține un BER care se apropie de 10^{-5} atunci când se folosesc 10 secvențe de cod diferite și un BER de aproximativ 10^{-3} dacă se folosesc 4 secvențe de cod diferite; în cazul „clasic” se poate obține un BER de 10^{-1} .
- În paragraful 5.1.2. am utilizat ca metodă de reducere a interferenței multicale, deconvoluția. Am realizat o analiză a performanțelor (BER, SNR) cu ajutorul modelului propus [LUC1, LUC3] și din graficele obținute a rezultat o îmbunătățire a acestora în special în cazul unei configurații difuze. Prin utilizarea deconvoluției am obținut pentru o configurație difuză, față de cazul fără deconvoluție, un câștig de 2.5 dB (de la -27.1 dBm la -29.6 dBm) la un debit de 25 Mb/s, $K = 25$ de utilizatori activi simultan și BER de 10^{-9} . În cazul unei configurații difuze la un debit de 100 Mb/s, prin utilizarea deconvoluției se poate obține BER de 10^{-9} pentru 25 și 50 de utilizatori activi; dacă nu se utilizează deconvoluția BER se

apropie de 10^{-3} . Pentru o configurație LOS la un debit de 100 Mb/s, $K = 25$ de utilizatori activi simultan și BER de 10^{-9} câștigul este de 0.15 dB (de la -27.6 dBm la -27.75 dBm). Utilizând deconvoluția BER de 10^{-4} poate fi obținut, la un debit de 1 Gb/s pentru $K = 10$ utilizatori activi simultan, în cazul fără deconvoluție se obține un BER de 10^{-1} .

- în paragraful 5.2. am prezentat un studiu propriu pentru cazul în care receptorul din cadrul sistemului este mobil. În urma analizei am prezentat o modalitate de a păstra performanțele sistemului (BER) la același nivel ca și cel de la poziția unde se recepționează puterea maximă (prin mărirea cu cantitatea necesară a puterii recepționate la acea poziție), în cazul în care receptorul se deplasează în interiorul camerei [LUC5]. Am mai constatat că o depărtare de până la 0,5 metri a receptorului față de emițător nu modifică esențial performanțele sistemului optic de comunicație (Fig. 5.24.).

Măsurătorile practice au fost făcute în Laboratoire d'Optronique de la ENSSAT Lannion, în cadrul unor mobilități Socrates.

Anexa A: Interfața programului Matlab de prelucrare a datelor obținute prin măsurătorile efectuate cu ajutorul machetei

Prelucrare fișiere de la aparat

Introducerea numelui fișierului salvat (pume.txt)		Numarul de puncte	Limitele de frecvența în MHz		Limitele de frecvența în MHz Ase-zisul ZOOM	
fișier1:	ApeBincoltaramoblaarefieditaraadifuzoarefigton1.t	Nr1:	20	inf1:	sup1:	3000
fișier2:	ApeBincoltinoscumbolataradifuzoare1.t	Nr2:	20	inf2:	sup2:	3000
fișier3:	ApeBincoltincumboladifuzoareadirectoarefigton1.t	Nr3:	20	inf3:	sup3:	3000

START

Introducerea titlului graficelor Introducerea parametrului măsurat Introducerea parametrului măsurat

Implementare FIR

fișier1: ApeBincoltaramoblaarefieditaraadifuzoarefigton1.t

pt. fișier1: ApeBincoltaramoblaarefieditaraadifuzoarefigton1.t int: 4.E pt. fișier1: 20logscsi4.E

fișier2: ApeBincoltinoscumbolataradifuzoare1.t

pt. fișier2: ApeBincoltinoscumbolataradifuzoare1.t int: 4.E pt. fișier2: 20logscsi4.E

fișier3: ApeBincoltincumboladifuzoareadirectoarefigton1.t

pt. fișier3: ApeBincoltincumboladifuzoareadirectoarefigton1.t int: 4.E pt. fișier3: 20logscsi4.E

Calcul coeficient 0 6.706

T1 T2

Parametru pentru camera reală

Dacă există cale LOS se pune LOS-ul respectiv pe 1.

fișier1: ApeBincoltaramoblaarefieditaraadifuzoarefigton1.t

Raportul(R) LOS1 0 LOS2 0 LOS3

fișier2: Breterinta.bt

Fig. 1A. Interfața programului Matlab de prelucrare a datelor obținute prin măsurătorile efectuate cu ajutorul machetei

Interfața pe care am construit-o în scopul de a putea prelucra datele obținute în cazul măsurărilor efectuate cu ajutorul machetei poartă numele de: *Prelucrare fișiere de la aparat*. Prin intermediul ei putem efectua următoarele acțiuni:

- Se poate introduce numele fișierului care conține datele salvate în urma măsurărilor efectuate. Pot fi prelucrate în același timp trei fișiere diferite.
- Se introduce numărul de puncte în care a fost efectuată măsurătoarea respectivă (de exemplu 201), pentru fiecare din cele trei fișiere prelucrate.
- Se introduc limitele plajei de frecvență utilizată pentru realizarea măsurărilor.
- Putem alege să prelucrăm doar datele dintr-o anumită "fereastră" (zonă) a plajei de frecvență. Aceasta se realizează prin introducerea valorilor corespunzătoare în zona pe care am numit-o: *Așa-zisul ZOOM*.
- Este posibilă introducerea titlului pentru graficele respective (pentru cele trei fișiere prelucrate). Putem avea afișate graficele și fără titlu, în acest caz lăsăm liberă căsuța respectivă.
- Putem introduce parametrul reprezentat (de exemplu în cazul nostru răspunsul la impuls și modulul răspunsului în frecvență).
- În funcție de răspunsul la impuls determinat în cazul machetei putem obține răspunsul la impuls în cazul unei camere cu dimensiuni normale (camera reală), vezi capitolul 3 paragraful 3.2. Pentru efectuarea "corecțiilor" necesare se alege raportul corespunzător între dimensiunile machetei și cele ale camerei reale și în caz că există LOS se pune LOS-ul respectiv pe 1.
- Prin apăsarea butonului *Calcul coeficient* se poate obține puterea pentru intrarea A (într-un anumit interval $T1 - T2$) ținând cont de puterea lui B care este măsurată.
- Prin apăsarea butonului *Implementare FIR* se activează o parte a programului Matlab care permite obținerea unui răspuns corespunzător celui măsurat.

Anexa B: Calculul P_e la ieșirea unui receptor OOK

Pentru calculul probabilității de eroare trebuie cunoscută valoarea medie pătratică σ_z^2 a zgomotului care se suprapune peste semnalul util. Se utilizează aproximarea Gaussiană pentru variabila de decizie.

