

CONTRIBUȚII LA DOZIMETRIA DE RADIOFRECVENȚĂ ÎN EXPUNERILE CONTROLATE ALE PROBELOR BIOLOGICE

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

Ing. Cora Iftode

Conducător științific: prof.univ.dr. ing. Alimpie Ignea
Referenți științifici: prof.univ.dr. ing. Mihaela Morega
conf.univ.dr. ing. Simona Miclăuș
prof.univ.dr. ing. Ioan Nafornită

Ziua susținerii tezei: 24.11.2012

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---|--|
| 1. Automatică | 8. Inginerie Industrială |
| 2. Chimie | 9. Inginerie Mecanică |
| 3. Energetică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 4. Ingineria Chimică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 5. Inginerie Civilă | 12. Ingineria sistemelor |
| 6. Inginerie Electrică | 13. Inginerie energetică |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 14. Calculatoare și tehnologia informației |

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2012

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

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Facultății de Electronică și Telecomunicații, la Departamentul de Măsurări și Electronică Optică a Universității „Politehnica” din Timișoara. Perioada de desfășurare a programului doctoral a fost noiembrie 2003 – octombrie 2012.

Teza abordează un domeniu de interes actual și anume interacțiunea dintre câmpul electromagnetic de radiofrecvență și materia vie. Această interacțiune se traduce prin efecte termice și non-termice. Lucrarea prezintă o abordare dozimetrică a interacțiunii câmp-material biologic, utilizând un sistem de expunere controlată a probelor biologice. Domeniul de frecvențe în care s-au efectuat determinările dozimetrice, este cuprins între 100 MHz și 1 GHz. Întrucât determinările experimentale sunt uneori dificile, iar acuratețea spațială este redusă, este necesară și determinarea pe cale numerică a energiei absorbite, abordarea numerică aducând un plus semnificativ de informație.

Programul de doctorat s-a desfășurat sub conducerea domnului Prof. Dr. Ing. Alimpie Ignea. În calitate de conducător de doctorat, domnul profesor mi-a oferit cu profesionalism sprijin pentru a finaliza lucrarea. Am beneficiat de o îndrumare adecvată în ceea ce privește realizarea referatelor din cadrul doctoratului, precum și parcurgerea etapelor de cercetare care au dus la atingerea scopurilor propuse. Pentru toate acestea îi aduc calde mulțumiri.

Sunt deosebit de îndatorată doamnei Conf. dr. ing. Simona Miclăuș, pentru sprijinul profesional și moral acordat în mod constant. De asemenea, țin să mulțumesc domnului Prof. dr. ing. Aldo deSabata pentru sprijinul acordat în înțelegerea metodelor numerice de analiză a propagării câmpului electromagnetic și pentru sfaturile utile primite în legătură cu diverse aspecte tehnice sau de programare.

Le sunt recunoscătoare colegilor din Departamentul Măsurări și Electronică Optică pentru atmosfera de lucru plăcută și sprijinul primit pe parcursul elaborării tezei.

Nu în ultimul rând, recunoștința mea se îndreaptă spre familia mea care a dat dovadă de înțelegere, suport și dragoste în timpul desfășurării programului doctoral.

Timișoara, noiembrie 2012

Iftode Cora

Iftode, Cora

Contribuții la dozimetria de radiofrecvență în expunerile controlate ale probelor biologice

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 51, Editura Politehnica, 2012, 115 pagini, 48 figuri, 9 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-608-554-557-1

Cuvinte cheie: dozimetrie, efecte termice, radiofrecvență, rata specifică de absorbție, metode numerice, bioelectromagnetică.

Rezumat,

Teza de doctorat abordează o problemă de maximă actualitate privind interacțiunea dintre câmpul electromagnetic de radiofrecvență și materia vie. Această interacțiune se traduce, în principal, prin două tipuri de efecte: termice și non-termice. Efectele termice sunt cunoscute cu ajutorul ratei specifice de absorbție. Distribuția și valorile acestora depind de o seamă de parametri, între care polarizarea și frecvența câmpului incident, geometria și proprietățile dielectrice ale materialului expus etc. În lucrare am analizat eficiența unui sistem de expunere de tip celulă transversal electromagnetică, construită în laborator, utilizată pentru expuneri de probe dielectrice și biologice de mici dimensiuni. Determinările experimentale au fost însoțite de determinări numerice, obținând un model numeric robust și eficient.

CUPRINS

CUPRINS	5
Lista de figuri	6
Lista de tabele.....	8
1. INTRODUCERE	9
1.1. Stadiul actual al cercetării în domeniul dozimetriei de radiofrecvență.....	9
1.1.1. Standarde de expunere	10
1.1.2. Dozimetrie experimentală.....	10
1.1.3. Dozimetrie numerică.....	11
1.2. Structura lucrării	11
2. ASPECTE ALE INTERACȚIUNII CÂMPULUI ELECTROMAGNETIC CU MATERIA	13
2.1. Ecuațiile lui Maxwell	13
2.2. Proprietăți dielectrice ale materialelor biologice	16
2.3. Absorbția câmpului electromagnetic în mediile biologice. Concepte dozimetrice	16
2.3.1. Rata specifică de absorbție a energiei	17
2.3.2. Factorii de care depinde rata specifică de absorbție.....	19
2.3.3. Dozimetrie experimentală.....	22
2.4. Utilizarea celulei transversale electromagnetice ca sistem de expunere	24
3. METODE NUMERICE DE ANALIZĂ A PROPAGĂRII CÂMPULUI ELECTROMAGNETIC.....	29
3.1. Metoda FDTD	30
3.1.1. Introducere	30
3.1.2. Scurtă descriere a metodei FDTD.....	31
3.1.3. Ecuațiile lui Maxwell în 3 dimensiuni	32
3.1.4. Algoritmul lui Yee	34
3.1.5. Notății pentru diferențe finite	36
3.2. Mediul de simulare CST Microwave Studio®	48
4. DETERMINĂRI DOZIMETRICE ȘI BIOLOGICE.....	54
4.1. Proiectarea și caracterizarea unei celule TEM.....	54
4.1.1. Caracteristicile celulei TEM și procedura de validare	54
4.1.2. Parametrii de împrăștiere și frecvențele de rezonanță ale celulei TEM.....	56
4.1.3. Distribuția câmpului incident în celula TEM.....	63
4.1.4. Validarea experimentală a celulei	69
4.1.5. Evaluarea incertitudinii de măsurare	77
4.2. Efecte citogenetice ale iradierii cu unde de radiofrecvență în cazul expunerii controlate a probelor vegetale	81
4.2.1. Sistemul de expunere controlată a semințelor de porumb.....	83
4.2.2. Dozimetria experimentală și teoretică în probele vegetale.....	86
4.2.3. Efectele iradierilor asupra mitozei celulare și aberațiilor cromozomiale.....	88
5. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PROPRII	95
5.1. Concluzii.....	95
5.1.1. Concluzii privind modelarea numerică	96
5.1.2. Concluzii privind datele experimentale	96
5.2. Contribuții proprii	97
ANEXA A.....	100
ANEXA B.....	104
BIBLIOGRAFIE.....	108

LISTA DE FIGURI

Fig. 2.1 Componentele tangențiale și normale ale câmpului electric, respectiv magnetic la interfața a două medii materiale oarecare [121].....	15
Fig. 2.2 Model de celulă TEM [122].....	24
Fig. 2.3 Secțiune longitudinală a celulei TEM, vedere de sus.....	25
Fig. 2.4 Secțiune longitudinală a celulei TEM, vedere laterală.....	26
Fig. 2.5 Secțiune transversală a celulei TEM.....	26
Fig. 3.1 Plasarea vectorilor de câmp electric și magnetic într-o celulă Yee cubică. Componentele H sunt situate la mijlocul fiecărei laturi a cubului, iar componentele E, în centrul fiecărei fețe a cubului.....	34
Fig. 3.2 Diagrama spațio-temporală folosită pentru determinarea E și H într-un spațiu 1-D. Se observă utilizarea diferențelor centrale pentru derivatele spațiale și metoda leap-frog pentru derivatele temporale.....	35
Fig. 3.3 Valoarea câmpului într-un punct, la un moment particular.....	40
Fig. 3.4 Dependența vitezei de fază și a atenuării de perioada de eșantionare spațială.....	42
Fig. 3.5 Apariția instabilității numerice pentru factor Courant: $S=1,0008$	44
Fig. 3.6 Impuls gaussian în rețea, la 3 momente de timp distincte.....	45
Fig. 3.7 Propagarea unui impuls dreptunghiular în rețea unidimensională, când $S<1$, respectiv $S=1$	46
Fig. 3.8 Efectul PML într-o rețea bidimensională: sus – fără PML; jos – cu PML.....	48
Fig. 3.9 Utilizarea discretizării adaptive în cazul unui rezonator dielectric.....	49
Fig. 3.10 Metode de aproximare a obiectelor rotunde: a) aproximare standard; b) aproximare triunghiulară; c) grilă ne-ortogonală d) PBA [95].....	50
Fig. 3.11 Aproximarea suprafețelor curbate în trei metode larg răspândite [120]..	50
Fig. 3.12 Influența filtrului autoregresiv asupra rezultatelor simulării.....	53
Fig. 4.1 Celula TEM: a) vedere longitudinală; b) vedere laterală; c) vedere transversală.....	55
Fig. 4.2 Diagrama bloc a unui VNA cu 2 porturi [123].....	57
Fig. 4.3 a) modelul celulei TEM realizat în CST Studio; b) celula TEM experimentală (cu vas tip Petri în interior) conectată la analizorul de rețea.....	1
Fig. 4.4 Explicativă pentru parametrii S [124].....	60
Fig. 4.5 Parametrii S ai celulei TEM goale (sus-s11, jos-s21).....	61
Fig. 4.6 Distribuția câmpului electric la frecvența de 1.054 GHz.....	62
Fig. 4.7 Distribuția câmpului la 6 frecvențe, la 42,5 mm sub septum.....	66
Fig. 4.8 Distribuția câmpului la 6 frecvențe, la 52,5 mm sub septum.....	69
Fig. 4.9 Coeficientul de absorbție (AC) în 4 probe de lichid.....	71
Fig. 4.10 Efectul filtrului auto-regresiv asupra rezultatelor simulării.....	72
Fig. 4.11 Dependența AC de frecvență pentru trei volume de apă distilată.....	73
Fig. 4.12 AC măsurat versus simulat, la trei frecvențe și trei volume de lichid.....	74
Fig. 4.13 Distribuția câmpului electric la 930 MHz, pentru trei nivele de lichid.....	75
Fig. 4.14 Distribuția câmpului electric în proba de apă în cazul vasului umplut la 2/3 (stânga), respectiv complet umplut (dreapta).....	76
Fig. 4.15 Distribuția SAR la 402 MHz în apă distilată, pentru 66% conținut de apă (stânga) și pentru grad de umplere 100% (dreapta).....	77

Fig. 4.16 Efectul plasării a două vase Petri în celula TEM. Frecvența de expunere: 402 MHz (stânga) și, respectiv, 930 MHz (dreapta).....	77
Fig. 4.17 Incertitudinile de determinare a $ s_{11} $ și $ s_{21} $	78
Fig. 4.18 Variația parametrului de reflexie, s_{11} , cu discretizarea spațială.....	79
Fig. 4.19 Stabilirea nivelului de acuratețe în CST Microwave Studio.....	80
Fig. 4.20 Geometria celulei TEM IFI CC-104SEXX.....	83
Fig. 4.21 Modelul CAD al celulei TEM IFI CC-104SEXX.....	84
Fig. 4.22 Montajul experimental cu celula TEM IFI CC-104SEXX.....	85
Fig. 4.23 Celula TEM IFI CC-104SEXX, văzută din spate, și analizorul vectorial de rețea R&S ZNB utilizat la dozimetria experimentală.....	87
Fig. 4.24 Forma și dispunerea semințelor de porumb în modelul CAD al celulei TEM IFI.....	87
Fig. 4.25 Dependența indicelui mitotic de durata expunerii pentru șase valori diferite ale ratei specifice de absorbție a energiei.....	89
Fig. 4.26 Impactul modificării frecvenței de iradiere asupra indicelui mitotic ($P_{in}=10W$).....	90
Fig. 4.27 Efectul duratei expunerii și a SAR asupra apariției aberațiilor cromozomiale.....	91
Fig. 4.28 Impactul absorbției specifice de energie asupra indicelui de aberații cromozomiale.....	91
Fig. 4.29 Impactul modificării frecvenței de iradiere asupra indicelui de aberații cromozomiale ($P_{in}=10W$).....	92
Fig. 4.30 Efectul frecvenței de expunere asupra aberațiilor cromozomiale.....	93
Fig. 4.31 Microfotografii ale unor aberații cromozomiale.....	94

LISTA DE TABELE

Tabelul 2.1. Forma diferențială și integrală a ecuațiilor lui Maxwell [34]	13
Tabelul 2.2. Factorii care afectează absorbția microundelor [49]	20
Tabelul 2.3. Factorii care influențează răspunsul biologic pentru aceeași valoare a SAR [50]	21
Tabelul 4.1. Dimensiunile celulei TEM	56
Tabelul 4.2. Frecvențele de rezonanță ale celulei TEM.....	61
Tabelul 4.3. Dimensiunile celulei TEM IFI CC-104SEX	83
Tabelul 4.4. Caracterizarea expozimetrică a probelor de porumb.....	85
Tabelul 4.5. Valorile experimentale ale ratei specifice de absorbție a energiei și ale absorbției specifice ale probelor de porumb.....	86
Tabelul 4.6. Sinteza efectelor citogenetice determinate în urma expunerilor	88

1. INTRODUCERE

În decursul ultimelor decenii, aparatura generatoare de câmp electromagnetic a cunoscut o dezvoltare fără precedent, atât cea din domeniul militar cât și cea din domeniul medical, industrial sau al utilizatorilor obișnuiți de echipamente electronice și electrocasnice. Un număr tot mai mare de studii sunt focalizate pe efectele interacțiunii între câmpurile electromagnetice și materia vie, pe termen scurt, mediu și lung. Sunt studiate atât efectele benefice ale interacțiunii câmp-materie vie, cum este cazul hipertermiei, în care energia de microunde este folosită pentru încălzirea locală a celulelor tumorale, ducând astfel la distrugerea lor [1], [2] dar și posibile efecte adverse—efecte biologice sau la nivelul stării de sănătate [3–6]. Cantitatea de energie absorbită de materialele biologice este cuantificată cu ajutorul ratei specifice de absorbție (engl. *SAR*). Aceasta indică însă doar cantitatea de energie electromagnetică transformată în căldură, adică așa numitele efecte termice [7]. Adesea este dificil sau imposibil de măsurat creșterea de temperatură în țesuturi și, în consecință, au fost dezvoltate programe de analiză numerică a propagării câmpului electromagnetic în materie. Acestea implementează ecuațiile lui Maxwell în formă diferențială sau integrală, calculând soluțiile ecuațiilor prin diverse metode (metoda elementului finit, metoda diferențelor finite etc).

1.1. Stadiul actual al cercetării în domeniul dozimetriei de radiofrecvență

Studiile de expozimetrie și dozimetrie au devenit tot mai numeroase odată cu dezvoltarea comunicațiilor, în special a celor de telefonie mobilă, dezvoltare de care beneficiază majoritatea populației. Dozimetria de radiofrecvență are ca principal țel cuantificarea energiei absorbite în țesuturile biologice, nefiind însă restrânsă la acestea. Orientarea actuală în privința determinărilor dozimetrice are în vedere următoarele aspecte [8]:

- Pentru a putea obține rezultate concludente parametrii de expunere trebuie riguros controlați (expunere uniformă, modulație optimă pentru obținerea unor efecte clare, minimizarea zgomotului biologic și a altor posibile artefacte datorate montajului experimental.
- Sistemul de expunere folosit trebuie astfel ales încât să permită efectuarea experimentelor dorite conform unor protocoale de expunere, evitând orice surse de interferență electromagnetică.
- Caracterizarea dozimetrică trebuie să includă distribuția câmpului electric indus sau a *SAR*, precum și variația câmpului magnetic în timp și spațiu, evaluarea creșterii de temperatură în probele expuse. În privința *SAR*, interesează valoarea sa medie în volumul expus, localizarea spațială a maximelor de absorbție (mediate pe o cantitate adecvată de masă) etc.
- Un alt parametru important în dozimetrie îl constituie analiza de incertitudine, acesta incluzând incertitudinea de măsurare și incertitudinile asociate modelului și metodei numerice, a parametrilor de material.

- Dozimetria numerică este considerată de referință, iar valorile determinate numeric trebuie verificate experimental atunci când acest lucru este posibil. Dintre metodele numerice dezvoltate în prezent, metoda diferențelor finite în timp (FDTD) și metoda integrării finite (FIT) se consideră ca fiind cele mai potrivite pentru studiile dozimetrice.

1.1.1. Standarde de expunere

Pentru evaluarea posibilelor efecte adverse asupra sănătății s-au organizat comisii naționale și internaționale de experți din domenii complementare (inginerie, biologie, chimie, fizică etc) care au stabilit limite maxime pentru expunerea la câmp electromagnetic în condiții considerate de siguranță la respectivul moment. Cele mai cunoscute organisme în domeniu sunt ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection), IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), FCC (Federal Communications Commission) ș.a. Standardele recente definesc siguranța expunerii în termeni de rată specifică de absorbție (*SAR*) pentru domeniul de radiofrecvență și microunde și, respectiv, ca densitate de curent indus în țesuturi pentru frecvențe sub 10 MHz (ICNIRP,1998 și IEEE, 1999; acesta din urmă fiind cunoscut sub denumirea IEEE C95.1-1999).

Câmpurile induse sunt cauza principală a efectelor biologice ale expunerii la RF, indiferent de mecanismul lor de acțiune [9] și pentru a avea o înțelegere cantitativă a efectelor biologice, intensitatea câmpului indus și mărimile dozimetrice asociate (*SAR* și densitate de curent) trebuie cuantificate și asociate cu efectul observat.

1.1.2. Dozimetrie experimentală

Dozimetria experimentală are două sub-ramuri: determinări in-vitro, la nivel celular, în medii controlate (în afara organismului) și, respectiv, in-vivo, determinări la nivelul întregului organism, pe subiecți vii (oameni sau animale). Rata specifică de absorbție depinde, în cazul măsurărilor in-vitro, de proprietățile dielectrice ale materialului expus, de polarizarea câmpului, de frecvență, de înălțimea, forma și orientarea suportului (de obicei din sticlă) în care probele biologice sunt expuse, dar și de sistemul de expunere folosit [10], [11]. În funcție de banda de frecvențe analizată, se folosesc diverse sisteme de expunere: camere reverberante, celule TEM, ghiduri de undă radiale sau rectangulare, camere anecoice etc [12].

Expunerea în camere anecoice se face utilizând antene horn și expunerea probelor în câmp depărtat [13]. Camerele reverberante sunt incinte metalice complet închise, ale căror dimensiuni sunt alese astfel încât să se excite mai multe moduri de propagare, permițând o uniformitate a câmpului în incintă de aprox. 3dB. Pentru studii dozimetrice sunt însă puțin folosite [14]. Experimente in-vitro în ghiduri de undă rectangulare sau cilindrice s-au efectuat de către [15], [16], [17], în general pentru iradiere de culturi celulare, în vase speciale, la frecvențe GSM sau în banda ISM. Celulele TEM sunt printre cele mai utilizate sisteme de expunere pentru studii in vitro întrucât sunt ușoare, ușor de construit și, datorită modului TEM care se propagă în ele, aproximează iluminarea cu undă plană a unui obiect plasat în câmp depărtat. O multitudine de studii se efectuează atât în celula TEM în forma ei originală [18] cât și în variante modificate și îmbunătățite [19÷22].

1.1.3. Dozimetrie numerică

Determinările numerice ale *SAR* trebuie completate și validate prin determinări experimentale. Dozimetria numerică presupune modelarea într-un mediu software a sistemului de expunere și a materialului biologic expus la câmp de RF. Există în prezent un număr destul de mare de coduri dedicate analizei interacțiunii câmpului electromagnetic cu materia (ex: HFSS, CST Studio, Semcad, XFDTD etc) Modelele de corpuri vii (modele animale sau umane) sunt în cea mai mare parte obținute din imagistica medicală (RMN, CT etc) care poate distinge între diferitele tipuri de țesuturi.

Mai multe studii de dozimetrie numerică [23], [24] relevă faptul că *SAR* prezintă intensificări (engl. "hot spots") la interfața mediilor dielectrice. În altele, uniformitatea *SAR* în mediul biologic este investigată cu ajutorul FDTD [25]. Mai mult, în prezent este posibilă, pe lângă determinarea numerică a energiei absorbite și cuplarea acesteia cu o analiză termică, folosind module software dedicate.

1.2. Structura lucrării

Scopul prezentei teze este analiza dozimetrică numerică și experimentală într-un sistem de expunere de tip celulă TEM, pentru diverse probe dielectrice și biologice. Metoda numerică abordată, studiată și implementată este metoda diferențelor finite în domeniul timp (FDTD), în vederea utilizării ei în analize dozimetrice (de absorbție a câmpului în probe dielectrice/biologice). Rezultatele obținute prin simulare au fost validate de către măsurările experimentale. În cadrul programului de doctorat am realizat și caracterizat un sistem de expunere de tip "celulă TEM", tratat exhaustiv în literatură [26], [27], [28] etc.

Teza este structurată în 5 capitole și 2 Anexe. În capitolul 2 am făcut o prezentare succintă a termenilor și conceptelor pe care le-am folosit ulterior în teză, precum și descrierea comportamentului electromagnetic al unei celule TEM, utilizate, în teză, pentru expunerea unor probe biologice, în vederea evaluării absorbției de energie în acestea, în diverse configurații experimentale.

În capitolul 3 am descris metoda FDTD, propusă de Yee [29] și dezvoltată de către Taflov [30]. Am implementat metoda în Matlab pentru medii dielectrice uni- și bi-dimensionale având diverși parametri de material și condiții la frontieră. Datorită dificultății de implementare în medii neomogene tridimensionale, am optat pentru folosirea unui software comercial de analiză de câmp și anume, CST Studio®, bazat pe tehnica integrării finite, aceasta constituind o generalizare a metodei FDTD.

Capitolul 4 este împărțit în două subcapitole. În primul subcapitol prezint celula TEM pe care am construit-o în laborator, caracterizarea ei electromagnetică și validarea modelului său numeric în CST Microwave Studio. Modelarea numerică este absolut necesară pentru determinarea unor parametri care cu greu ar putea fi măsurați sau chiar imposibil de măsurat, precum distribuția câmpului electromagnetic într-un țesut, calculul *SAR* punctiform sau mediat pe o anumită masă, distribuția volumică a *SAR* și evidențierea maximelor de absorbție, etc. Pentru caracterizarea și validarea celulei am aplicat trei abordări graduale: 1) măsurarea parametrilor de împrăștiere (parametrii de transmisie-reflexie) și compararea lor cu cei obținuți din simulare; 2) determinarea uniformității câmpului electric în incintă prin măsurări, respectiv simulare; 3) am utilizat 4 lichide standard pentru iradiere în banda de frecvențe 100 MHz – 1 GHz și am determinat caracteristicile lor de

absorbție, de asemenea, prin măsurări și computațional. Pentru determinarea parametrilor de împrăștiere am folosit un analizor de rețea Agilent, a cărui putere disponibilă maximă este de 12 dBm (aprox. 16 mW). Întrucât efectele termice sunt foarte slabe la expunerea unor probe în celula construită, având o putere de intrare de maxim 12 dBm, am utilizat ulterior o celulă comercială, modelul IFI CC-104SEXX (SUA), în cadrul laboratorului de Bioelectromagnetică din cadrul Academiei Forțelor Terestre – Sibiu, unde am beneficiat de un amplificator de radiofrecvență cu puterea de ieșire de maxim 20 W. Celula comercială nou folosită, în a doua parte, pentru expunerile electromagnetice de interes biologic a fost, de asemenea modelată și analizată în CST Studio. Elementele mai complexe prezente în această celulă – pentru reducerea reflexiilor și îmbunătățirea omogenității câmpului incident, au fost modelate și inserate – este vorba de plăcuțe de ferită și arii de material radioabsorbant de tip piramidal. În celula TEM comercială s-au efectuat experimente având ca obiectiv identificarea unor efecte biologice la nivel celular. Pentru aceasta s-au folosit 18 loturi de semințe de porumb pentru iradiere și o probă martor. Iradierea s-a făcut pentru diferite puteri, diferite frecvențe ale semnalului incident și diferite durate de expunere, doar în undă continuă. Probele iradiate au fost apoi analizate atât din punct de vedere al energiei absorbite cât și din punctul de vedere al activității biologice, cu scopul de a evidenția și a obține o indicație a legăturii doză–efect.

Concluziile și contribuțiile proprii sunt prezentate în capitolul 5.

Anexa A conține programul implementat în Matlab pentru metoda FDTD aplicată propagării câmpului în medii bidimensionale cu întindere infinită. În Anexa B este prezentat algoritmul implementat pentru determinarea uniformității câmpului în celula TEM construită.

2. ASPECTE ALE INTERACȚIUNII CÂMPULUI ELECTROMAGNETIC CU MATERIA

2.1. Ecuțiile lui Maxwell

Există două ramuri ale unui domeniu ce studiază cu interes din ce în ce mai mare, în ultimele 4 decenii, fenomenele interacțiunii între câmpurile electromagnetice și mediul de viață: bioelectromagnetismul și bioelectromagnetica [31]. Bioelectromagnetismul se concentrează pe studiul câmpurilor electromagnetice endogene, adică pe cele produse de corpurile vii însele, în cursul funcționării organismului. În schimb, bioelectromagnetica se focalizează pe studiul impactului pe care câmpurile electromagnetice exogene (din mediu) îl au asupra materiei biologice. Bioelectromagnetica tratează deci mecanismele și efectele interacțiunii câmpului electromagnetic cu materia vie, în speță cu organismul uman, animal ori vegetal.

Pe lângă sursele naturale de câmp electromagnetic, avem de-a face în prezent cu o amplificare deosebită a intrării în uz a aparaturii generatoare de câmp, începând de la dispozitive electrocasnice, aparatura medicală, linii de tensiune de joasă frecvență, echipamente de laborator, gadget-uri, antene de emisie-recepție în diverse benzi de frecvențe, cu diverse forme de undă, etc.

Câmpul electromagnetic de radiofrecvență (RF) acoperă gama de frecvențe 3 kHz-300 GHz, gamă în care operează un număr foarte mare de dispozitive [125]. Banda ce acoperă spectrul situat între 300MHz-300GHz este numită banda microundelor și este practic un subdomeniu al RF.

Teoria câmpului electromagnetic are la bază ecuațiile lui Maxwell [32]. Acestea sunt un set de patru ecuații diferențiale care leagă vectorii de câmp electric, respectiv magnetic de sursele lor (densitatea de sarcină și densitatea de curent) [33].

Ecuțiile lui Maxwell se pot prezenta (Tabelul 2.1) sub formă diferențială, folosite când se are în vedere definirea câmpurilor într-un punct din spațiu și la un anumit moment de timp, respectiv sub formă integrală, pentru evaluarea câmpului într-o regiune din spațiu la un anumit moment de timp.

Tabelul 2.1. Forma diferențială și integrală a ecuațiilor lui Maxwell [34]

Ecuțiile lui Maxwell	Forma diferențială	Forma integrală
Legea lui Faraday	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ (2.1)	$\int \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int \vec{B} \cdot d\vec{s}$ (2.2)
Legea circuitului magnetic	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ (2.3)	$\int \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int \vec{J} \cdot d\vec{s} + \frac{\partial}{\partial t} \int \vec{D} \cdot d\vec{s}$ (2.4)
Legea lui Gauss pentru câmp electric	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$ (2.5)	$\int \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int \rho dv$ (2.6)
Legea lui Gauss pentru câmp magnetic	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$ (2.7)	$\int \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$ (2.8)

unde: \vec{E} – intensitatea câmpului electric [V/m];

\vec{B} – inducția magnetică [T];

\vec{H} – intensitatea câmpului magnetic [A/m];

\vec{J} – densitatea de curent electric [A/m²];

\vec{D} – inducția electrică [C/m²];

ρ – densitatea de sarcină în volumul dv [C/m³].

Pe lângă cele patru ecuații, se definesc așa numitele relații constitutive, care stabilesc legătura între mărimile de câmp în funcție de proprietățile materialelor în care aceste câmpuri există (ecuațiile 2.9÷2.11).

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (2.9)$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (2.10)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.11)$$

unde: $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ [F/m] – permitivitatea electrică a vidului; $\mu_0 = 1.256 \cdot 10^{-6}$ [H/m] – permeabilitatea vidului; σ [S/m] – conductivitatea electrică a materialului. \vec{P} reprezintă polarizația, adică răspunsul mediului material la câmpul electric.

În cazul în care materialul conține molecule polare, aplicarea unui câmp electric extern duce la alinierea pe direcția câmpului aplicat a dipolilor electrici existenți. De asemenea, aplicarea unui câmp electric are ca rezultat apariția dipolilor electrici induși (separarea sarcinilor datorată aplicării câmpului). Practic, în ambele situații, ia naștere un nou câmp electric, ca răspuns celui aplicat. Gradul de polarizare este cuantificat prin permitivitatea electrică. Aplicarea unui câmp electric are ca efect deplasarea purtătorilor de sarcină liberi – electroni și ioni – ducând la apariția unui curent electric. Conductivitatea electrică, σ , este parametrul care cuantifică acest efect. Aceste două mecanisme de răspuns la câmp electric sunt înglobate în permitivitatea complexă. Pentru regim armonic permanent, ea este definită astfel:

$$\epsilon^* = \epsilon_0 (\epsilon' - j\epsilon'') \quad (2.12)$$

unde: ϵ' – constanta dielectrică, cuantifică gradul de polarizare;

$$\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad \text{– cuantifică pierderile dielectrice;}$$

ω – pulsația semnalului.

Răspunsul materialului la câmpul magnetic este cuantificat în mod analog, cu ajutorul magnetizației, \vec{M} și al permeabilității complexe. Pentru materialele biologice însă, permeabilitatea relativă este unitară (materialul biologic este aproape în totalitate transparent la câmp magnetic).

Parametrii de material sunt în general dependenți de frecvență (materiale dispersive), pot fi dependenți de direcția spațială pe care se aplică solicitarea (materiale anizotrope), pot avea valori complexe (materiale cu pierderi dielectrice) și pot fi dependenți de intensitatea câmpului aplicat (materiale neliniare).

În cazul materialelor liniare, izotrope și fără polarizare/magnetizare remanentă, ecuațiile 2.9÷2.11 se rescriu astfel:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.13)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.14)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.15)$$

Pentru a determina valoarea câmpurilor la orice moment de timp și orice punct din spațiu este necesară rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell, îndeplinind însă condițiile la frontieră (ecuațiile 2.16 ÷ 2.19) impuse de sursele câmpurilor. Altfel spus, la interfața a două medii materiale cu parametri electrici diferiți (Figura 2.1), trebuie să fie îndeplinite următoarele condiții:

$$H_{t1} = H_{t2} \quad (2.16)$$

$$\mu_1 H_{n1} = \mu_2 H_{n2} \quad (2.17)$$

$$E_{t1} = E_{t2} \quad (2.18)$$

$$\epsilon_1 E_{n1} = \epsilon_2 E_{n2} \quad (2.19)$$

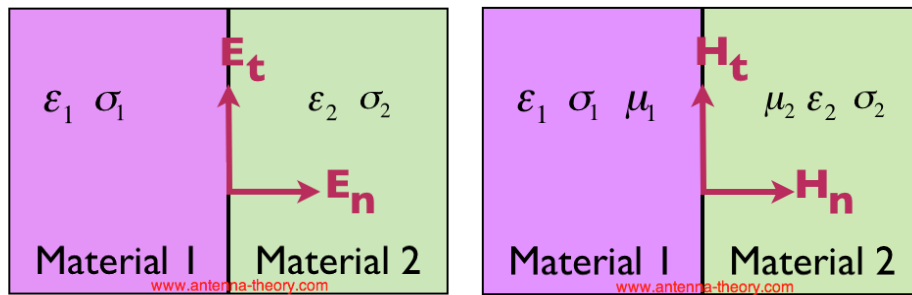


Fig. 2.1 Componentele tangențiale și normale ale câmpului electric, respectiv magnetic la interfața a două medii materiale oarecare [121]

Indicele n indică componenta normală a câmpului, perpendiculară pe interfața celor două materiale, iar indicele t indică componenta tangențială a câmpului, tangență la interfața celor două medii.

Condițiile de frontieră dau informații despre câmpul electric/magnetic doar în punctele situate pe suprafața de separare a celor două medii.

Câmp apropiat. Câmp depărtat

În cazul în care se folosește o antenă de emisie-recepție, regiunea din imediata vecinătate a antenei se numește zonă de câmp apropiat. Se consideră zonă de câmp apropiat, conform criteriului Rayleigh, regiunea în care distanța față de emițător satisface următoarea relație [35]:

$$d < \frac{2L^2}{\lambda} \quad (2.20)$$

unde: d —distanța față de emițător;

L —lungimea antenei (sau cea mai mare dimensiune a emițătorului);

λ —lungimea de undă a câmpului emis.

În această zonă, câmpul electric și cel magnetic variază puternic cu distanța față de sursă. Un obiect plasat în zona de câmp apropiat, poate perturba puternic distribuția câmpului.

Regiunea în care condiția (2.20) nu este îndeplinită se numește zonă de câmp depărtat. În această zonă, vectorii de câmp electric și magnetic sunt perpendiculari între ei și pe direcția de propagare. Mai mult, frontul de undă este sferic, iar la distanțe suficient de mari de emițător, unda poate fi considerată plană.