Calculul P_e la ieșirea unui receptor OOK poate fi făcut presupunând cunoscute densitățile de repartiție a probabilităților condiționate ale semnalelor recepționate. Probabilitatea de eroare este dată de o relație de forma [MIH2]:

$$P_e = \frac{1}{2} P_{r0}(b_{prag}) + \frac{1}{2} P_{r1}(b_{prag}) \quad (B.1.)$$

unde

$$P_{r0}(b_{prag}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{z0}} \int_{b_{prag}}^{\infty} \exp\left[-\frac{(b-b_0)^2}{2\sigma_{z0}^2}\right] db \quad (B.2.)$$

$$P_{r1}(b_{prag}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{z1}} \int_{-\infty}^{b_{prag}} \exp\left[-\frac{(b_1-b)^2}{2\sigma_{z1}^2}\right] db$$

În relațiile (B.1.) și (B.2.): b_0 și b_1 sunt cele două niveluri optice care (în lipsa zgomotului) corespund celor două niveluri logice "0" și "1"; b_{prag} reprezintă nivelul de prag; σ_{z0}^2 și σ_{z1}^2 reprezintă dispersiile zgomotului (σ_z^2) atunci când este recepționat un "0" și respectiv un "1".

b_{prag} se alege astfel încât $P_{r0}(b_{prag}) = P_{r1}(b_{prag})$ și atunci relația (B.1.) va deveni:

$$P_e = P_{r0}(b_{prag}) = P_{r1}(b_{prag}) \quad (B.3.)$$

În cazul nostru pentru "0" avem un nivel 0, iar pentru "1" avem un nivel N_0a . Dacă alegem o valoare a pragului de decizie $N_0a/2$ (la mijloc) probabilitatea de eroare în cazul variabilei z rezultă:

$$P_e = P_{r1}(b_{prag}) = \int_{-\infty}^{\frac{N_0a}{2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left[-\frac{(z-N_0a)^2}{2\sigma_z^2}\right] dz \quad (B.4.)$$

Tinând cont de relația de definiție a funcției $\text{erfc}(x)$ [MIH2, SKL, *9]:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du \quad (\text{B.5.})$$

și folosind substituția $u = \frac{z - N_0 a}{\sqrt{2\sigma_z}}$ avem:

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{-\infty}^{\frac{N_0 a - N_0 a}{2\sqrt{2\sigma_z}}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-u^2} du = \int_{-\infty}^{\frac{N_0 a}{2\sqrt{2\sigma_z}}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-u^2} du \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\frac{N_0 a}{2\sqrt{2\sigma_z}}} \frac{2}{\sqrt{\pi}} e^{-u^2} du = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{N_0 a}{2\sqrt{2\sigma_z}}} e^{-u^2} du \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{N_0 a}{2\sqrt{2\sigma_z}}\right) \end{aligned} \quad (\text{B.6.})$$

Relația pe care am obținut-o pentru probabilitatea de eroare este asemănătoare celei din [VAS, WEI2, WEI3, WEI4]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{8}}\right) \quad (\text{B.7.})$$

Anexa C: Răspunsul la impuls

Coefficient de putere receptionata $4.5192e-006$

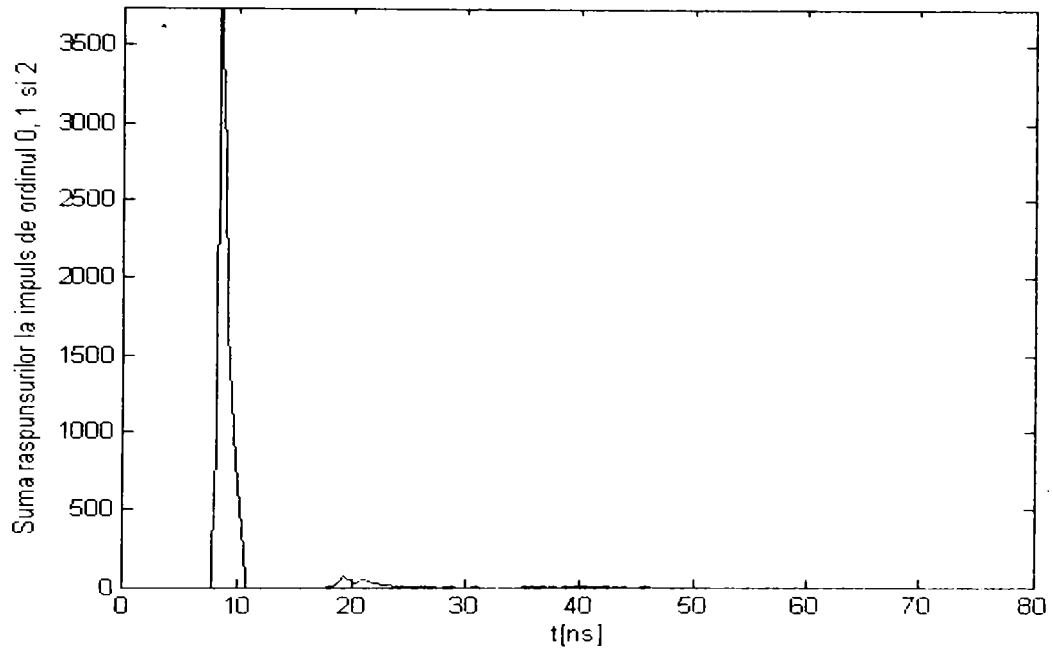


Fig. 1C. Răspunsul pentru configurația difuză. E: 2,5x2,5x2,5 metri; R: 2,5x2,5x1 metri