2.2. Proprietăți dielectrice ale materialelor biologice

După cum am amintit, plasarea unui material (biologic) în câmp electric, are ca rezultat alinierea dipolilor permanenți (polarizare de orientare), crearea dipolilor induși (polarizare) și deplasarea sarcinilor libere. Ca atare, câmpul electric în interiorul și exteriorul materialului expus va fi diferit de câmpul incident.

Polarizarea de orientare nu are loc instantaneu, ci este un fenomen lent, fiind descris matematic printr-o ecuație de ordinul 1 sau 2 [36]. Acest fenomen se numește relaxare dielectrică [37]. Timpul de răspuns al materialului la câmpul aplicat (timpul necesar polarizării de orientare sau a alinierii dipolilor induși) se numește timp de relaxare dielectrică. Pentru majoritatea materialelor, relaxarea dielectrică este caracterizată de o ecuație de ordinul 1, numită ecuația Debye de ordinul 1 (după numele celui care a descoperit-o), având o singură constantă de timp de relaxare (ec. 2.21). Există și materiale care au două sau mai multe constante de timp de relaxare, existând mai multe procese de relaxare simultan, în special în cazul materialelor biologice [38].

$$\varepsilon^* = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} - \frac{\sigma_s}{\omega\tau} \quad (2.21)$$

unde: ε^* – permitivitatea complexă;
 ε_∞ – permitivitatea la frecvență infinită;
 ε_s – permitivitatea în curent continuu;
 σ_s – conductivitatea în curent continuu;
 τ – timpul de relaxare dielectrică;
 ω – pulsația la care este calculată permitivitatea.

2.3. Absorbția câmpului electromagnetic în mediile biologice. Concepte dozimetrice

Când o undă electromagnetică se propagă dintr-un mediu în altul, unda suferă reflexie, transmisie și, eventual, absorbție. Absorbția depinde de conductivitatea complexă a materialului expus, de polarizarea și de frecvența undei. Energia absorbită este, în general, convertită în căldură.

Conversia energiei dintr-o formă în alta este exprimată de teorema lui Poynting [39], astfel:

$$-\oint_S (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot \hat{n} dS = \int_V (\sigma |\vec{E}|^2) dV + \frac{\partial}{\partial t} \int_V \left(\frac{1}{2} \mu |\vec{H}|^2 \right) dV + \frac{\partial}{\partial t} \int_V \left(\frac{1}{2} \varepsilon |\vec{E}|^2 \right) dV \quad (2.22)$$

unde: S este o suprafață închisă, ce mărginește volumul V . Primul termen din partea dreaptă a ecuației reprezintă puterea disipată sub formă de căldură, al doilea termen reprezintă rata de variație a energiei stocate în câmp magnetic, iar al treilea termen reprezintă rata de variație a energiei stocate în câmpul electric. Prin urmare, primul termen al ecuației 2.22 reprezintă puterea care pătrunde în volumul V , prin suprafața S .

Vectorul lui Poynting este definit astfel:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.23)$$

și reprezintă densitatea de putere cedată/absorbită prin suprafața închisă S .

Trebuie avut în vedere faptul că teorema lui Poynting se aplică doar în cazul suprafețelor închise; în caz contrar se obțin interpretări eronate ale energiei absorbite.

Pentru mediile cu pierderi se definește adâncimea de pătrundere, astfel [40]:

$$\delta = \frac{1}{\omega} \left[\left(\frac{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}{2} \right) \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_r \varepsilon_0} \right)^2} - 1 \right) \right]^{1/2} \quad (2.24)$$

reprezentând distanța după care intensitatea câmpului scade de $e=2,718$ ori față de valoarea sa la suprafața mediului expus.

Se poate arăta [41] că, pentru incidența unei unde plane pe un dielectric plan, adâncimea de pătrundere în dielectric este dată de relația:

$$\delta = \frac{67.52}{f \sqrt{\sqrt{(\varepsilon')^2 + (\varepsilon'')^2} - \varepsilon'}} \quad (2.25)$$

unde f reprezintă frecvența la care se calculează adâncimea de pătrundere.

Polarizarea câmpului electromagnetic se referă la planul de oscilație al vectorului de câmp electric. Orientarea acestuia în raport cu obiectul iradiat are o mare influență asupra distribuției câmpului în interiorul obiectului. Polarizarea poate fi de tip **E**, **H** sau **K** (în funcție de orientarea paralelă cu axa obiectului iradiat a vectorului de câmp electric sau magnetic sau a vectorului lui Poynting).

2.3.1. Rata specifică de absorbție a energiei

Dozimetria de radiofrecvență urmărește cuantificarea energiei absorbite de un corp biologic când este expus la un câmp EM de radiofrecvență.

În forma cea mai simplă [42], dozimetria presupune:

1. determinarea câmpurilor incidente, prin măsurare sau prin calcul – cunoscându-se sursele lor.
2. determinarea câmpurilor în interiorul obiectului iradiat (numite câmpuri interne), de asemenea, prin măsurare, când este posibil, sau prin calcul.

Acest tip de dozimetrie poate fi folosit atunci când obiectul expus este situat în zona de câmp depărtat a antenei, astfel încât prezența sa să nu perturbe sursa de câmp. Acest lucru este în general valabil pentru sistemele de expunere (de exemplu, celula TEM). Practic, dozimetria stabilește legătura între câmpurile interne (cele care produc efecte biologice în cazul materiei vii) și câmpurile incidente, care pot fi măsurate cu ușurință.

În general, efectele interacțiunii dintre câmpul electromagnetic și materialele biologice, pot fi clasificate în trei categorii:

1. efecte termice: sunt efecte datorate transformării energiei câmpului electromagnetic în energie termică.

2. efecte non-termice: sunt cele în care, conform standardului IEEE C95.3-2005 [48], nu există o creștere detectabilă a temperaturii. Între acestea se pot aminti: modificarea fluxului de ioni de calciu/potasiu la nivel membranar [43], modificări la nivel de ADN [44] etc.

3. efecte atermice: sunt cele specifice radiofrecvențelor, în sensul că, în același interval de creștere a temperaturii, efectul este diferit în cazul încălzirii de radiofrecvență față de cazul unei încălziri clasice (prin conducție-convecție de la flacăra).

Rata specifică de absorbție (engl. SAR: Specific Absorption Rate) este unul dintre parametrii principali folosiți în special în domeniul de radiofrecvență pentru a cuantifica energia absorbită de un material biologic de la un câmp electromagnetic. Ea reprezintă așadar un mod de a cuantifica efectele termice ale interacțiunii câmp-materie biologică. SAR se poate defini local/punctual sau global [41]. Rata specifică de absorbție, într-un punct al obiectului iradiat, este definită ca viteza de variație în timp a energiei transferate purtătorilor de sarcină dintr-un volum infinitezimal definit în jurul aceluși punct, raportată la masa aceluși volum infinitezimal.

$$SAR = \frac{\left(\frac{\partial W}{\partial t}\right)}{\rho_m} \quad (2.26)$$

unde: W – reprezintă energia purtătorilor de sarcină din volumul infinitezimal considerat; ρ_m – reprezintă densitatea masică (masa volumului infinitezimal).

Pentru regim sinusoidal, puterea medie absorbită în unitatea de volum este dată de:

$$P_m = \sigma |E_{int}|^2 = \omega \varepsilon_0 \varepsilon'' |E_{int}|^2 \quad (2.27)$$

Unde σ și ε'' caracterizează proprietățile electrice ale volumului considerat, iar E_{int} reprezintă câmpul electric în interiorul aceluși volum. Prin urmare, SAR local poate fi scris astfel:

$$SAR = \sigma |E_{int}|^2 / \rho_m \quad (2.28)$$

În ecuația 2.29 este definită rata locală de absorbție. Rata medie de absorbție este definită ca rata de variație în timp a energiei totale transferate obiectului iradiat raportată la masa întregului obiect.

Tot pentru cazul regimului sinusoidal, valoarea medie a SAR este definită ca:

$$SAR_m = \int_V P dV / M \quad (2.29)$$

unde: M – masa întregului obiect expus; P – puterea medie absorbită de către obiectul iradiat.

Astfel, dacă se cunosc intensitatea câmpului și conductivitatea într-un punct, se poate determina SAR cu ușurință. SAR , ca și valoarea câmpului în interiorul obiectului/materialului iradiat, depinde de câmpul incident, de frecvență și de proprietățile materialului expus. Întrucât efectele biologice, în măsura în care acestea există, sunt determinate de câmpul intern, nu de cel incident, cunoașterea SAR este foarte importantă pentru evaluarea posibilelor efecte.

2.3.2. Factorii de care depinde rata specifică de absorbție

Absorbția energiei de microunde în țesuturi (și implicit SAR) depinde de următorii factori [41], [45]:

1) Proprietățile dielectrice ale țesutului (ϵ' și ϵ''). Ele sunt dominate de conținutul de apă al țesutului. Tesuturile pot fi împărțite în două grupuri: țesuturi cu conținut mare de apă (ochi, mușchi, piele, ficat, rinichi, creier, etc.) și țesuturi cu conținut mic de apă (grăsime, oase). Ele absorb diferit energia electromagnetică.

2) Geometria și dimensiunile țesutului. S-a observat că SAR maxim apare, de obicei, la suprafața sau aproape de suprafața exterioară a țesutului expus radiației. Pentru suprafețe curbe și structuri rezonante, valorile ridicate ale SAR sunt distribuite în diverse puncte ale structurii absorbante, acolo unde iau naștere așa-numitele "puncte fierbinți" ("hot spots"). Un sistem biologic complex, așa cum este corpul uman, este constituit din mai multe straturi de țesut. Fiecare strat are proprietăți dielectrice diferite, iar la traversarea suprafețelor de separație dintre țesuturi, o parte a radiației este transmisă iar alta reflectată. Distribuția de energie este afectată de grosimea stratului de piele, grăsimea subcutanată, curbura țesutului și dimensiunile corpului, membrilor și capului în comparație cu lungimea de undă a radiației.

3) Orientarea țesutului și polarizarea câmpului. Absorbția undelor electromagnetice plane este puternic dependentă (până la un factor 2) de polarizarea undei incidente și de orientarea structurii biologice în câmp. Utilizând modele sferice de obiecte biologice, s-a constatat că în domeniul de frecvențe $f=(100 - 1000)$ MHz reflexiile interne sunt semnificative. În modelele nesferice (elipsoizi de rotație și elipsoizi) SAR_{mediu} și distribuția SAR depind puternic de orientarea structurii în raport cu direcția de polarizare a undei plane incidente [41], [45], [46]. Pentru obiectele de revoluție, polarizarea este definită de vectorii \vec{E} , \vec{H} sau \vec{k} care sunt paraleli cu axa lungă a obiectului (unde \vec{k} este vectorul de propagare a undei). Prin urmare, pentru elipsoizii de rotație există trei tipuri de polarizări posibile: E, H și k. Pentru obiectele care nu au simetrie de revoluție (precum modelul elipsoidal, corpul uman, etc.) se definesc șase polarizări posibile.

4) Frecvența câmpului. Atât proprietățile dielectrice ale țesuturilor cât și mărimea și distribuția spațială a câmpului intern depind de frecvență. Valoarea maximă a SAR se obține în cazul rezonanței geometrice a obiectului biologic cu câmpul (coroborată cu polarizarea E), adică atunci când dimensiunea axei lungi a obiectului este aproximativ egală cu lungimea de undă a radiației în aer [41]. Pentru corpul uman frecvența de rezonanță este de cca. 70-80 MHz, iar pentru un șobolan

este de cca. 600 MHz (cazul polarizării E). Când un om stă așezat pe un plan conductor (și polarizarea este E), așa cum este și pământul, acesta are efectul de a face omul să pară din punct de vedere electric de două ori mai înalt, fapt care conduce la micșorarea valorii frecvenței de rezonanță la aproximativ 1/2 față de cea în vid (deci la 35-40 MHz) [41], [45]. S-a observat că sub rezonanță SAR variază aproximativ proporțional cu pătratul frecvenței, iar imediat peste rezonanță SAR variază aproximativ proporțional cu frecvența la puterea întâia.

5) Configurația câmpului. Câmpul unei surse de radiație electromagnetică poate fi divizat în câmp apropiat și câmp depărtat. Numai în câmpul depărtat undele pot fi considerate plane. În câmpul depărtat, cu excepția cazului când unda este polarizată, SAR este independentă de configurația câmpului (nu există interacțiune sau "cuplare" între sursă și obiect). Totuși, în câmpul apropiat transferul de energie depinde de forma și dimensiunile sursei [45]. Concluziile studiilor lui Iskander [47] privind specificul absorbției câmpului electromagnetic când structurile biologice se găsesc în zona de câmp apropiat al unei surse arată că:

- în ciuda complexității caracteristicilor radiației câmpului apropiat, inclusiv unghiul arbitrar existent între componentele \vec{E} și \vec{H} , și impedanța de undă diferită de 377Ω (impedanța de undă în vid), caracteristicile absorbției pot fi explicate pe aceeași bază ca și cele din cazul câmpului depărtat;
- este posibil ca energia absorbită în câmpul apropiat să crească acolo unde există raze mici de curbură ale structurii biologice;
- SAR_{medie} în câmpul apropiat poate oscila în jurul unei valori constante (obținută pe cazul unei plane). Aceasta indică creșterea sau reducerea absorbției, în funcție de amplitudinea și direcția componentelor câmpului incident.

6) Mediul expunerii. Factorii de mediu influențează cantitatea de energie electromagnetică absorbită de obiectul/structura biologică din câmp. De exemplu, există diferențe între cazurile când obiectul este expus în vid, pe sol, lângă reflectori metalici, într-o structură conductoare electric (cavitate rezonantă, ghid de undă), etc. Prezența unor obiecte în câmp poate cauza variații însemnate ale SAR datorită împrăstierii energiei. Implanturile metalice pot și ele să cauzeze modificarea $SAR_{locală}$ în țesut.

7) Factorii timp-intensitate. Intensitatea câmpului extern și durata expunerii sunt parametri importanți ce afectează energia totală absorbită de țesut. Dacă câmpul este modulată în amplitudine sau este în impuls, SAR variază temporal. În acest caz, măsurarea mediei temporale a SAR nu este complet adecvată pentru caracterizarea expunerii, ci trebuie specificate, în plus, caracteristicile de modulație. Dacă este vorba de expunerea animalelor de experiență, mișcarea lor în câmp induce, de asemenea, modificarea în timp a valorii SAR [45].

În tabelele 2.2 și 2.3 sunt sintetizați factorii-cheie în fenomenul absorbției undelor radio și microundelor în structurile biologice .

Tabelul 2.2. Factorii care afectează absorbția microundelor [49]

Parametrii fizici	Parametrii biologici	Artefactele	Factorii de mediu
Frecvența	Proprietăți dielectrice ale țesutului	Contact cu solul sau cu un conductor	Temperatura
Polarizarea	Mărimea; Geometria	Container (material, dimensiuni)	Umiditatea

Modulația (în amplitudine, în frecvență, în impuls, undă continuă)	Orientarea animalului în raport de polarizarea câmpului	Implanturi metalice	
Densitatea de putere (medie și de vârf)	Relații spațiale între animale	Materiale de ecranare	
Tipul câmpului (apropiat sau depărtat)		Obiecte metalice sau nemetalice prezente în câmp	
Uniformitatea câmpului			
Tipul transmițătorului și echipamentului de iradiere			
Materialul incintei			
Dimensiunile incintei			

Tabelul 2.3. Factorii care influențează răspunsul biologic pentru aceeași valoare a SAR [50]

Variabila subiectului	Variabile concomitente	Variabile de mediu	Variabile experimentale
Specie; sex; vârsta; greutate.	Predispoziție genetică	Temperatură, umiditate	Proceduri de aclimatizare
Sensibilitate	Referință pentru răspuns	Curenți de aer	Durata expunerii
Numărul de subiecți	Modificări funcționale și metabolice	Gradul de iluminare	Numărul și seria de expuneri
Intervenții (anestezie, medicație, electrozi, leziuni)		Zgomot	Mod de expunere (parțial sau întregul organism)
Perechea animalului		Miros	Tehnica de alegere a probei/lotului
			Timpul dintre expunere și alegerea probei/lotului
			Perioada din zi a expunerii
			Dispozitive de imobilizare
			Interacțiunea investigator- animal.

2.3.3. Dozimetrie experimentală

Evaluarea SAR pe cale analitică este aproape imposibilă datorită complexității materialelor iradiate (în cazul celor biologice) și al geometriei complexe. Cu mijloacele actuale de calcul, se poate determina SAR pe cale numerică, folosind soft-uri dedicate sau coduri proprii. În toate metodele numerice se rezolvă ecuațiile lui Maxwell pentru a obține valorile de câmp într-un spațiu discretizat, care aproximează obiectul real supus iradierii.

Metodele numerice care pot fi aplicate în vederea calculului dozimetric, pot fi grupate astfel [51]:

Banda 0-30 MHz (inclusiv 300Hz – 10MHz) – metode cvasistatice:

- metodele impedanță-admitanță;
- metoda ecuației integrale de suprafață;
- tehnica integrării finite;
- metoda momentelor (pentru sursele de câmp) – MoM ;

Banda frecvențelor înalte ($10\text{MHz} < f < 5\text{GHz}$):

- serii Mie;
- metoda momentelor MoM (FFT MoM, CG-FFT MoM);
- metoda diferențelor finite în domeniul timp - FDTD, (FD)2TD;
- metoda elementului finit - FEM (FETD), FVTD;
- tehnica integrării finite – FIT;
- metoda condiției de frontieră extinse - EBCM, IEBCM;
- tehnica multipolară generalizată - GMT (ex. MMP);
- algoritmi genetici.

Banda frecvențelor foarte înalte ($f > 5\text{GHz}$):

- tehnici cvasi-optice (teoria razelor, GTD, UTD).

Cele mai cunoscute și uzitate metode numerice folosite în prezent în dozimetria numerică sunt: metoda momentelor (MoM), metoda elementului finit (FEM), metoda diferențelor finite în domeniul timp (FDTD) și metoda diferențelor finite în domeniul frecvențe (FDFD). O aproximare cât mai realistă a obiectului iradiat implică o discretizare cât mai fină a modelului implementat, ceea ce duce și la cerințe de memorie și de timp de rulare mai mari, însă valorile de câmp obținute nu sunt întodeauna suficiente pentru a putea trage concluzii asupra comportamentului și efectului câmpurilor în interiorul materialului iradiat. Măsurătorile de câmp în interiorul materialului expus sunt adesea imposibil de efectuat și-n consecință se folosesc materiale și lichide care să se comporte similar cu obiectele reale pe care acestea le reprezintă. Pentru a obține date de temperatură sigure (de încredere) trebuie folosite sonde adecvate pentru domeniul de radiofrecvență.

Pentru determinarea efectelor termice ale câmpurilor de radiofrecvență există trei categorii de metode de măsurare a temperaturii [52]:

1. Metode calorimetrice, folosite în special pentru măsurări in-vitro, în care se urmăresc variațiile de încălzire/răcire pentru a estima energia absorbită într-o anumită probă. Se folosesc pentru determinarea ratei specifice de absorbție medii (engl. whole-body SAR) [53].

2. Măsurarea diferenței de putere într-un sistem închis. Această metodă presupune folosirea unor cuploare direcționale și wattmetre la fiecare dintre porturile dispozitivului de expunere. Pentru incintele închise, cum ar fi celula TEM, se determină în primă fază puterea absorbită în incintă, în absența probei, astfel:

$$P_E = P_I - P_O - P_R \quad (2.30)$$

unde: P_E – reprezintă puterea absorbită în dispozitivul de expunere;

P_I – reprezintă puterea de intrare;

P_O – reprezintă puterea de ieșire;

P_R – reprezintă puterea reflectată;

Apoi se introduce proba și se măsoară în același mod puterea absorbită în incintă și în probă, P_S . Puterea disipată doar în interiorul probei este dată de diferența între P_S și P_E . Pentru determinarea SAR, se împarte puterea disipată în probă la masa probei [54].

3. Metode termometrice, cu sonde speciale, neperturbative (de exemplu, sonda optică de temperatură Luxtron One, fabricată de LumaSense Technologies, Inc.) [55].

4. Tehnici termografice. Acestea folosesc camere termografice pentru a determina distribuția SAR în animale într-un timp foarte scurt. Dezavantajul metodei îl constituie prețul ridicat [56].

5. Folosirea unor sonde de câmp electric implantabile. Are avantajul măsurării câmpului electric cu acurațete foarte bună și dezavantajul rigidității sondei și bandă de frecvențe limitată.

Rata specifică de absorbție se poate determina din variația de temperatură, astfel:

$$SAR = C \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (2.31)$$

unde C: căldura specifică a materialului iradiat, ΔT – variația de temperatură care se produce în intervalul de timp Δt .

Măsurarea SAR se face, în general, doar în laboratoare de cercetare, întrucât necesită echipamente și condiții de măsurare speciale [57].

Sisteme de expunere utilizate în dozimetria experimentală

În funcție de probele expuse și de scopul experimentului sunt necesare diverse caracteristici ale sistemului de expunere. Există câteva cerințe comune de îndeplinit de către orice sistem de expunere [58]:

1) un câmp de expunere bine definit;

2) condiții ambientale controlabile (temperatură, umiditate, ventilație);

3) posibilitatea de măsurare a SAR și/sau a temperaturii specimenului expus.

Tipuri de sisteme de expunere pentru determinări de laborator [41], [59]:

- camere/incinte anecoice care simulează condițiile de câmp depărtat și expunere în spațiu liber, au pereții din materiale cu reflexivitate minimă pe domeniul de frecvențe de interes (forma geometrică a elementelor de material anecoic este piramidală); se utilizează de obicei, în cazul expunerii la frecvențe de peste 500 MHz, în câmpurile antenelor;

- celule transversal electromagnetice TEM (Crawford) - sunt sisteme de expunere închise ce imită condițiile de expunere în câmp depărtat dacă în interior se propagă doar modul fundamental; obiectul expus nu trebuie să ocupe mai mult de 1/3 din volumul dintre conductorul central și cel exterior;

- cavități rezonante unimodale sau multimodale - au o serie de avantaje, cel mai mare fiind acela că SAR se poate calcula din măsurări de putere netă

transmisă (putere de intrare minus putere de ieșire), pot fi cilindrice sau rectangulare și pot asigura câmpuri uniforme la diverse frecvențe;

- sisteme de expunere a culturilor celulare pot fi asigurate prin: ghiduri de undă, cavități rezonante sau linii de transmisie coaxiale.

În condiții de expunere necontrolată (în mediul extern uzual), caracterizarea distribuției spațiale a nivelurilor de câmp este foarte importantă, în vederea comparării valorii densității de putere sau a intensității câmpului electric extern cu nivelurilor de referință stipulate în standardele de expunere umană. În acest scop, plecând de la identificarea surselor de radiofrecvență din mediu și a caracteristicilor lor, se urmărește determinarea nivelului de expunere.

2.4. Utilizarea celulei transversal electromagnetice ca sistem de expunere

Celula transversal electromagnetică (TEM) a fost introdusă pentru prima dată de către Crawford, în 1974 [18], reprezentând un model adecvat pentru simularea propagării unei unde plane în spațiul liber. Celula este o incintă constând dintr-o secțiune dreptunghiulară a unei linii de transmisie, terminată cu trunchiuri de piramidă care permit conectarea cablului coaxial la intrarea/ieșirea celulei și care asigură, totodată, adaptarea de impedanță. Datorită conductorului interior (numit sept), celula asigură propagarea în interiorul său a modului transversal electromagnetic (TEM), până la frecvența la care sunt excitate și moduri de propagare de ordin superior. Avantajul major al unei celule TEM este faptul că aceasta oferă un câmp electric cvasi-uniform în interiorul său [41], [60]. Celula este utilizată în domeniul compatibilității electromagnetice pentru teste de susceptibilitate [61], emisii [62], [63], calibrarea sondelor de câmp [64], determinarea proprietăților dielectrice ale unor materiale [65], dar și pentru expuneri ale unor probe biologice în condiții controlate – care să permită investigații ulterioare ale efectelor biologice ale câmpurilor electromagnetice și coroborarea lor cu doza de radiație [66], [25], [67], [21]. Un model de celulă TEM este prezentat în figura 2.2.



Fig. 2.2 Model de celulă TEM [122]

În ultimele decenii a crescut interesul pentru utilizarea celulelor TEM. Au fost dezvoltate ambele variante de abordare a studiilor de expozimetrie [68], și dozimetrie în celula TEM: varianta experimentală și varianta simulării pe calculator, în funcție de obiectivele urmărite în cercetări [22], [27], [69÷73]. Volumul de omogenitate a câmpului electromagnetic în interiorul celulei TEM depinde de raportul dintre dimensiunile celulei și banda de frecvențe la care aceasta operează. De obicei este absolut necesară cunoașterea distribuției câmpului în interiorul celulei, astfel încât să se proiecteze experimentul bioelectromagnetic adecvat. Determinarea distribuției intensității câmpului în interiorul celulei este totuși dificilă și greu de efectuat cu acuratețe. Sonda de măsurare trebuie să fie izotropică și izolată electric, miniaturală, să nu producă perturbații și să poată fi ușor introdusă chiar și în colțurile cele mai inaccesibile ale celulei. Există multe limitări practice și inconveniente în determinarea experimentală a nivelului de câmp electric [74]. Dezvoltarea unor tehnici alternative computerizate, a codurilor de simulare, a reușit să ofere soluții corecte și reproductibile ale problemelor de dozimetrie în celula TEM [69], [74], [75]. Simulările oferă, în plus, o rezoluție spațială înaltă, iar valorile de câmp pot fi determinate simultan la mai multe frecvențe, în toate direcțiile și orientările în volumul de interes.

În figurile 2.3, 2.4 și 2.5 se prezintă celula TEM în secțiune transversală și longitudinală. Impedanța caracteristică a celulei, frecvențele de tăiere pentru modurile superioare de propagare și frecvențele de rezonanță ale acestor moduri depind de dimensiunile celulei.

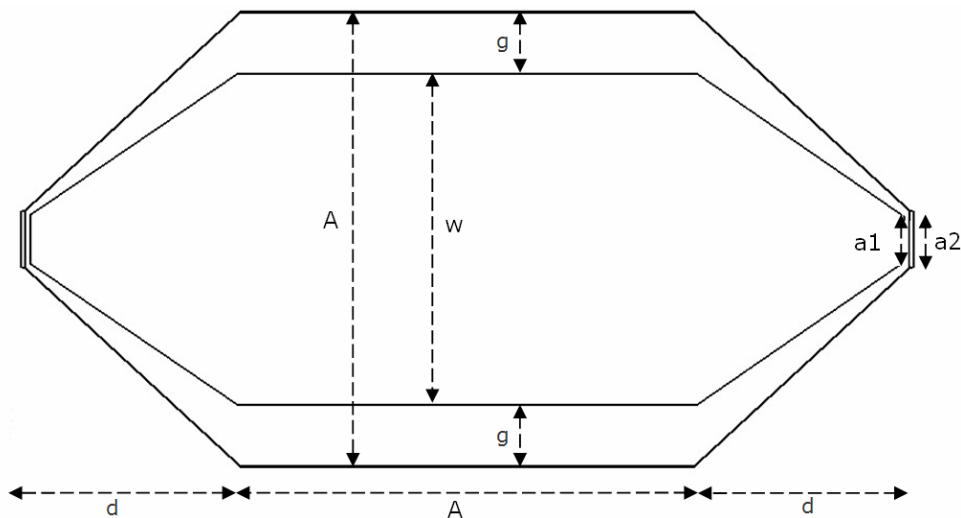


Fig. 2.3 Secțiune longitudinală a celulei TEM, vedere de sus

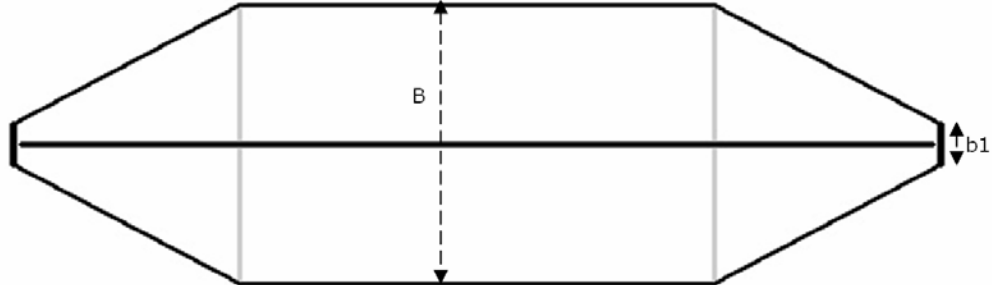


Fig. 2.4 Secțiune longitudinală a celulei TEM, vedere laterală

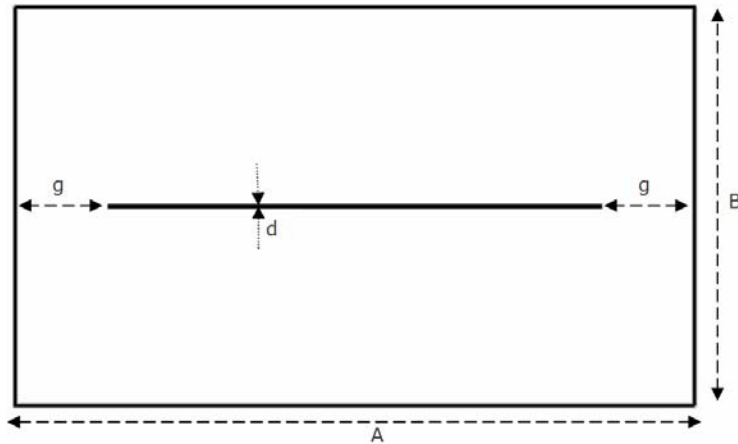


Fig. 2.5 Secțiune transversală a celulei TEM

Celula TEM are două porturi, unul dintre ele servește alimentării celulei, iar la celălalt port se conectează o sarcină adaptată. Între conductorul central și pereții exteriori ai celulei se propagă, de la sursă către sarcină, un câmp electromagnetic similar propagării unei unde plane în spațiul liber.

Impedanța caracteristică a unei celule TEM rectangulare este dată de formula [18]:

$$Z_c = \frac{377}{4 \left[\frac{A}{B} - \frac{2}{\pi} \ln \left(\sinh \left(\frac{\pi g}{B} \right) \right) \right] - \frac{C}{\epsilon_0}} \quad (2.32)$$

unde: C - reprezintă capacitatea ce se formează între septum și pereții laterali ai celulei; ϵ_0 - reprezintă permitivitatea absolută a vidului, iar A , B , g sunt dimensiunile celulei, conform figurii 2.5.

Raportul $\frac{C}{\epsilon_0}$ se poate ignora [71] atunci când raportul $A/B > 1$.

Modul TEM și modurile superioare

O undă TEM (transversal electro-magnetică) este caracterizată prin faptul că vectorul câmp electric (\vec{E}) și vectorul câmp magnetic (\vec{H}) sunt perpendiculari unul pe celălalt și perpendiculari pe direcția de propagare. Acest mod de propagare aproximează o undă plană și, în consecință, o distribuție aproape uniformă a câmpului electric, respectiv magnetic, în interiorul celulei TEM [76]. Neuniformitatea câmpului din celula TEM se datorează următorilor factori [77]: 1) prezența undelor staționare longitudinale, datorate adaptării imperfecte a celulei la sursă și sarcină; 2) intensificarea câmpului în preajma muchiilor (în jurul septumului); 3) inserarea unor obiecte în celulă duce la reflexii suplimentare și la apariția modurilor superioare de propagare. Într-o celulă TEM nu se propagă doar modul TEM ci, chiar și în absența unui obiect inserat în celulă, odată cu creșterea frecvenței, apar și moduri superioare de propagare: moduri transversal magnetice (TM_{mn}) și transversal electrice (TE_{mn}). Acestea perturbă distribuția uniformă a câmpului.

Frecvența de tăiere a unui mod de propagare superior se determină cu formula:

$$f_c(TE_{mn}) = \frac{c\sqrt{m^2B^2 + n^2A^2}}{2AB} \quad (2.33)$$

unde: c – viteza luminii, iar A și B sunt dimensiunile transversale ale secțiunii rectangulare (figura 2.5)

Modul TEM se propagă în părțile piramidale ale celulei fără modificări semnificative [78]. Celula TEM devine rezonantă la frecvențele pentru care modurile superioare suferă reflexii în anumite secțiuni ale terminațiilor piramidale [79]. Pe de altă parte, datorită reflexiilor, celula TEM devine rezonantă la frecvențele la care lungimea efectivă a celulei, pentru un anumit mod de propagare, este multiplu de semilungime de undă [80].

Pentru un mod TE oarecare, frecvențele la care celula TEM devine rezonantă sunt date de formula:

$$f_{res}(TE_{mnp}) = \sqrt{f_{c_{mn}}^2 + \left(\frac{pc}{2l_{mn}}\right)^2} \quad (2.34)$$

unde: $f_{c_{mn}}$ – frecvența de tăiere a modului TE_{mn} , l_{mn} – lungimea celulei TEM, p – multiplu întreg al semilungimii de undă corespunzătoare frecvenței de rezonanță.

Dacă înălțimea celulei este mai mică decât lățimea sa ($B < A$), primul mod de propagare superior este modul TE_{01} [81], însă el este excitat doar dacă în interiorul celulei este introdus un obiect cu dimensiuni semnificative, altminteri contribuția sa în câmpul total este neglijabilă în secțiunea rectangulară a celulei.