Coefficient de putere receptionata $3.1424e-006$

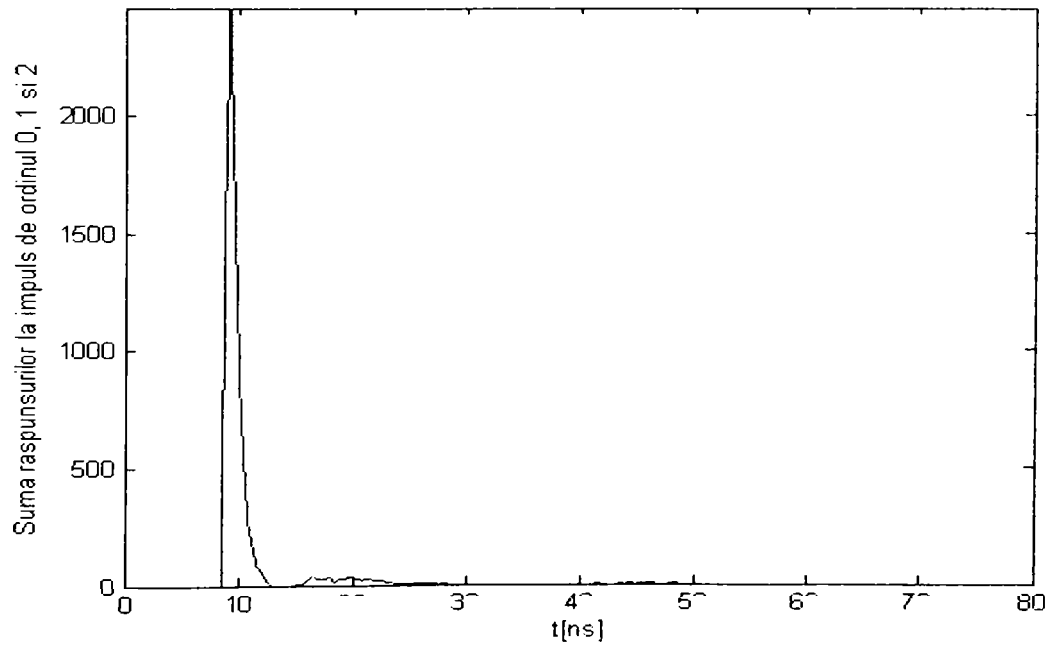


Fig. 2C. Răspunsul pentru configurația difuză. E: 2,5x2,5x2,5 metri; R: 1,5x2,5x1 metri

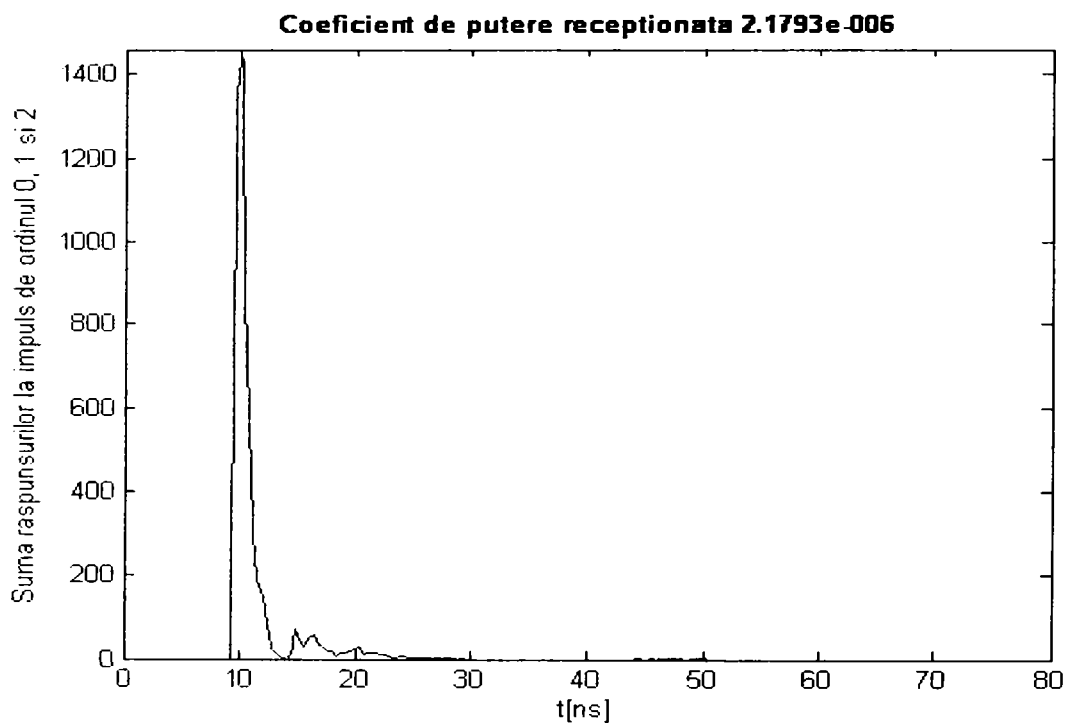


Fig. 3C. Răspunsul pentru configurația difuză. E: 2,5x2,5x2,5 metri; R: 1x2,5x1 metri

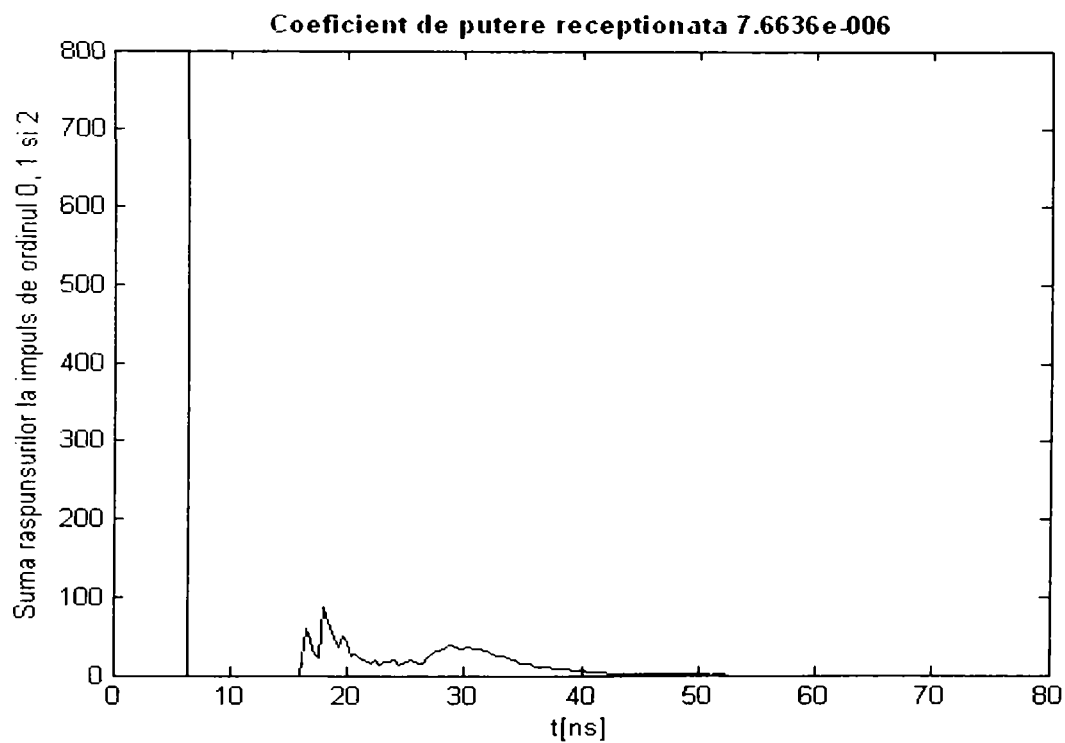


Fig. 4C. Răspunsul pentru configurația LOS. E: 2,5x2,5x3 metri; R: 2x2,5x1 metri

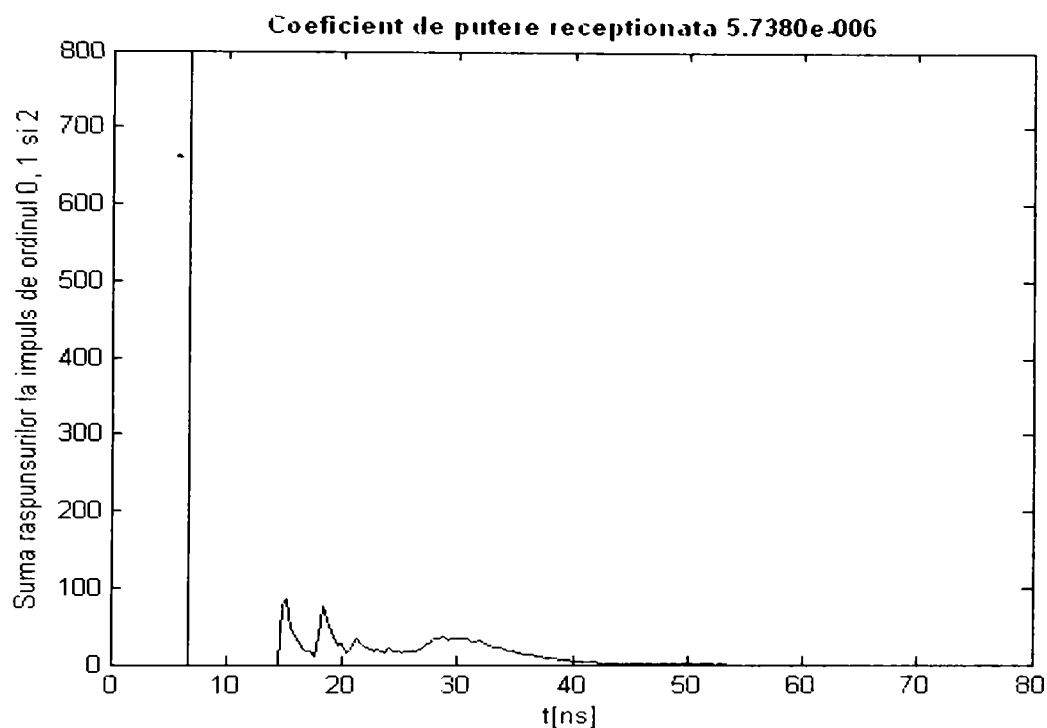


Fig. 5C. Răspunsul pentru configurația LOS. E: 2,5x2,5x3 metri; R: 1,5x2,5x1 metri

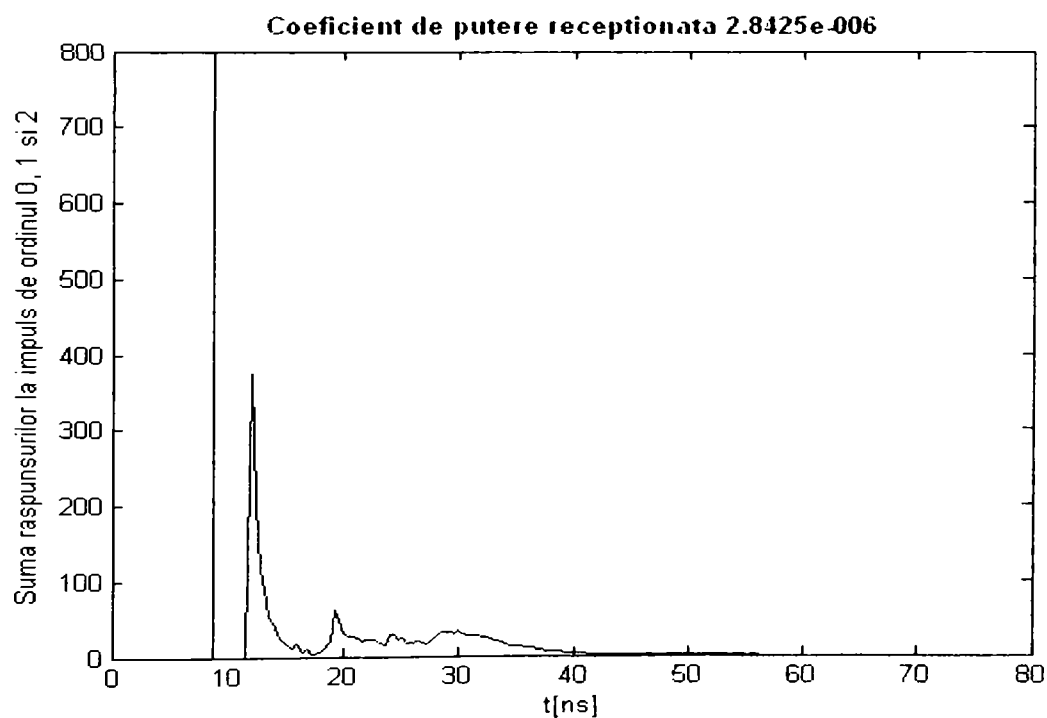


Fig. 6C. Răspunsul pentru configurația LOS. E: 2,5x2,5x3 metri; R: 0,5x2,5x1 metri

Bibliografie

[ALQ] Y. A. Alquad, Mohsen Kaverhad, „MIMO Characterisation of Indoor Wireless Optical Link Using a Diffuse-Transmission Configuration”, IEEE Transactions on Communications, vol. 51, No. 9, pp 1554-1560, September 2003

[ARG1] C. Argon, R. Ergül, „Optical CDMA via shortened optical orthogonal codes based on extended sets”, Optics Communications 116(1995), pp 326-330, 1 May 1995

[ARG2] C. Argon, R. Ergül, „Detection of shortened OOC codewords in optical CDMA systems with double hard-limiters”, Optics Communications 177(2000), pp 277-281, 15 April 2000

[AYD] N. Aydin, „Communication Protocols for IDEAS”, nov. 2001, www.see.ed.ac.uk/~SLIg/naydin/rapideas.pdf

[AZI] M. Azizoglu, J. A. Salehi, Ying Li, „Optical CDMA via Temporal Codes”, IEEE Transactions on Communications, vol. 40, No. 7, pp 1162-1170, July 1992