Hill [82] a efectuat măsurări ale modurilor superioare și a constatat că, atât modul TE_{01} , TE_{10} cât și TE_{11} se propagă la frecvențe mai mari decât frecvențele lor de rezonanță, dar nu se propagă între frecvența de tăiere și frecvența de rezonanță. De asemenea a constatat că cele trei moduri de propagare perturbă modul TEM în proporție de până la 3% pentru TE_{01} și, respectiv, 10-15% pentru modurile TE_{10} și TE_{11} .

Pentru a avea modul TEM într-o bandă de frecvențe cât mai mare, frecvența de rezonanță a modului TE_{10} (primul mod care se propagă) trebuie să fie cât mai înaltă. Pentru aceasta se poate micșora lățimea celulei și/sau înălțimea secțiunilor piramidale.

Introducerea unui obiect în celulă perturbă distribuția uniformă a câmpului. Astfel, se modifică frecvențele de rezonanță ale modurilor superioare (rezonanțele apar la frecvențe mai joase) sau apar rezonanțe noi [83]. Așadar, se recomandă ca dispozitivul testat (engl. DUT – Device Under Test) sau obiectul iradiat să aibă dimensiuni cât mai mici. Astfel, conform [80], trebuie ca înălțimea maximă a obiectului inserat în celulă să nu depășească o treime din distanța dintre septum și podeaua/tavanul celulei. În plus, este de preferat să fie plasat la jumătatea distanței dintre septum și podea/tavan, în zona de uniformitate maximă a câmpului.

În continuare am optat pentru utilizarea unei celule TEM, construită în laborator, în scopul expunerii de probe biologice la câmp de radiofrecvență.

3. METODELE NUMERICE DE ANALIZĂ A PROPAGĂRII CÂMPULUI ELECTROMAGNETIC

Metodele analitice de rezolvare a ecuațiilor lui Maxwell au avantajul că furnizează soluția exactă a ecuațiilor, la orice moment de timp și în orice punct al domeniului analizat. Ele se pot aplica însă doar în cazul geometriilor foarte simple și al mediilor omogene, pentru probleme complexe devenind aproape imposibilă găsirea unei soluții pe cale analitică. Dezvoltarea calculatoarelor din ultimele decenii a permis rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell pe cale numerică cu acuratețe tot mai mare, pentru probleme tot mai complexe. Modelarea numerică permite proiectarea și analiza comportamentului circuitelor și dispozitivelor într-un mediu de simulare înainte de realizarea lor practică, permițând astfel îmbunătățirea unor parametri de performanță ai acestora. În plus, se pot obține informații despre modul de operare al dispozitivului analizat, care ar fi mult mai greu de obținut pe cale analitică sau experimentală. Metodele numerice se pot aplica pentru geometrii oricât de complexe, pentru orice bandă de frecvență, de la c.c. la THz. Dezavantajul acestora este dat în principal de faptul că circuitul analizat este aproximat de către un model numeric, iar spațiul și timpul sunt de asemenea discretizate. În plus, acuratețea, stabilitatea și convergența algoritmului nu sunt întodeauna cele dorite și este necesară experiență și cunoaștere profundă a algoritmului folosit.

Metodele numerice de analiză de câmp pot fi clasificate în două categorii: metode în domeniul timp și metode în domeniul frecvență. Metodele de analiză în domeniul timp sunt adecvate pentru regimurile tranzitorii și au marele avantaj că pot furniza comportamentul în frecvență al circuitelor într-o singură rulare, prin aplicarea transformatei Fourier asupra rezultatelor temporale. Analiza în domeniul frecvență furnizează soluțiile ecuațiilor lui Maxwell la o singură frecvență și, de aceea, se pretează mai bine analizei de regim permanent. Soluțiile ecuațiilor lui Maxwell depind de timp și spațiu iar pentru obținerea lor este necesară cunoașterea condițiilor inițiale și a condițiilor la frontieră. Spre deosebire de metodele analitice, metodele numerice furnizează soluții doar în puncte discrete ale spațiului. Majoritatea metodelor numerice folosesc grile de puncte echidistante în timp și spațiu. Un număr mai mare de puncte de calcul are ca rezultat obținerea unei soluții mai precise, dar și creșterea timpului de calcul. Nu toate metodele numerice implementate în softurile comerciale actuale folosesc discretizarea uniformă. Spre exemplu, programul CST Microwave Studio®, permite obținerea unei soluții precise fără creșterea excesivă a timpului de calcul, prin implementarea unei grile de discretizare variabile, astfel: în regiunile din spațiu unde câmpul electric-magnetic are variații mici, se utilizează un număr mai mic de puncte de discretizare, iar în zonele în care se produc intensificări sau variații mari de câmp (exemplu: obiecte ascuțite) se folosește o discretizare mai fină.

Aplicabilitatea metodelor numerice depinde de banda de frecvențe în care operează circuitul analizat, astfel [51]:

Banda 0-30 MHz (inclusiv 300Hz – 10MHz) – metode cvasistatice:

- metodele impedanță-admitanță;
- metoda ecuației integrale de suprafață;

- tehnica integrării finite;
 - metoda momentelor (pentru sursele de câmp) – MoM ;
- Banda frecvențelor înalte ($10\text{MHz} < f < 5\text{GHz}$):
- serii Mie;
 - metoda momentelor MoM (FFT MoM, CG-FFT MoM);
 - metoda diferențelor finite în domeniul timp - FDTD, (FD)2TD;
 - metoda elementului finit - FEM (FETD), FVTD;
 - tehnica integrării finite – FIT;
 - metoda condiției de frontieră extinse - EBCM, IEBCM;
 - tehnica multipolară generalizată - GMT (ex. MMP);
 - algoritmi genetici.

Banda frecvențelor foarte înalte ($f > 5\text{GHz}$):

- tehnicile cvasi-optice (teoria razelor, GTD, UTD).

Pentru domeniul de radiofrecvență cele mai utilizate metode numerice sunt: metoda momentelor, metoda diferențelor finite în domeniul timp, tehnica integrării finite, metoda elementului finit. Datorită versatilității sale, am optat în continuare pentru metoda diferențelor finite în domeniul timp.

3.1. Metoda FDTD

În continuare voi prezenta metoda diferențelor finite în domeniul timp și suportul ei matematic, precum și rezultatele implementării ei în Matlab [130], pentru analiza propagării câmpului electromagnetic în medii uni- și bi-dimensionale.

3.1.1. Introducere

Metoda FDTD este folosită tot mai mult în analiza interacțiunii câmpului electromagnetic cu materia (analiza circuitelor și antenelor microstrip, a ghidurilor de undă, analiza efectelor biologice ale câmpului electromagnetic, etc) Față de alte metode numerice, tehnica diferențelor finite se bucură de câteva avantaje, între care:

- Ecuatiile lui Maxwell pot fi discretizate foarte ușor.
- Ecuatiile discretizate sunt rezolvate în manieră secvențială, fiind ușor de implementat pe un sistem numeric de calcul.
- Metoda se poate aplica problemelor ce implică structuri complexe, care ar fi foarte greu de rezolvat pe cale analitică sau prin alte metode numerice.
- Fiind o metodă de analiză în timp, oferă în mod direct soluțiile de regim tranzitoriu, putând apoi transforma ușor soluția din domeniul timp în domeniul frecvențe. În acest fel se poate obține comportarea în frecvență a diverselor dispozitive.
- Metoda poate fi aplicată pentru analiza mediilor neomogene, cu pierderi, anizotrope, dispersive și cu parametri variabili în timp, ceea ce-i oferă un avantaj net față de alte metode numerice care nu au un spectru de utilizare atât de larg.
- Pentru simulările în care regiunea analizată are întindere infinită, se utilizează condiții de absorbție la frontieră (engl. ABC - Absorbing Boundary Condition), impuse planelor care delimitează regiunea modelată, plane care apar din cauza trunchierii spațiului.

Desigur, metoda prezintă și dezavantaje, care însă pot fi minimizeze. Principalele dezavantaje sunt:

- La capetele domeniului analizat pot să apară false reflexii ale câmpului (din cauza algoritmului).
- Dispersia numerică a soluției poate să apară ca urmare a faptului că discretizarea nu se face în pași infinit mici.
- Totuși, dezavantajul principal al metodei îl constituie, în cazul problemelor complexe, timpul mare de calcul și necesitatea de a dispune de spațiu de memorare mare.

Tehnica FDTD poate fi adaptată pentru modelarea cât mai fidelă a mediilor reale. Una dintre modificările importante aduse algoritmului inițial, dezvoltat de K. Yee [29], a fost implementată de către Luebbers ș.a. [84] pentru mediile în care parametrii dielectrice depind de frecvență, cum este cazul celor biologice. Metoda propusă de Luebbers, denumită (FD)2-TD, este o îmbunătățire a algoritmului FDTD, în care se ține cont de dependența spațială de frecvență. Se poate determina astfel, cu o acuratețe bună, răspunsul unui mediu la semnale de bandă largă, fără a crește semnificativ timpul de calcul. Metoda a fost folosită [85] pentru a determina curentul indus și distribuția SAR într-un model eterogen al corpului uman atunci când este expus unui impuls electromagnetic de bandă largă. Alte lucrări [86] au folosit diferențele finite în timp pentru a modela fantome de corp uman care sunt expuse iradierii cu diferite câmpuri. Pentru a modela cât mai fidel mediul real în cazul în care se impune trunchierea acestuia (limitarea simulării la un domeniu restrâns din spațiu), J.P. Berenger [87] a modificat algoritmul Yee ținând cont de condițiile de absorbție la frontieră, introducând conceptul de strat perfect adaptat (engl. PML – Perfectly Matched Layer). Definirea în acest fel a condițiilor de frontieră pentru domeniile cu întindere (teoretic) infinită a permis atât îmbunătățirea rezultatelor cât și a timpului de calcul.

3.1.2. Scurtă descriere a metodei FDTD

Metoda diferențelor finite în domeniul timp (FDTD) permite modelarea numerică a interacțiunii dintre câmpul electromagnetic și materie și se bazează pe rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell în forma diferențială. În esență, metoda constă în înlocuirea ecuațiilor diferențiale cu ecuații cu diferențe finite. Cea mai cunoscută implementare a FDTD este algoritmul Yee, în care spațiul este discretizat într-o rețea cubică, în nodurile căreia se memorează proprietățile dielectrice și valoarea câmpului electric/magnetic. Derivatele spațiale și temporale sunt înlocuite cu diferențe centrale. Pentru actualizarea câmpului electromagnetic în fiecare punct din spațiu, se folosește un algoritm de tip *leap-frog* (întrețeserea în timp a componentelor E și H). Se cunoaște excitația aplicată la momentul inițial în spațiul 3D, iar apoi se calculează evoluția în timp a câmpului electromagnetic.

Într-o analiză FDTD de câmp trebuie avute în vedere în special următoarele aspecte:

- Acuratețea rezultatelor: spunem despre o metodă că este precisă, dacă soluția numerică este foarte apropiată de soluția exactă. În general sunt 3 tipuri de erori care afectează acuratețea unui rezultat: erorile de modelare, erorile de discretizare și erorile de rotunjire [30].
- Dispersia numerică: apare din cauza discretizării spațiului. Discretizarea are ca efect apariția de componente spectrale noi, care se propagă cu viteze diferite.
- Stabilitatea algoritmului: o soluție numerică este stabilă dacă produce un rezultat mărginit pentru o variație mărginită a intrării. Dacă notăm cu ξ^n , eroarea

la momentul n , eroarea la momentul $n+1$ este: $\xi^{n+1} = g\xi^n$, unde g se numește factor de amplificare (a erorii). Pentru ca soluția numerică să fie stabilă este necesar ca $|\xi^{n+1}| \leq |\xi^n|$, altfel spus $|g| \leq 1$.

Acuratețea, dispersia și stabilitatea numerică sunt influențate de rezoluțiile de eșantionare spațială și temporală. Rezoluția spațială trebuie să fie mai mică decât $0.1\lambda_{min}$ (λ_{min} fiind lungimea de undă minimă care se propagă în domeniul analizat). Rezoluția temporală se alege ulterior, astfel încât să fie asigurată stabilitatea numerică a algoritmului. Cerințele de memorie pentru FDTD sunt proporționale cu N - numărul de celule din domeniul de calcul.

3.1.3. Ecuațiile lui Maxwell în 3 dimensiuni

Se consideră o regiune din spațiu în care mediul material poate absorbi energie electrică sau magnetică. Ecuațiile lui Maxwell în forma diferențială sunt [88]:

Legea lui Faraday:

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{M} \quad (3.1)$$

Legea lui Ampere:

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J} \quad (3.2)$$

Legea lui Gauss pentru câmpul electric:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_V \quad (3.3)$$

Legea lui Gauss pentru câmpul magnetic:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.4)$$

Unde: \vec{E} - intensitatea câmpului electric [V/m];

\vec{H} - intensitatea câmpului magnetic [A/m];

\vec{D} - inducția electrică [C/m²];

\vec{B} - inducția magnetică [Wb/m²];

\vec{M} - densitatea de curent magnetic echivalentă [V/m²];

\vec{J} - densitatea de curent electric [A/m²];

ρ_V - densitatea de sarcină [C/m³].

În mediile liniare, izotrope și nedispersive sunt valabile următoarele relații de proporționalitate:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E} \quad (3.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (3.6)$$

unde: $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ F/m - permitivitatea aerului,

$\mu_0 = 1.256 \times 10^{-6}$ H/m - permeabilitatea aerului,

ϵ_r și μ_r - permitivitatea, respectiv permeabilitatea relativă.

\vec{J} și \vec{M} pot conține componente care acționează ca surse independente pentru câmpurile \vec{E} și \vec{H} (se vor nota în continuare \vec{J}_{source} și \vec{M}_{source}). Dacă există pierderi prin transformarea energiei câmpurilor \vec{E} și \vec{H} în căldură, rezultă:

$$\vec{J} = \vec{J}_{source} + \sigma \vec{E}; \quad \vec{M} = \vec{M}_{source} + \sigma^* \vec{H} \quad (3.7)$$

Unde: σ -conductivitatea electrică [S/m];

σ^* -pierderi magnetice echivalente [Ω /m].

Înlocuind (3.5) și (3.6) în (3.1) și (3.2), obținem:

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{1}{\mu} (\vec{M}_{source} + \sigma^* \vec{H}) \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{1}{\epsilon} (\vec{J}_{source} + \sigma \vec{E}) \quad (3.9)$$

Se rescriu ecuațiile (3.8) și (3.9), folosind proiecțiile pe axele de coordonate:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - (M_{source_x} + \sigma^* H_x) \right] \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - (M_{source_y} + \sigma^* H_y) \right] \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - (M_{source_z} + \sigma^* H_z) \right] \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - (J_{source_x} + \sigma E_x) \right] \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - (J_{source_y} + \sigma E_y) \right] \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - (J_{source_z} + \sigma E_z) \right] \quad (3.15)$$

Ecuațiile (3.10)÷(3.15) stau la baza algoritmului numeric FDTD pentru descrierea interacțiunilor dintre undele electromagnetice și mediile considerate.

Soluțiile ecuațiilor lui Maxwell sunt adesea imposibil de exprimat analitic. K. Yee a dezvoltat o metodă numerică [29] de determinare a soluțiilor ecuațiilor, în cazul în care condițiile de frontieră sunt cele pentru un conductor perfect.

3.1.4. Algoritmul lui Yee

Metoda numerică dezvoltată de Yee oferă posibilitatea determinării în timp și spațiu atât a câmpului electric cât și a câmpului magnetic, prin rezolvarea celor două ecuații de rotor. Spațiul în care se efectuează analiza de câmp este împărțit în celule cubice. După cum se observă în figura 3.1, componentele \vec{E} și \vec{H} sunt astfel poziționate în spațiul tridimensional, încât fiecare componentă de câmp electric să fie înconjurată de 4 componente de câmp magnetic, și fiecare componentă de câmp magnetic să fie înconjurată de 4 componente de câmp electric. În spațiul propus de Yee (o rețea 3D), continuitatea componentelor tangențiale ale lui \vec{E} și ale lui \vec{H} este păstrată la interfața a două medii cu proprietăți distincte, atâta timp cât interfața este paralelă cu una dintre axele de coordonate ale rețelei. Prin urmare, nu mai trebuie specificate condițiile de frontieră la interfață, dar trebuie specificate permitivitatea și permeabilitatea în fiecare punct în care se calculează câmpul. Deși algoritmul Yee folosește doar ecuațiile de rotor ale lui Maxwell, soluțiile pe care acesta le furnizează satisfac implicit celelalte două ecuații (relațiile (3.3) și (3.4)) datorită modului în care sunt localizate componentele lui \vec{E} și \vec{H} în rețeaua Yee și a operațiilor cu diferențe centrale efectuate [30].