[BAN] S. V. Bana, P. Varaiya, „Space Division Multiple Acces (SDMA) for Robust Ad hoc Vehicle Communication Networks”, The IEEE Fourth International Conference On Intelligent Transportation Systems, paleale.eecs.berkeley.edu

[BAR] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt „Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 11, No. 3, pp. 367-379, April 1993

[BEN] S. Benedetto, G. Olmo, „Analysis of an optical code division multiple access scheme employing Gold sequences”, IEEE Proceedings-I, vol. 140, No. 3, pp. 211-219, June 1993

[CAR1] J. B. Carruthers, J. M. Kahn, „Multiple-Subcarrier Modulation for Nondirected Wireless Infrared Communication”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 14, No. 3, pp. 538-546, April 1996

[CAR2] J. B. Carruthers, J. M. Kahn, „Modeling of Nondirected Wireless Infrared Channels”, IEEE Transactions on Communications, vol. 45, No. 10, pp. 1260-1268, October 1997

[CHA] H. H. Chan, K. L. Sterckx, J. M. H. Elmirghani, R.A. Cryan, „Performance of Optical Wireless OOK and PPM Systems Under the Constraints of Ambient Noise and Multipath Dispersion”, IEEE Communications Magazine, pp. 83-87, December 1998

- [CHG] C. C. Chang, P. Sardesai, A. M. Weiner „ Code-Division Multiple-Access Encoding and Decoding of Femtosecond Optical Pulses over a 2.5-km Fiber Link“, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 10, No. 1, pp. 171–173, January 1998
- [COP] M. Cooper, M. Goldberg „Intelligent Antennas: Spatial Division Multiple Access“, Annual Review of Communications, pp. 999-1002, 1996
- [DEN] T. Dennis, B. Aazhang, J. F. Young, „Demonstration of All-Optical CDMA with Bipolar Codes“, IEEE, pp. 21-22, 1997
- [DJC1] I. B. Djordjevic, B. Vasic, J. Rorison, „Multi-Weight Unipolar Codes for Multimedia Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems“, IEEE Communications Letters, vol. 8, No. 4, pp. 259–261, April 2004
- [DJC2] I. B. Djordjevic, B. Vasic „Unipolar Codes for Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems Based on Projective Geometries“, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 15, No. 9, pp. 1318–1320, September 2003
- [DJC3] I. B. Djordjevic, B. Vasic, J. Rorison, „ Design of Multiweight Unipolar Codes for Multimedia Optical CDMA Applications Based on Pairwise Balanced Designs“, Journal of Lightwave Technology, vol. 21, No. 9, pp. 1850–1856, September 2003
- [FER] X. N. Fernando, B. Balendran, „Adaptive Denoising and Equalization of Infrared Wireless CDMA System“, EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2005:1, pp. 20–29, Hindawi Publishing Corporation 2005
- [FSA] I. Fsaifes, C. Lepers, M. Lourdiane, P. Gallion, V. Beugin, P. Guignard, „Source coherence impairments in a direct detection direct sequence optical code-division multiple-access system“, Applied Optics, vol. 46, No. 4, pp. 456-462, February 2007.
- [GFE] F. R. Gfeller, U. H. Bapst „Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation“, Proceedings of the IEEE, vol. 67, No. 11, pp. 1474–1486, November 1979
- [GHA] Z. Ghassemlooy, „Indoor Optical Wireless Communication Systems - Part I: Review“, pp. 11–31, 2003, <http://soe.northumbria.ac.uk/ocr/downloads/partI-rev.pdf>
- [GHI] L. Ghișa, M. Telescu, P. Besnard, A. Mihăescu „Experimental characterization of impulse response for optical indoor wireless channels“, Scientific Bulletin of the “Politehnica” University of Timișoara, Fașcicola 2, pp. 297-299, October 2004
- [HAF] S. Halunga-Fratu, O. Fratu, D. N. Vizireanu, „Sisteme de comunicație cu acces multiplu cu diviziune în cod (CDMA) – Noțiuni fundamentale. Tehnici de codare“, ETF București, 2000
- [HAY] S. Haykin, „Communication Systems“, 4th Edition, John Wiley & Sons, 2000

- [HEA] D. J. T. Heatley, D. R. Wisely, I. Neild, P. Cochrane „Optical Wireless: The Story So Far”, IEEE Communications Magazine, pp. 72-82, December 1998
- [HOL] A. S. Holmes, R. R. A. Syms, „All-Optical CDMA Using “Quasi-Prime” Codes”, Journal of Lightwave Technology, vol. 10, No. 2, pp. 279-286, February 1992
- [HUA] J.F.Huang, D. Z. Hsu, „Fiber-Grating-Based Optical CDMA Spectral Coding with Nearly Orthogonal M-Sequence Codes”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 12, No. 9, pp. 1252-1254, September 2000
- [KAH1] J. M. Kahn, W. J. Krause, and J. B. Carruthers, “Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels,” IEEE Transactions on Communications, vol. 43, pp. 1613–1623, Feb./Mar./Apr. 1995
- [KAH2] J. M. Kahn, J. R. Barry, „Wireless Infrared Communications,” Proceedings of the IEEE, vol. 85, No. 2, pp. 265-298, February 1997
- [KAR] N. Karafolas, D. Uttamchandani, „Optical Fiber Code Division Multiple Access Networks: A Review”, Optical Fiber Technology 2, Article No. 0017, pp. 149-168, 1996
- [KAV1] M. Kavehrad, D. Zaccarin, „Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources”, Journal of Lightwave Technology, vol. 13, No. 3, pp. 534-545, March 1995
- [KAV2] M. Kavehrad, E. Simova, „Optical CDMA by Amplitude Spectral Encoding of Spectrally-Sliced Light-Emitting-Diodes”, IEEE, pp. 414-418, 1996
- [KIA] K. Kiasaleh, T. Y. Yan, „T-PPM: A Novel Modulation Scheme for Optical Communication Systems Impaired by Pulse-Width Inaccuracies”, TMO Progress Report 42-135, pp. 1-16, November 15, 1998
- [KIR] O. Kirkeby, P. A. Nelson, H. Hamada, F. O. Bustamante, “Fast Deconvolution of Multichannel Systems Using Regularization”, IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, vol. 6, No. 2, pp. 189-194, March 1998.
- [KWG] W. C. Kwong, P. A. Perrier, P. R. Prucnal, „Performance Comparison of Asynchronous and Synchronous Code-Division Multiple-Access Techniques for Fiber-Optic Local Area Networks”, IEEE Transactions on Communications, vol. 39, No. 11, pp. 1625-1634, November 1991
- [KWO] H. M. Kwon, „Optical Orthogonal Code-Division Multiple-Access System – Part I: APD Noise and Thermal Noise”, IEEE Transactions on Communications, vol. 42, No. 7, pp. 2470-2479, July 1994
- [LOU] M. Lourdiane, P. Gallion, R. Vallet, „Direct-Sequence Code Division Multiple Access: From radio communications to optical networks”, Annals of Telecommunications, vol. 58, No. 11-12, pp. 1873-1897, 2003.

- [LUC1] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, „Deconvolutional OCDMA for Indoor Wireless Optical Communications”, Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, vol. 3, pp. 53-56, 2010.
- [LUC2] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, C. Vlădeanu, „Dynamic OCDMA Coding for Indoor Wireless Optical Communications”, The 8th International Conference on Communications "COMM 2010" București, vol. 2, pp. 347-350, June 2010.
- [LUC3] **R. Lucaciu**, „Multipath Interference Reduction Using Deconvolution in OCDMA Wireless Optical System”, International Symposium on Electronics and Telecommunications ETC 2010 Ninth Edition "ISETC 2010", Timișoara, pp. 277-280, 11-12 November 2010.
- [LUC4] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, „Simulation Program for FIR Filter Approximation of Indoor Wireless Optical Channel”, Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Transactions on Electronics and Communications, Fascicola 1/2010, TOM 55(69) , pp. 8-12, 2010.
- [LUC5] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, C. Vlădeanu, „Receiver Mobility Influence on OCDMA Indoor Wireless Communications System Performances”, acceptat pentru publicare la - The 9th WSEAS International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing "CSECS 2010", Athens, 29-31 December 2010.
- [MAR] S. V. Marić, Z. I. Kostić, E. L. Titlebaum, „A New Family of Optical Code Sequences for Use in Spread-Spectrum Fiber-Optic Local Area Networks”, IEEE Transactions on Communications, vol. 41, No. 8, pp. 1217-1221, August 1993
- [MAS1] G. W. Marsh, J. M. Kahn, „Performance Evaluation of Experimental 50- Mbps Diffuse Infrared Wireless Link Using On-Off Keying with Decision-Feedback Equalization”, IEEE Transactions on Communications, vol. 44, No. 11, pp. 1496-1504, November 1996
- [MAS2] G. W. Marsh, J. M. Kahn, „Channel Reuse Strategies for Indoor Infrared Wireless Communications”, IEEE Transactions on Communications, vol. 45, No. 10, pp. 1280-1290, October 1997
- [MIH1] A. Mihăescu, „Comunicații Optice”, Editura de Vest, Timișoara 1999
- [MIH2] A. Mihăescu, „Optoelectronică și Comunicații Optice”, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara 2001
- [MIH3] A. Mihăescu, P. Besnard, „Indoor Wireless Optical Communications”, The 8th International Conference on Communications "COMM 2010" București, vol. 2, pp. 359-362, June 2010.
- [MOK] M. R. Mokhtar, M. Ibsen, P. C. Teh, D. J. Richardson, „Simple dynamically reconfigurable OCDMA encoder/decoder based on a uniform fiber Bragg grating”, http://www.spioptics.com/Tech_Papers/Reconfig_OCDMA.pdf

- [MOR1] A. J. C. Moreira, R. T. Valadas, A. M. O. Duarte, „Reducing the Effects of Artificial Light Interference in Wireless Infrared Transmission Systems“, IEE Colloquium „*Optical Free Space Communication Links*“, Savoy Place, London, UK, 19 February 1996, pp. 1-9
- [MOR2] A. J. C. Moreira, R. T. Valadas, A. M. O. Duarte, „Optical interference produced by artificial light“ *Wireless Networks*, vol. 3, No. 2, pp. 131-140, 1997.
- [NGU1] L. Nguyen, B. Aazhang, J. F. Young, „All-optical CDMA with bipolar codes“, *Electronics Letters*, vol. 31, No. 6, pp. 469-470, March 1995
- [NGU2] L. Nguyen, T. Dennis, B. Aazhang, J. F. Young, „Experimental Demonstration of Bipolar Codes for Optical Spectral Amplitude CDMA Communication“, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, No. 9, pp. 1647-1653, September 1997
- [PEA] M. Brandt-Pearce, B. Aazhang, „Optical spectral amplitude code division multiple access system,“ in *Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory*, pp. 379, 1993
- [PIC] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, L. B. Milstein, „Theory of Spread-Spectrum Communications – A tutorial“, *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-30, pp. 855-884, May 1982
- [PRU] P. R. Prucnal, M. A. Santoro, T. R. Fan, „Spread Spectrum Fiber-Optic Local Area Network Using Optical Processing“, *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-4, No. 5, pp. 547-554, May 1986
- [RAD] I. Radovanovic, G. Heideman, H. Siasi, A. Meijerink, Wim van Etten, „Addressable Spectrally Encoded Optical CDMA System for Application in Access and Local Area Networks“, <http://hawk.iszf.irk.ru/URSI2002/GAabstracts/papers/p1047.pdf>
- [RAZ1] M. Razavi, J. A. Salehi, „Statistical Analysis of Fiber-Optic CDMA Communication Systems – Part I: Device Modeling“, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, No. 8, pp 1304-1316, August 2002
- [RAZ2] M. Razavi, J. A. Salehi, „Statistical Analysis of Fiber-Optic CDMA Communication Systems – Part II: Incorporating Multiple Optical Amplifiers“, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, No. 8, pp 1317-1328, August 2002
- [SAH] Z. A. El-Sahn, Y. M. Abdelmalek, H. M. H. Shalaby, S. A. El-Badawy „Performance of the R³T Random-Access OCDMA Protocol in Noisy Environment“, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, No. 5, pp. 1396-1402, September/October 2007
- [SAL1] J. A. Salehi, A. M. Weiner, J. P. Heritage, „Coherent Ultrashort Light Pulse Code-Division Multiple Access Communication Systems“, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, No. 3, pp. 478-491, March 1990