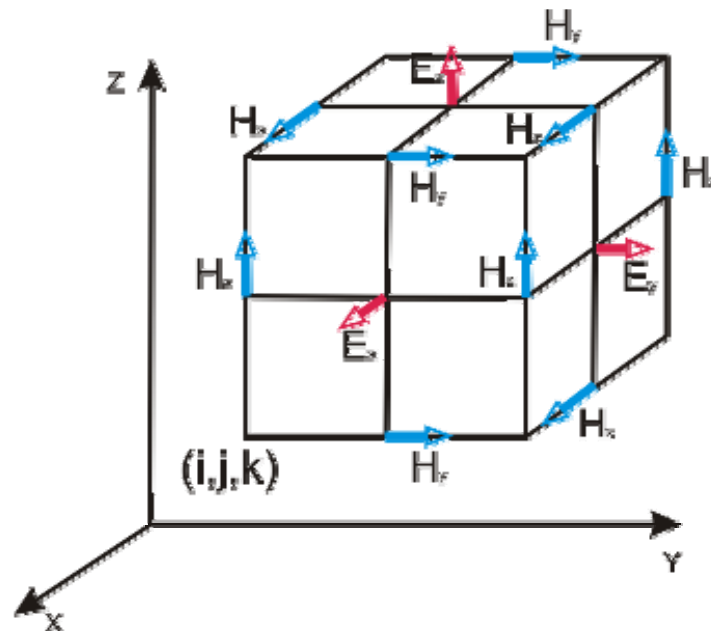


Fig. 3.1 Plasarea vectorilor de câmp electric și magnetic într-o celulă Yee cubică. Componentele H sunt situate la mijlocul fiecărei laturi a cubului, iar componentele E, în centrul fiecărei fețe a cubului

Componentele vectorilor \vec{E} și \vec{H} sunt calculate în timp în maniera *leap-frog*, așa cum se poate vedea în figura 3.2. Astfel, valoarea \vec{E} , într-un punct din spațiu și la un moment dat de timp, se calculează și stocchează în memorie utilizând valoarea

lui \vec{E} în același punct, dar la momentul precedent, precum și valorile lui \vec{H} la momentul precedent, în puncte adiacente celui de interes. Valoarea lui \vec{H} se calculează apoi în funcție de valoarea sa în același punct, dar la momentul precedent, și de valorile lui \vec{E} (anterior calculate) în punctele adiacente, iar rezultatul se stochează în memorie. Ciclul continuă cu recalcularea valorilor \vec{E} pentru momentul de timp imediat următor, pe baza valorilor \vec{E} și \vec{H} anterior determinate, până la momentul de timp dorit, șamd.

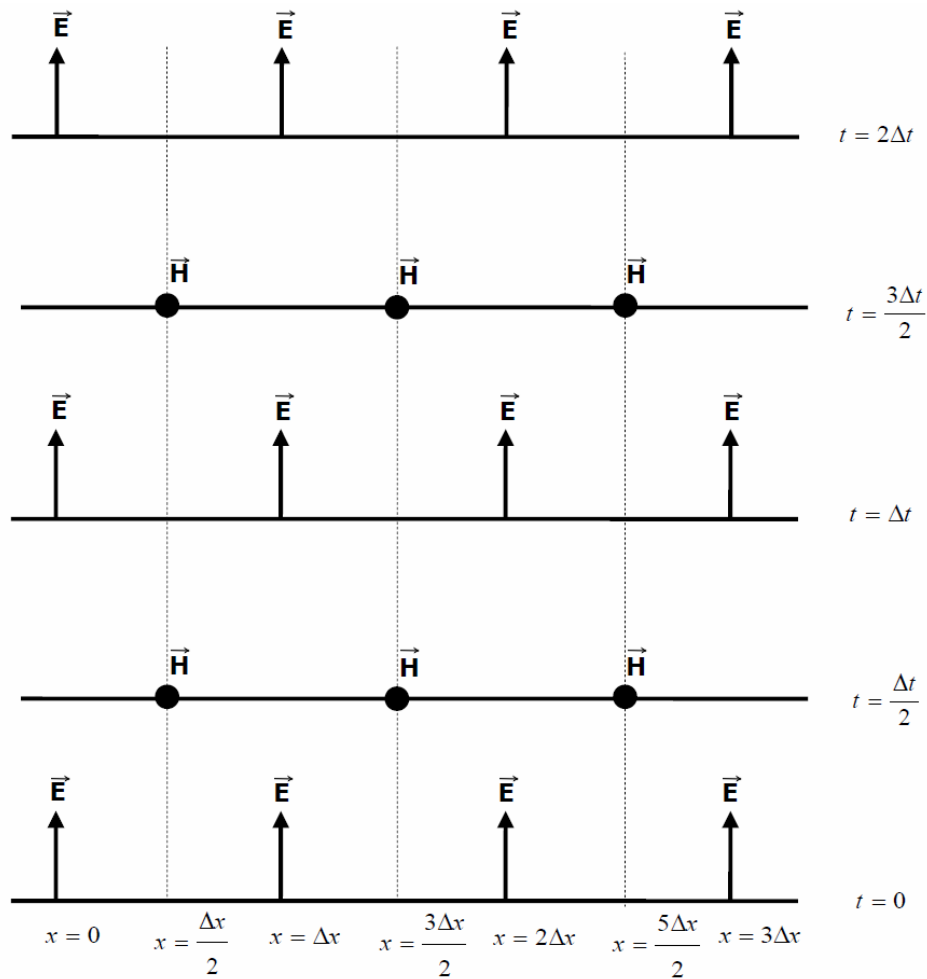


Fig. 3.2 Diagrama spațio-temporală folosită pentru determinarea E și H într-un spațiu 1-D. Se observă utilizarea diferențelor centrale pentru derivatele spațiale și metoda leap-frog pentru derivatele temporale

Condiții la frontieră

În cazul unui conductor perfect, condiția de frontieră este anularea componentei tangente a câmpului electric la suprafața conductoare. Această condiție implică și anularea componentei normale a câmpului magnetic la suprafața conductoare. Suprafața conductoare este aproximată printr-un set de fețe ale unor cuburi, paralele cu axele de coordonate. Fețele perpendiculare pe axa x se vor alege astfel încât să conțină puncte în care sunt definite E_y și E_z (vezi figura 3.1). În mod similar se aleg planele perpendiculare pe celelalte axe.

Ecuatiile cu diferențe finite folosite pentru derivatele temporale sunt de tip "diferențe centrale" și produc erori de ordinul 2, atât în timp cât și în spațiu.

Algoritmul nu este disipativ temporal, adică undele numerice ce se propagă în rețea nu se atenuază, în timp, din cauza metodei numerice folosite.

3.1.5. Notății pentru diferențe finite

Unui punct din spațiul discretizat, de coordonate (i, j, k) , i se va asocia cantitatea $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$.

O funcție dependentă de timp și spațiu se va nota astfel:

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^{not. n} \quad (3.16)$$

unde: Δt - incrementul temporal, presupus uniform în intervalul de observație, iar n - număr întreg; Δx , Δy , Δz - incremenții spațiali pe cele trei direcții ale sistemului de coordonate, iar i, j, k - numere întregi.

Astfel, dacă considerăm derivata lui u în raport cu x , evaluată la momentul $t_n = n\Delta t$, aceasta se va scrie astfel, folosind ecuațiile cu diferențe finite:

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2, (\Delta y)^2, (\Delta z)^2, (\Delta t)^2] \quad (3.17)$$

Incrementul de $\pm 1/2$ la indicele i (pe axa x) denotă o diferență spațială de $\pm 1/2\Delta x$. Yee a ales această notație pentru a intercala componentele E și H în spațiu la intervale de $\Delta x / 2$.

Similar se scriu derivatele parțiale ale lui u în funcție de y , respectiv de z .

Derivata lui u în raport cu timpul, evaluată într-un punct dat din spațiu, (i, j, k) , este:

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k}^{n+1/2} - u_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} + O[(\Delta x)^2, (\Delta y)^2, (\Delta z)^2, (\Delta t)^2] \quad (3.18)$$

3.1.5.1. Ecuatiile lui Maxwell în trei dimensiuni, scrise cu diferențe finite

Ecuatia (2.13) se va scrie, folosind diferențele finite, astfel:

$$\frac{E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\epsilon_{i,j+1/2,k+1/2}} \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} - J_{source_x}|_{i,j+1/2,k+1/2}^n - \sigma_{i,j+1/2,k+1/2} \cdot E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \right) \quad (3.19)$$

Prin ecuația (3.19) s-a dorit evaluarea componentei E_x a câmpului electric la momentul n , în punctul de coordonate $(i, j+1/2, k+1/2)$. Se observă că toate valorile componentelor câmpului din membrul drept al ecuației sunt evaluate la momentul n , inclusiv valoarea câmpului electric E_x ce apare datorită conductivității σ a materialului. Întrucât valorile lui E_x la momentul n nu sunt stocate în memorie, ci doar valorile lui E_x la momentul $n-1/2$, este necesară estimarea acestor valori.

O metodă de estimare a lui E_x la momentul n este așa numita aproximație semi-implicită (medie aritmetică):

$$E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^n = \frac{E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} + E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2}}{2} \quad (3.20)$$

Obs.: se presupun stocate în memorie valorile lui E_x la momentul $n-1/2$, nu și la momentul $n+1/2$.

Substituind (3.20) în (3.19) și rearanjând termenii, rezultă:

$$E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}\Delta t}{2\epsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}\Delta t}{2\epsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}} \right) E_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j+1/2,k+1/2}\Delta t}{2\epsilon_{i,j+1/2,k+1/2}}} \right) \left(\frac{H_z|_{i,j+1,k+1/2}^n - H_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j+1/2,k+1}^n - H_y|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta z} - J_{source_x}|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \right) \quad (3.21)$$

În mod similar se pot deduce ecuațiile cu diferențe finite pentru determinarea lui E_y :

$$E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i-1/2, j+1, k+1/2} \Delta t}{2\epsilon_{i-1/2, j+1, k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2, j+1, k+1/2} \Delta t}{2\epsilon_{i-1/2, j+1, k+1/2}}} \right) E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_{i-1/2, j+1, k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2, j+1, k+1/2} \Delta t}{2\epsilon_{i-1/2, j+1, k+1/2}}} \right) \left(\frac{H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^n - H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k}^n}{\Delta z} - \frac{H_z \Big|_{i, j+1, k+1/2}^n - H_z \Big|_{i-1, j+1, k+1/2}^n}{\Delta x} - J_{source_y} \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^n \right) \quad (3.22)$$

și pentru E_z :

$$E_z \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i-1/2, j+1/2, k+1} \Delta t}{2\epsilon_{i-1/2, j+1/2, k+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2, j+1/2, k+1} \Delta t}{2\epsilon_{i-1/2, j+1/2, k+1}}} \right) E_z \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_{i-1/2, j+1/2, k+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2, j+1/2, k+1} \Delta t}{2\epsilon_{i-1/2, j+1/2, k+1}}} \right) \left(\frac{H_y \Big|_{i, j+1/2, k+1}^n - H_y \Big|_{i-1, j+1/2, k+1}^n}{\Delta x} - \frac{H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^n - H_x \Big|_{i-1/2, j, k+1}^n}{\Delta y} - J_{source_z} \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^n \right) \quad (3.23)$$

În mod analog, se pot deduce ecuațiile cu diferențe finite pentru H_x , H_y și H_z .

De exemplu, pentru componenta H_x situată în colțul din dreapta sus al celulei Yee cubice prezentate în figura 3.1, avem:

$$H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i-1/2, j+1, k+1}^* \Delta t}{2\mu_{i-1/2, j+1, k+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2, j+1, k+1}^* \Delta t}{2\mu_{i-1/2, j+1, k+1}}} \right) H_x \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i-1/2, j+1, k+1}}}{1 + \frac{\sigma_{i-1/2, j+1, k+1}^* \Delta t}{2\mu_{i-1/2, j+1, k+1}}} \right) \left(\frac{E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+3/2}^{n+1/2} - E_y \Big|_{i-1/2, j+1, k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{E_z \Big|_{i-1/2, j+3/2, k+1}^{n+1/2} - E_z \Big|_{i-1/2, j+1/2, k+1}^{n+1/2}}{\Delta y} - M_{source_x} \Big|_{i-1/2, j+1, k+1}^{n+1/2} \right) \quad (3.24)$$

Pentru componenta H_y situată în partea superioară-frontală a celulei Yee, rezultă:

$$\begin{aligned}
H_y \Big|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1} &= \left(\frac{1 - \frac{\sigma^*_{i,j+1/2,k+1}\Delta t}{2\mu_{i,j+1/2,k+1}}}{1 + \frac{\sigma^*_{i,j+1/2,k+1}\Delta t}{2\mu_{i,j+1/2,k+1}}} \right) H_y \Big|_{i,j+1/2,k+1}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j+1/2,k+1}}}{1 + \frac{\sigma^*_{i,j+1/2,k+1}\Delta t}{2\mu_{i,j+1/2,k+1}}} \right) \\
&\left(\frac{E_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2} - E_z \Big|_{i-1/2,j+1/2,k+1}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{E_x \Big|_{i,j+1/2,k+3/2}^{n+1/2} - E_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right. \\
&\left. - M_{source_y} \Big|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1/2} \right)
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Pentru H_z :

$$\begin{aligned}
H_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1} &= \left(\frac{1 - \frac{\sigma^*_{i,j+1,k+1/2}\Delta t}{2\mu_{i,j+1,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma^*_{i,j+1,k+1/2}\Delta t}{2\mu_{i,j+1,k+1/2}}} \right) H_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j+1,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma^*_{i,j+1,k+1/2}\Delta t}{2\mu_{i,j+1,k+1/2}}} \right) \\
&\left(\frac{E_x \Big|_{i,j+3/2,k+1/2}^{n+1/2} - E_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{E_y \Big|_{i+1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2} - E_y \Big|_{i-1/2,j+1,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x} \right. \\
&\left. - M_{source_z} \Big|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1/2} \right)
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Din ecuațiile (3.21)÷(3.26) se observă (figura 3.3) că valoarea câmpului într-un punct din spațiu, la un moment de timp, depinde doar de valoarea sa la momentul precedent și de valorile adiacente ale câmpurilor.

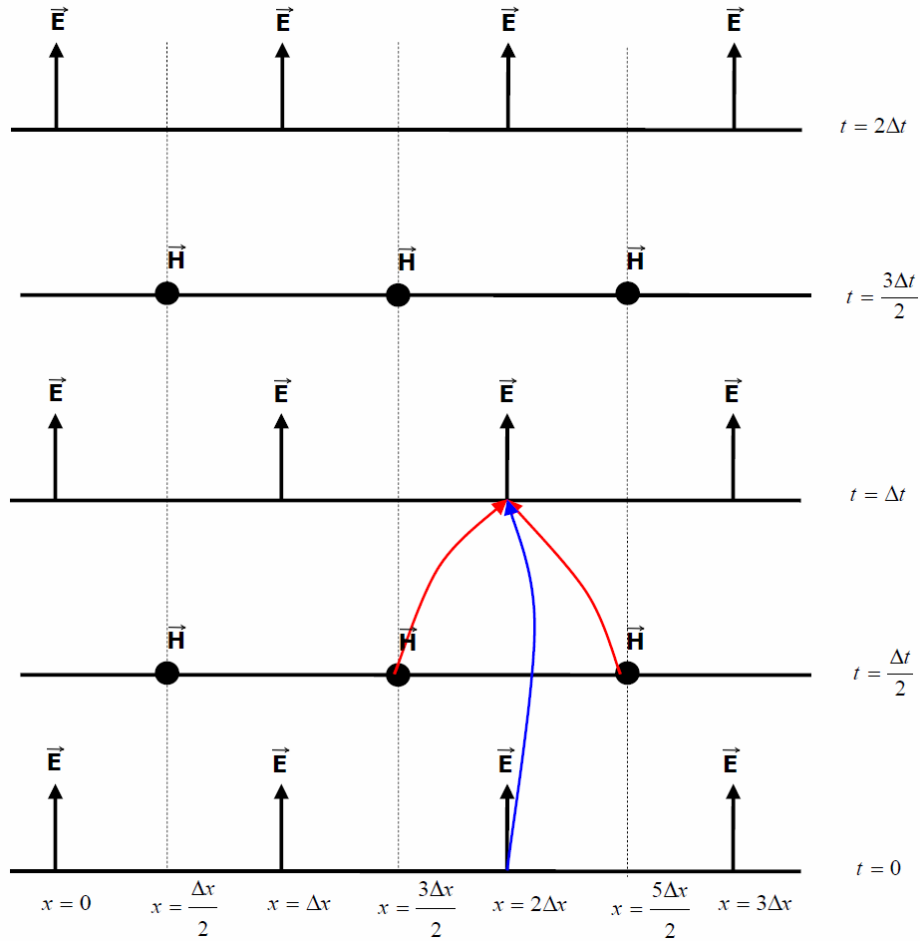


Fig. 3.3 Valoarea câmpului într-un punct, la un moment particular

Pentru implementarea FDTD într-o regiune ai cărei parametri dielectrics variază în mod continuu cu poziția spațială, se definesc și stocază următorii coeficienți de actualizare ai câmpului electromagnetic, la momentul inițial ($t=0$).