- [SAL2] J. A. Salehi, „Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks – Part I: Fundamental Principles”, IEEE Transactions on Communications, vol. 37, No. 8, pp. 824-833, August 1989
- [SAL3] J. A. Salehi, C. A. Brackett, „Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks – Part II: Systems Performance Analysis”, IEEE Transactions on Communications, vol. 37, No. 8, pp. 834-842, August 1989
- [SAL4] J. A. Salehi, „Emerging Optical CDMA Techniques and Applications”, International Journal of Optics and Photonics (IJOP), vol. 1, No. 1, pp. 15-32, June 2007
- [SIN] C. Singh, J. John, Y. N. Singh, K. K. Tripathi „A Review on Indoor Optical Wireless Systems”, pp. 1-36, <http://home.iitk.ac.in/~yensingh/papers/OwsRev-paper1.pdf>
- [SKL] B. Sklar, „Digital Communications - Fundamentals and Applications”, Prentice-Hall, Inc., 1988
- [SMT1] E. D. J. Smith, P. T. Gough, D. P. Taylor, „Noise limits of optical spectral-encoding CDMA systems,” Electronics Letters, vol. 31, no. 17, pp. 1469–1470, August 1995
- [SMT2] E. D. J. Smith, R. J. Blaikie, D. P. Taylor, „Performance Enhancement of Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Using Pulse-Position Modulation”, IEEE Transactions on Communications, vol. 46, No. 9, pp. 1176–1185, September 1998
- [STE] P. E. Sterian, „Transmisia optică a informației”, Vol. I și II, Editura Tehnică București, 1981
- [TAV] A. Tavares, R. T. Valadas, R. L. Aguiar, A. M. O. Duarte, „Angle Diversity and Rate-Adaptive Transmission for Indoor Wireless Optical Communications”, IEEE Communications Magazine, pp. 64-73, March 2003
- [TEL] M. Telescu, L. Ghișa, P. Besnard, A. Mihăescu „Simulations of impulse response for diffuse indoor wireless channels”, Scientific Bulletin of the “Politehnica” University of Timișoara, Fașcicola 2, pp. 294-296, October 2004
- [TOM] M. Tomizawa, A. Hirano, S. Ishibashi, T. Sakamoto, „International Standardization Activities on Optical Interfaces”, Global Standardization Activities, vol. 1, No. 3, June 2003
- [TSE] S. P. Tseng, „Several Optical CDMA Spectral Codecs Structured Over Arrayed-Waveguide and Fiber-Bragg Gratings”, etdncku.lib.ncku.edu.tw/ETD-db/ETD.../browse?first...html
- [VAS] B. Vasic, I. B. Djordjevic, „Spectral Amplitude-Coding Optical CDMA Systems Based on Steiner Systems”, Journal of Optical Communications, vol. 24, No. 3, pp. 90–93, 2003

- [VAN] G. Vannucci, S. Yang, „Experimental Spreading and Despreading of the Optical Spectrum”, IEEE Transactions on Communications, vol. 37, No. 7, pp. 777–780, July 1989
- [VER] S. Verdu, „Multiuser Detection”, in Advances in Detections and Estimation, JAI Press, 1993
- [VIT] A. J. Viterbi, „CDMA – Principles of Spread Spectrum Communication”, Ed. Addison-Wesley Publishing Company, 1995
- [VLĂ1] C. Vlădeanu, **R. Lucaciu**, D. Andrei, „Optimal Chaotic Asynchronous DS-CDMA Communications over Frequency-Nonselective Rician Fading Channels”, Scientific Bulletin of the “Politehnica” University of Timișoara, Transactions on Electronics and Communications, Tom 49(63), Fascicola 2, pp. 394-397, October 2004
- [VLĂ2] C. Vlădeanu, **R. Lucaciu**, „Second Order Moment Estimation for Multilevel Quantized Tailed Shifts Sequences. Optimising BER for Asynchronous DS-CDMA Systems”, Proceedings of IEEE International Symposium SCS, ISSCS'2005, Iași, pp. 661-664, July 2005.
- [WEI1] Z. Wei, H. Ghafouri-Shiraz, H. M. H. Shalaby, „New Code Families for Fiber-Bragg-Grating-Based Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems”, IEEE Photonic Technology Letters, vol. 13, No. 8, pp. 890–892, August 2001
- [WEI2] Z. Wei, H. M. H. Shalaby, H. Ghafouri-Shiraz, „Modified Quadratic Congruence Codes for Fiber-Bragg-Grating-Based Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems”, Journal of Lightwave Technology, vol. 19, No. 9, pp. 1274–1281, September 2001
- [WEI3] Z. Wei, H. Ghafouri-Shiraz, „Unipolar Codes With Ideal In-Phase Cross-Correlation for Spectral Amplitude-Coding Optical CDMA Systems”, IEEE Transactions on Communications, vol. 50, No. 8, pp. 1209–1212, August 2002
- [WEI4] Z. Wei, H. Ghafouri-Shiraz, „Codes for Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems”, Journal of Lightwave Technology, vol. 20, No. 8, pp. 1284–1290, August 2002
- [WNR] A. M. Weiner, J. P. Heritage, J. A. Salehi, „Encoding and decoding of femtosecond pulses”, Optics Letters, vol. 13, No. 4, pp. 300–302, April 1988
- [WON] K. K. Wong, T. O'Farrell, M. Kiatweerasakul, “Infrared wireless communication using spread spectrum techniques,” IEE Proceedings Optoelectronics, vol. 147, No. 4, pp. 308–314, August 2000.
- [YAM] H. Yamaguchi, R. Matsuo, T. Ohtsuki, I. Sasase „Equalization for Infrared Wireless Systems Using OOK-CDMA”, IEICE Transactions Communications, vol. E85-B, No. 10, pp. 2292–2299, October 2002

- [ZAC1] D. Zaccarin, M. Kavehrad, „An Optical CDMA System Based on Spectral Encoding of LED”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 4, No. 4, pp. 479-482, April 1993
- [ZAC2] D. Zaccarin, M. Kavehrad, „Performance Evaluation of Optical CDMA Systems Using Non-Coherent Detection and Bipolar Codes”, Journal of Lightwave Technology, vol. 12, No. 1, pp. 96-105, January 1994
- [ZAC3] D. Zaccarin, M. Kavehrad, „New architecture for incoherent optical CDMA to achieve bipolar capacity”, Electronics Letters, vol. 30, No. 3, pp. 258-259, February 1994
- [ZAC4] D. Zaccarin, M. Kavehrad, „Optical CDMA by Spectral Encoding of LED for Ultrafast ATM Switching”, IEEE ,pp. 1369-1373, May 1994
- [ZAC5] D. Zaccarin, M. Kavehrad, „Optical CDMA with new coding strategies and new architectures to achieve bipolar capacity with unipolar codes”, OFC '94 Technical Digest, pp. 168-170, April 1993
- [ZHA] J. G. Zhang, A. B. Sharma, W. C. Kwong, „Cross-correlation and system performance of modified prime codes for all-optical CDMA applications”, Letter to the editor, J. Opt. A: Pure Appl. Opt.2 (2000) L25-L29, www.iop.org/EJ/article/1464-4258/2/5/101/oa0511.pdf
- [ZHU1] X. Zhou, H. H. M. Shalaby, Chao Lu, T. Cheng, „Code for spectral amplitude coding optical CDMA systems”, Electronics Letters, vol. 36, No. 8, pp. 728-729, April 2000
- [ZHU2] X. Zhou, H. H. M. Shalaby, Chao Lu, „Design and Performance Analysis of a New Code for Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems”, in Proc. IEEE 6th Int. Symp. On Spread Spectrum Techniques and Applications, vol. 1, pp. 174-178, 2000
- [*1] Communication Systems and Technology: A Chronology of Communication Related Events, http://people.seas.harvard.edu/~jones/history/comm_chron1.html
- [*2] Innovation Life Inspired: Light Speed, http://www.pbs.org/wnet/innovation/transcript_episode7.html, 2004
- [*3] Public Safety Radio Frequency Spectrum: A Comparison of Multiple Access Techniques, Nov. 2001, www.pswn.gov/admin/librarydocs9/SIAR_Multiple_Access_Techniques.pdf
- [*4] CWDM ITU-G.694.2, www.bayspec.com/pdf/ITU-CWDM.pdf
- [*5] White Paper „WDM for Cable MSOs-Technical Overview”, Nortel Networks, www.nortelnetworks.com/solutions/cablemso/collateral/nn-104004-0508-03.pdf, 2003