- Coeficienții de actualizare pentru câmpul electric din punctul (i,j,k) :

$$C_a|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \quad (3.27)$$

$$C_{b1}|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}\Delta_1}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \quad (3.28)$$

$$C_{b2}|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}\Delta_2}\right) / \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \quad (3.29)$$

- Coeficienții de actualizare pentru câmpul magnetic din punctul (i,j,k):

$$D_a|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j,k}^* \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \left/ \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}^* \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \right. \quad (3.30)$$

$$D_{b1}|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k} \Delta_1}\right) \left/ \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}^* \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \right. \quad (3.31)$$

$$D_{b2}|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k} \Delta_2}\right) \left/ \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}^* \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \right. \quad (3.32)$$

unde: Δ_1 și Δ_2 reprezintă cei doi incremenți spațiali care se modifică atunci când se calculează câmpul într-un punct. De exemplu: în ecuația (3.21), se modifică doar indicii după y și după z, rezultă că $\Delta_1 = \Delta y$ și $\Delta_2 = \Delta z$. În ecuația (3.22) se modifică doar indicii după z și x. Rezultă că: $\Delta_1 = \Delta z$ și $\Delta_2 = \Delta x$, ș.a.m.d. Pentru o rețea cubică: $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ și, deci: $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$, iar $C_{b1} = C_{b2} = C_b$ și $D_{b1} = D_{b2} = D_b$.

3.1.5.2. Mărimea celulei și criteriul de stabilitate

Mărimea unei celule 3D în algoritmul FDTD este un parametru critic în simulare. Ea trebuie să fie suficient de mică încât să permită obținerea soluției cu acuratețe bună în cazul frecvenței maxime care prezintă interes. Pe de altă parte, discretizarea domeniului analizat în pași foarte fini, ar duce la cerințe de memorie și timp de calcul excesiv de mari. Întrucât lungimea de undă se modifică în funcție de parametrii electrici ai mediului prin care se propagă semnalul, dimensiunea celulei va depinde și ea de acești parametri. Astfel, odată cu creșterea permitivității și conductivității, lungimea de undă corespunzătoare unei anumite frecvențe scade, prin urmare trebuie micșorată și dimensiunea celulei.

Rezoluția spațială sau pasul de eșantionare se alege o fracțiune din lungimea de undă minimă ce se propagă în rețea. Se observă din figura 3.4 că, în cazul unei eșantionări mai grosiere (mai puțin de 2 eșantioane pe perioadă spațială), în rețea se pot propaga moduri de undă cu viteză de fază supraluminală, însă acestea sunt rapid atenuate. Dacă se prelevează mai puțin de 3 eșantioane pe o perioadă spațială (λ_{min}) atenuarea undelor numerice care se propagă în rețea crește exponențial [30].

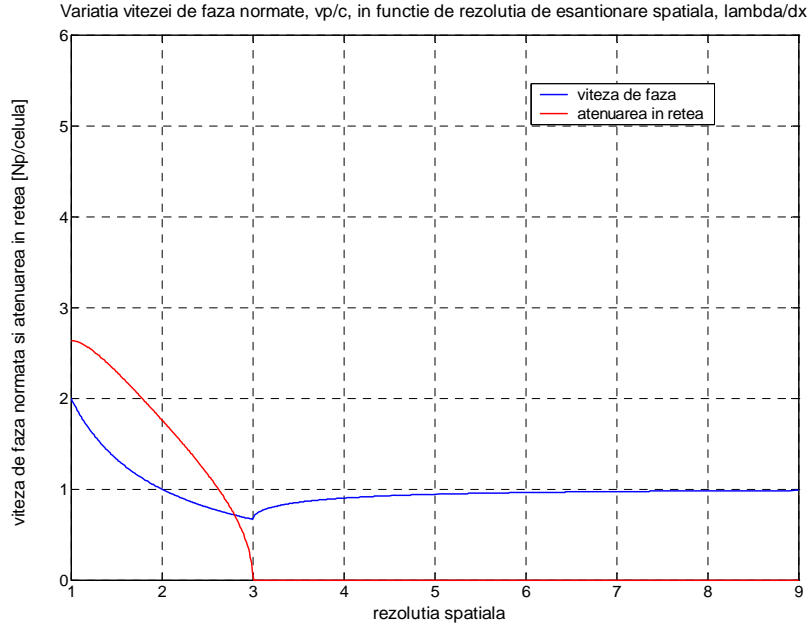


Fig. 3.4 Dependența vitezei de fază și a atenuării de perioada de eșantionare spațială

În concluzie, rezoluția spațială (distanța între două puncte succesive) trebuie aleasă astfel încât, de la un punct la altul, câmpul electromagnetic să nu se modifice semnificativ. Se alege inițial $\Delta x = \Delta y = \Delta z$.

Pentru asigurarea stabilității numerice a algoritmului este necesară satisfacerea unei relații [89] între incrementul spațial și cel temporal, Δt . Dacă ϵ și μ sunt constante, stabilitatea numerică se obține dacă:

$$v_{max}\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.33)$$

unde v_{max} - viteza maximă de propagare în rețea.

Dacă ϵ și μ variază, este mai dificil de obținut un criteriu de stabilitate.

Condiția (3.33) impune restricții asupra incrementului temporal, pentru incremenți spațiali impuși.

În cazul propagării doar pe direcția x , se notează cu $S = \frac{c\Delta t}{\Delta x}$ ceea ce vom numi în continuare factor de stabilitate (numit și *număr Courant*) [30].

În mod similar se definesc și factorii de stabilitate pentru celelalte direcții.

Se demonstrează [30] că, dacă $0 < S \leq 1$, unda care se propagă în rețea nu se atenuază în timp (în condițiile în care mediul de propagare nu are pierderi), iar

dacă numărul *Courant* devine supraunitar, amplitudinea unei crește exponențial cu fiecare increment temporal, așa cum se poate observa în figura 3.5.

În principiu, incremenții spațiali trebuie astfel aleși încât să redea cu acuratețe detaliile geometrice ale structurii analizate și pentru a distinge între componentele spectrale ale lungimilor de undă care se propagă în rețea. Odată ce s-au fixat incremenții spațiali, incrementul temporal este ales astfel încât să se asigure condiția de stabilitate numerică.

Cazuri extreme:

- Dacă eșantionarea spațială și temporală este foarte fină ($\Delta x \rightarrow 0$, $\Delta t \rightarrow 0$), soluția numerică devine tot mai precisă, dar crește considerabil volumul și timpul de calcul. Se poate arăta că atât viteza de fază cât și viteza de grup sunt egale cu c (viteza luminii în vid), indiferent de frecvență (propagare nedispersivă), prin urmare algoritmul numeric este nedispersiv [30]

- Eșantionarea cu "pasul magic" (*magic time-step*): $c\Delta t = \Delta x$. În acest caz soluția obținută este exactă, indiferent de pasul de eșantionare în timp și spațiu.

- Propagare dispersivă. Aceasta este situația cea mai des întâlnită și are loc dacă $S < 1$ și Δx e comparabil cu λ_{min} . S-a observat că unda "numerică" se propagă în rețea cu o viteză mai mică decât unda "analogică" echivalentă. Pe măsură ce Δx devine mult mai mic decât λ_{min} , dispersia numerică devine tot mai mică.

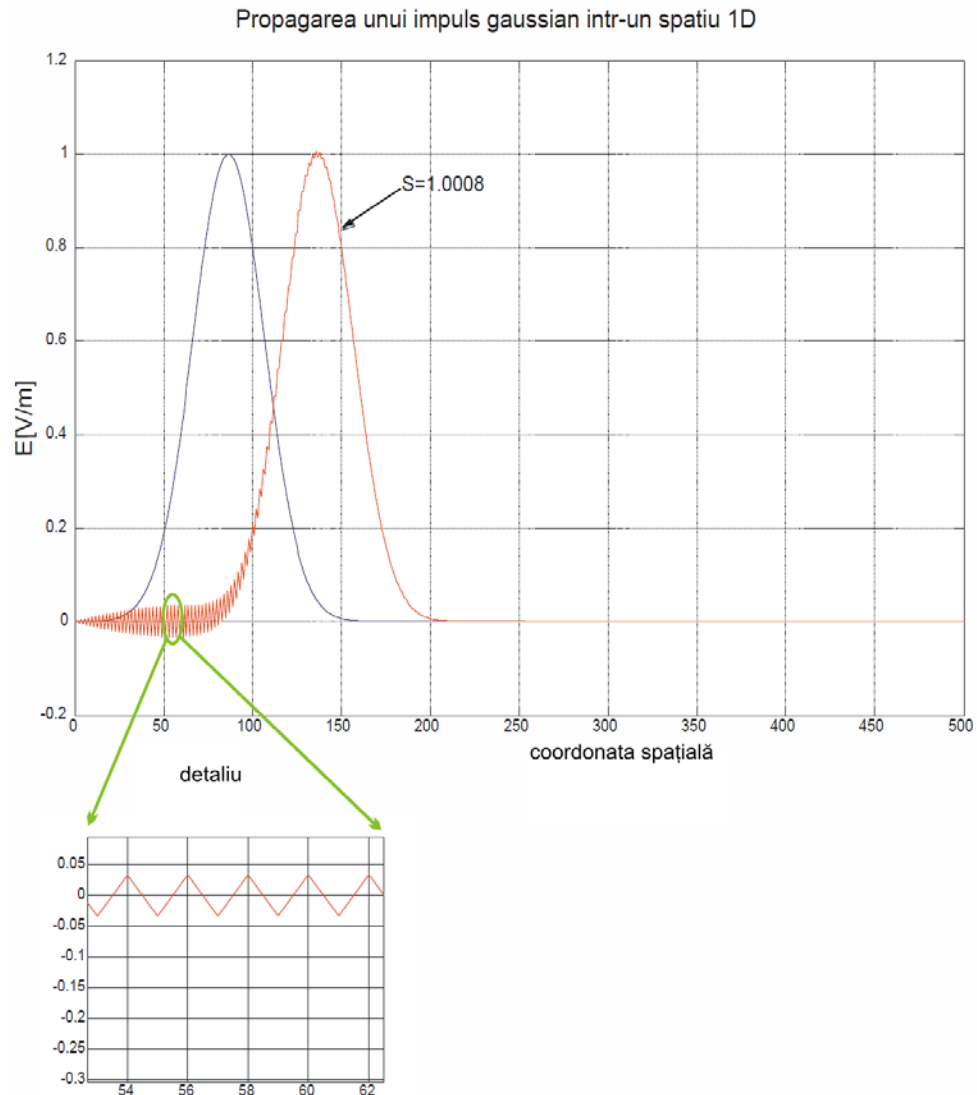


Fig. 3.5 Apariția instabilității numerice pentru factor Courant: $S=1,0008$

Din figura 3.6 se observă că, pe măsura propagării în spațiu, oscilațiile care urmează impulsului au amplitudine tot mai mare.

În timp, amplitudinea acestor oscilații va crește exponențial, încând practic semnalul util și ducând la depășiri ale limitelor de calcul ale calculatorului ("run-time floating-point overflow").

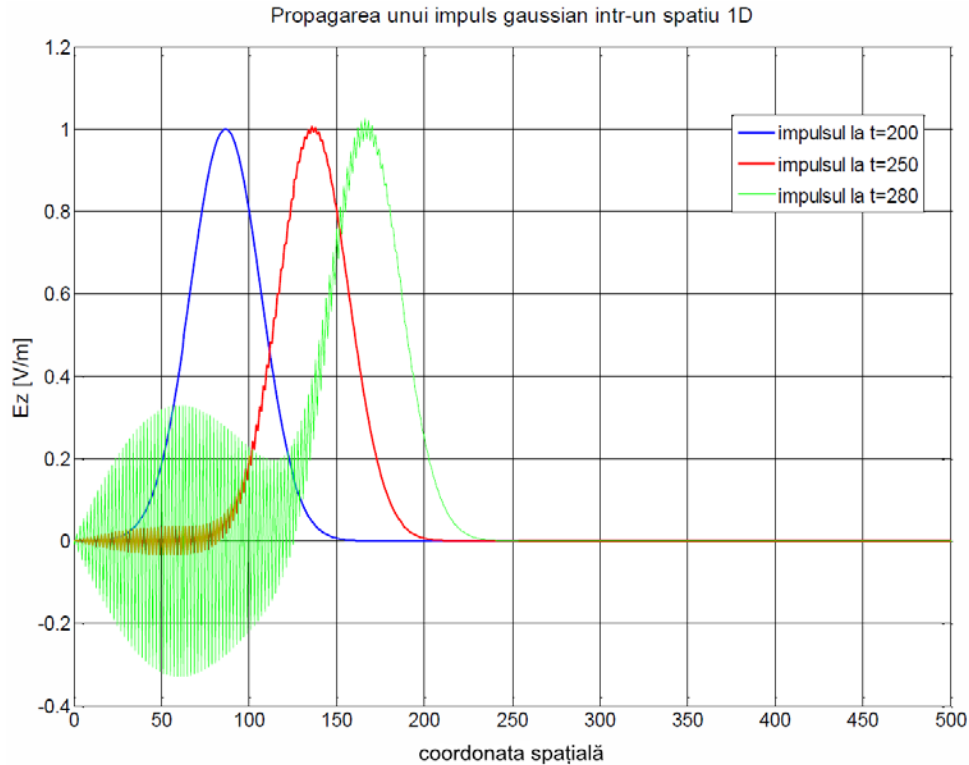


Fig. 3.6 Impuls gaussian în rețea, la 3 momente de timp distincte

Se observă (figura 3.7) că, dacă factorul de stabilitate este subunitar, unda suferă o ușoară dispersie (tot mai accentuată pe măsură ce S scade). Pentru a putea face compararea, s-a urmărit situația impulsului în rețea la același moment de timp, considerând însă 2 cazuri particulare: $S=1$ și $S=0,5$. Pentru $S=1$, atât forma cât și întinderea spațială a impulsului se păstrează. În acest caz discontinuitățile impulsului sunt perfect modelate. Dacă S scade (de exemplu $S=0,5$) discontinuitățile impulsului generează oscilații semnificative. S-a observat că durata și perioada acestor oscilații cresc pe măsură ce S scade.

Dacă însă în rețea se transmite un impuls gaussian, acesta va fi afectat neesențial de fenomenul de dispersie, atunci când $S < 1$. În cazul impulsului dreptunghiular, având armonici de frecvență foarte înaltă (adică lungimi de undă tot mai mici ce se propagă în rețea), procesul de eșantionare spațială nu mai poate distinge între lungimile de undă ale armonicilor de ordin superior.

În cazul în care unda trece dintr-un mediu material în altul, având permitivități diferite, o parte a undei va fi transmisă în noul mediu, iar o parte a undei se reflectă. De asemenea, viteza de propagare în noul mediu se modifică. În cazul în care conductivitatea este nenulă, unda este atenuată pe măsura propagării în rețea și este afectată de dispersie.

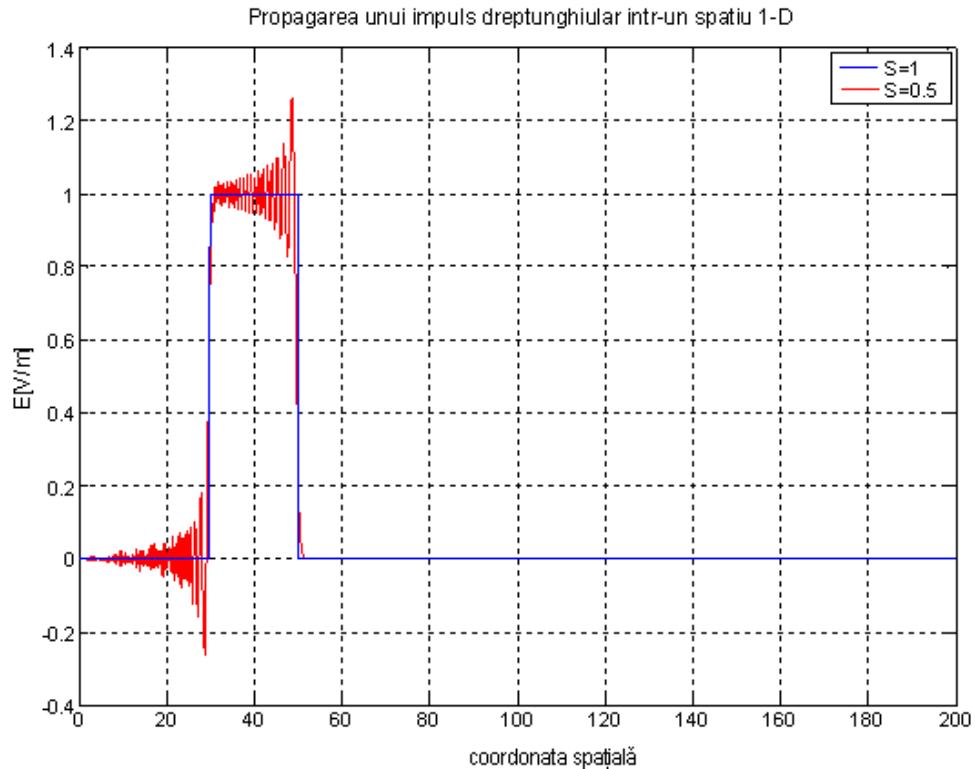


Fig. 3.7 Propagarea unui impuls dreptunghiular în rețea unidimensională, când $S < 1$, respectiv $S = 1$

În algoritmul propus de Yee, spațiul în care se propagă semnalul este terminat cu pereți conductori ($\sigma = 0$). Prin urmare, când unda ajunge la marginile domeniului analizat, va fi reflectată în întregime. În cazul în care se dorește analiza unui domeniu cu întindere infinită (exemplu: propagarea în aer) și oricând se impune trunchierea spațiului analizat, trebuie modificate condițiile la frontieră, astfel încât să nu apară reflexii. S-au dezvoltat diverse metode de simulare a absorbției undelor, denumite generic ABCs (Absorbing Boundary Conditions) [90], dintre care cea mai cunoscută a fost introdusă de J. P. Berenger, și anume, metoda PML (Perfectly Matched Layer) [87]. În cazul condițiilor PML, între domeniul analizat și frontieră (care rămâne perfect conductoare), se inserează un strat absorbant, cu conductivitatea variabilă (sigma crește, liniar sau după altă lege, către marginile domeniului). Astfel, dacă stratul absorbant are grosime suficient de mare, undele care ajung la capătul domeniului vor fi puternic atenuate, iar reflexiile neglijabile. PML absoarbe undele plane incidente, indiferent de unghiul de incidență, de polarizare sau de frecvență.