[*6] „CWDM Technology, Standards, Economics & Applications“, www.sprintnorthsupply.com/www/pdf/AFC/Reference%20Materials/CWDM_primer.pdf, 2002

[*7] „Multiple Access Techniques For Wireless Communication“, www.ecs.csus.edu/eee/courses/notes/ch9.ppt

[*8] „Multiple Access Techniques for Wireless Communication (MAT)“, http://www.computerfreetips.com/main_page/Multiple_Access_Techniques.html

[*9] <http://mathworld.wolfram.com/Erfc.html>

Lista lucrărilor

[LUC1] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, „Deconvolutional OCDMA for Indoor Wireless Optical Communications”, Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, vol. 3, pp. 53-56, 2010.

[LUC2] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, C. Vlădeanu, „Dynamic OCDMA Coding for Indoor Wireless Optical Communications”, The 8th International Conference on Communications "COMM 2010" București, vol. 2, pp. 347-350, June 2010.

[LUC3] **R. Lucaciu**, „Multipath Interference Reduction Using Deconvolution in OCDMA Wireless Optical System”, International Symposium on Electronics and Telecommunications ETC 2010 Ninth Edition "ISETC 2010", Timișoara, pp. 277-280, 11-12 November 2010.

[LUC4] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, „Simulation Program for FIR Filter Approximation of Indoor Wireless Optical Channel”, Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Transactions on Electronics and Communications, Fascicola 1/2010, TOM 55(69), pp. 8-12, 2010.

[LUC5] **R. Lucaciu**, A. Mihăescu, C. Vlădeanu, „Receiver Mobility Influence on OCDMA Indoor Wireless Communications System Performances”, acceptat pentru publicare la - The 9th WSEAS International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing "CSECS 2010", Athens, 29-31 December 2010.

[VLĂ1] C. Vlădeanu, **R. Lucaciu**, D. Andrei, „Optimal Chaotic Asynchronous DS-CDMA Communications over Frequency-Nonselective Rician Fading Channels”, Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timișoara, Transactions on Electronics and Communications, Tom 49(63), Fascicola 2, pp. 394-397, October 2004.

[VLĂ2] C. Vlădeanu, **R. Lucaciu**, „Second Order Moment Estimation for Multilevel Quantized Tailed Shifts Sequences. Optimising BER for Asynchronous DS-CDMA Systems”, Proceedings of IEEE International Symposium SCS, ISSCS'2005, Iași, pp. 661-664, July 2005.

Articole necitate în teză:

[VLĂ3] C. Vlădeanu, A. Păun, **R. Lucaciu**, S. El Assad, „Parallel Turbo-TCM Schemes using Recursive Convolutional $GF(2^N)$ Encoders over Frequency Non-Selective Fading Channel”, International Symposium on Electronics and Telecommunications ETC 2010 Ninth Edition "ISETC 2010", Timișoara, pp. 285-288, 11-12 November 2010.

[BAL] H. Baltă, M. Kovaci, Al. De Baynast, C. Vlădeanu, **R. Lucaci**, „Multi-Non-Binary Turbo-Codes From Convolutional to Reed-Solomon Codes”, Buletinul Științific al Universității „Politehnica” Timișoara, Seria Electronică și Telecomunicații, Tom 51-65 Electronică și Telecomunicații, Fascicola 2, pp. 113-118, 2006.

Titluri recent publicate în colecția „TEZE DE DOCTORAT” seria 7: Inginerie Electronică și Telecomunicații

1. **Adrian Lazăr Șchiop** – *Contribuții la studiul convertoarelor utilizate la acționarea motoarelor sincrone*, ISBN: 978-973-625-409-3, (2007);
 2. **Ioan Gavriluț** – *Contribuții la navigația roboților mobili autonomi utilizând rețelele neuronale*, ISBN: 978-973-625-417-8, (2007);
.....
.....
 23. **Beniamin Drăgoi** - *Cercetări privind concepția și proiectarea oscilatoarelor sinusoidale integrate în tehnologie CMOS*, ISBN:978-606-554-105-4, (2010);
 24. **János Gál** - *Contribuții privind utilizarea filtrelor Kalman în telecomunicații*. ISBN:978-606-554-119-1, (2010);
 25. **Mirella Amelia Mioc** - *Contributions to applications development in cryptography and testing using shift registers*, ISBN: 978-606-554-123-8, (2010);
 26. **Cristian Țecu** - *Contribuții la utilizarea noilor tehnologii informaționale în diaporama digitală*, ISBN: 978-606-554-156-6, (2010);
 27. **Ciprian Ovidiu Miron Dughir** – *Contribuții la monitorizarea calității energiei electrice*, ISBN: 978-606-554-181-8, (2010);
 28. **Florin-Josef Lătărețu** - *Some Methods to Increase Network Resilience And Recovery Performance*, ISBN:978-606-554-203-7, (2010);
 29. **Mircea-Ilie Băbăiță** - *Contribuții privind îmbunătățirea calității puterii absorbite în sistemele de alimentare C.A. – C.C.*, ISBN: 978-606-554-206-8, (2010);
 30. **Radu Ion Lucaciu** – *Contribuții la dezvoltarea sistemelor optice de comunicații cu acces multiplu prin diviziunea în cod (OCDMA)*, ISBN:978-606-554-208-2, (2010).
-



EDITURA POLITEHNICA

Lista completă a tezelor publicate sub sigla Editurii Politehnica poate fi consultată la adresa: <http://www.editurapolitehnica.upt.ro>