Pentru implementarea metodei PML, se introduc, în ecuațiile care caracterizează mediul absorbant, conductivitatea electrică și conductivitatea magnetică.

$$\epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \sigma \mathbf{E} = \nabla \times \mathbf{H} \quad (3.34)$$

$$\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} + \sigma^* \mathbf{H} = -\nabla \times \mathbf{E} \quad (3.35)$$

Impedanța de undă pentru mediul absorbant, are expresia:

$$Z_{PML} = \sqrt{\frac{\mu_0 + \sigma^*/j\omega}{\epsilon_0 + \sigma/j\omega}} \quad (3.36)$$

La incidența normală a unei unde pe acest mediu, coeficientul de reflexie este:

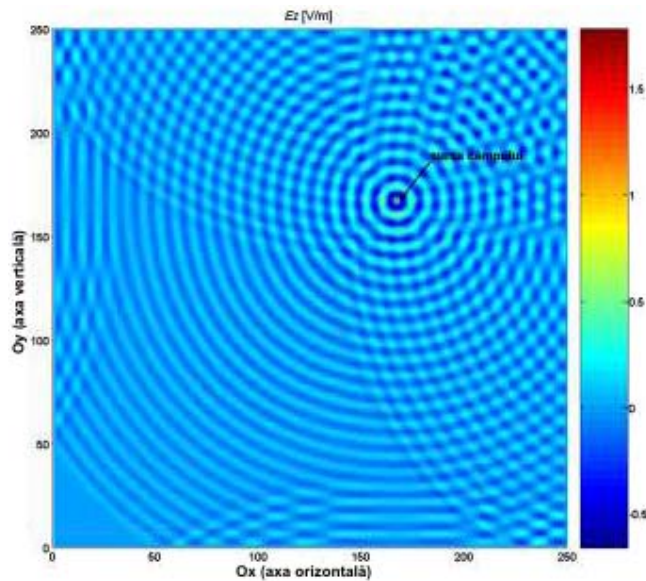
$$\Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_{PML}}{Z_0 + Z_{PML}} \quad (3.37)$$

unde $Z_0 = \frac{\mu_0}{\epsilon_0}$ este impedanța vidului.

Pentru a nu apărea reflexii, este necesar ca:

$$\frac{\sigma^*}{\mu_0} = \frac{\sigma}{\epsilon_0} \quad (3.38)$$

rezultă că: $Z_0 = Z_{PML}$ și, în consecință, nu apar reflexii. Acest lucru este ilustrat în figura 3.8.



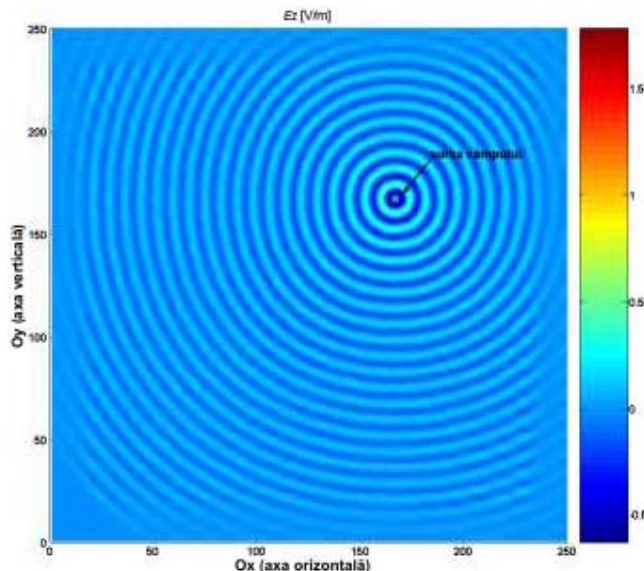


Fig. 3.8 Efectul PML într-o rețea bidimensională: sus – fără PML; jos – cu PML

În partea de sus a figurii este redată distribuția câmpului electric la un moment de timp într-un spațiu bidimensional în cazul în care nu se folosesc pereți absorbantți, respectiv, în partea de jos a figurii, cazul cu PML implementat. Se poate observa că, dacă domeniul analizat este terminat cu PML, acesta absoarbe în întregime undele incidente, simulând astfel propagarea într-un spațiu infinit sau un spațiu finit dar cu impedanță adaptată.

3.2. Mediul de simulare CST Microwave Studio®

Pentru modelarea propagării diverselor forme de undă în spații uni- și bi-dimensionale (așadar, prea puțin realiste), s-a folosit mediul de programare Matlab. Modelarea mediilor reale, tri-dimensionale este mult mai complexă, atât din punct de vedere al geometriei, cât și al condițiilor de frontieră și al volumului de calcul. Datorită dificultăților de implementare a metodei în Matlab pentru medii reale (tri-dimensionale) și datorită faptului că există deja programe de simulare optimizate, cu interfață grafică ce permite manevrarea lor cu mai multă ușurință, s-a preferat folosirea unui software comercial de analiză a propagării câmpului și anume CST Microwave Studio™ [119]. Printre avantajele folosirii unui software dedicat amintim: ecuațiile lui Maxwell sunt rezolvate în formă numerică pentru structuri oricât de complexe; se poate obține într-o singură rulare comportamentul circuitului analizat atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvențe; algoritmi de calcul sunt optimizați. CST Microwave Studio este bazat pe metoda integrării finite (FIT – Finite Integration Techniques), propusă și dezvoltată de Weiland [91÷93]. Tehnica Integrării Finite (ro. TIF) este echivalenta metodei FDTD, în sensul că rezolvă ecuațiile lui Maxwell în formă integrală, nu diferențială. În plus, în FDTD, datorită

diferențelor centrale, se produc erori de ordinul 2, care afectează acuratețea rezultatelor.

Scurtă prezentare a software-ului CST MWS

Dispozitivul al cărui comportament urmează a fi simulat, se desenează cu ajutorul formelor geometrice predefinite sau poate fi importat într-unul din formatele CAD acceptate în CST. Urmează apoi definirea unităților de măsură, domeniul de frecvențe, asignarea proprietăților de material etc. Întrucât domeniul spațial de analiză nu poate avea întindere infinită, se stabilesc limite ale domeniului de simulare care, practic, încadrează structura analizată într-un paralelipiped. Pentru domeniul analizat trebuiesc definite condițiile de frontieră (pe cele șase fețe ale paralelipipedului) Acestea pot fi de tip electric – simulează un conductor electric perfect (PEC) , magnetic – simulează un conductor magnetic perfect (PCM) sau "open space" – simulează un mediu cu întindere infinită, prin implementarea modelului PML sau a unor variante îmbunătățite ale acestuia [94]. După setarea acestor parametri urmează discretizarea modelului geometric, adică împărțirea acestuia în celule (cubice, în cazul FDTD), iar ecuațiile lui Maxwell discretizate vor fi rezolvate în fiecare dintre aceste celule. De calitatea discretizării depind timpul de simulare, cerințele de memorie și, mai ales, acuratețea rezultatelor. Prin urmare, o discretizare adecvată este esențială.

De ce FIT?

Grila de discretizare carteziană, folosită în metoda FDTD, introduce un grad destul de mare de inexactitate în reprezentarea geometrică datorită aproximării în trepte a regiunilor curbate ale obiectelor. În plus, adesea există zone în care este necesară o discretizare foarte fină, ceea ce ar duce la un număr de voxelii exagerat de mare și, în consecință, o creștere exagerată a timpului de rulare (un voxel este un element discret de volum). Pentru a elimina aceste neajunsuri, metoda FIT utilizează discretizare variabilă și tehnica subdiscretizării (engl. subgridding), adică aplicarea automată a unei grile de discretizare mai fine doar în zonele în care acest lucru este necesar, după cum este ilustrat în figura 3.9.

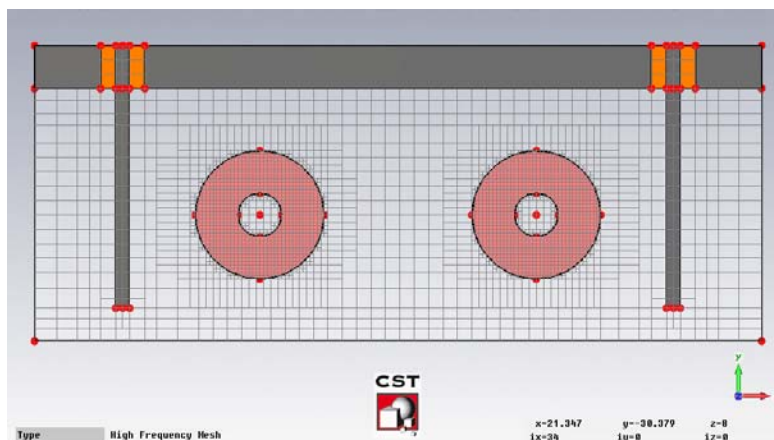


Fig. 3.9 Utilizarea discretizării adaptive în cazul unui rezonator dielectric

Față de metoda FDTD, metoda FIT aduce în plus utilizarea grilelor de discretizare ne-ortogonale și metoda PBA (engl. Perfect Boundary Approximation), a cărei utilitate este ilustrată în figura 3.10.

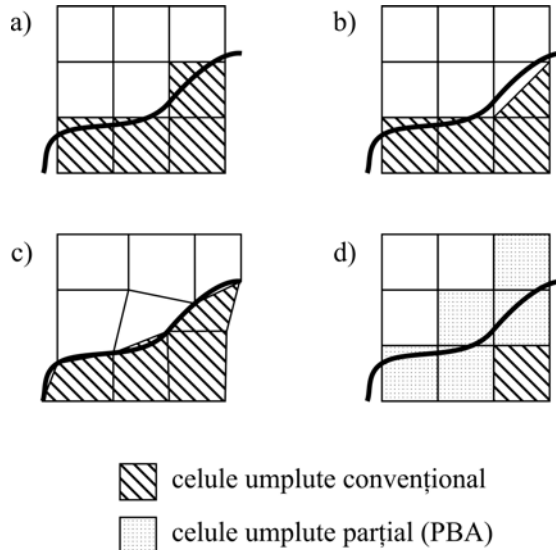


Fig. 3.10 Metode de aproximare a obiectelor rotunde: a) aproximare standard; b) aproximare triunghiulară; c) grilă ne-ortogonală d) PBA [95]

PBA este o tehnică dezvoltată de către CST® ce permite, în conjuncție cu algoritmul FIT, aproximarea foarte fină a suprafețelor curbate, păstrând totodată grilele de discretizare carteziene (figura 3.11)

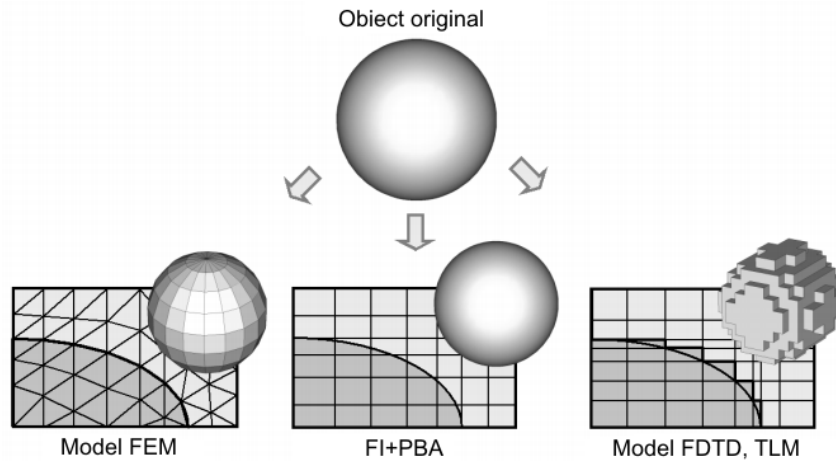


Fig. 3.11 Aproximarea suprafețelor curbate în trei metode larg răspândite [120]

Tehnica integrării finite este foarte generală, implementând atât ecuațiile lui Maxwell cât și ecuațiile de material ($2.5 \div 2.7$) putând fi aplicată în orice bandă de frecvențe, de la c.c. la THz [96]. Avantajul major al metodei FIT, față de alte metode numerice, este că setul de ecuații matriciale rezultat în urma discretizării păstrează întrutotul proprietățile câmpurilor determinate pe cale analitică.

Discretizarea modelului geometric

Există două moduri de discretizare a modelului geometric:

- generare automată a grilei 3D, pe baza unui sistem expert implementat în CST. Acesta determină trasăturile importante ale modelului, pe baza domeniului de frecvențe impus, a materialelor dielectrice și metalice existente în structură etc.
- generare adaptivă a grilei de discretizare. Aceasta presupune rulări succesive și analiza valorilor obținute. În zonele în care se obțin intensificări sau variații mari ale câmpului, se va face discretizare mai fină (minimizând, în consecință, și erorile care apar datorită interpolării. Interpolarea se face pentru a determina valoarea câmpului într-un punct din spațiu care nu este cuprins în grila de discretizare). Adaptarea se încheie în momentul în care diferența valorilor între două rulări succesive este mai mică decât un prag de acuratețe prestabilit de utilizator.

Alimentarea cu energie a structurii modelate.

În CST MWS sunt două moduri de a alimenta un circuit, și anume:

- Porturi discrete;
- Porturi de tip ghid de undă (WaveGuide port).

Porturile discrete pot fi privite ca elemente concentrate de circuit, conținând un rezistor în paralel cu o sursă ideală de curent. Cele două elemente care alcătuiesc portul sunt conectate la punctele de alimentare ale structurii analizate prin intermediul unor conductori electrici ideali. Acuratețea rezultatelor obținute este în majoritatea cazurilor acceptabilă dacă lungimea portului discret este mai mică decât o zecime din lungimea de undă corespunzătoare celei mai mari frecvențe de interes.

Porturile de tip ghid de undă simulează conectarea unui ghid de undă infinit la structura analizată. Se folosesc atât pentru alimentarea cu energie a ghidurilor de undă non-TEM, dar și a cablurilor coaxiale, liniilor microstrip etc.

Solverele CST

În funcție de aplicație, geometrie, bandă de frecvențe, grila de discretizare folosită, precum și alți parametri, CST permite folosirea unor "solver"-e diferite, practic a unor algoritmi de calcul potriviți aplicației. Cel mai flexibil dintre ele este Transient Solver-ul. Acesta permite într-o singură rulare obținerea comportamentului dispozitivului analizat într-o bandă largă de frecvențe. Este adecvat în cazul liniilor de transmisie, antenelor, filtrelor și multor alor tipuri de dispozitive. Eficiența acestui solver scade în cazul dispozitivelor scurte din punct de vedere electric (cele a căror dimensiune maximă este mai mică decât cea mai mică lungime de undă vehiculată). Pentru analiza acestui tip de dispozitive Frequency Solver este o opțiune mult mai bună. Acesta este de asemenea folosit și în cazul dispozitivelor de bandă îngustă sau al structurilor puternic rezonante. Pentru

aplicațiile în care nu interesează atât parametrii S (parametrii de reflexie și transmisie), cât analiza modurilor de propagare, se folosește Eigenmode Solver.

Acuratețea rezultatelor

Acuratețea cu care sunt calculate câmpurile în structura analizată, parametrii de transmisie/reflexie, puterea absorbită etc, depind de mai mulți factori, principalii fiind: calitatea discretizării, acuratețea modelului geometric, tipul de port ales pentru alimentarea structurii etc.

Discretizarea neadecvată a structurii analizate produce așa numitele erori de discretizare. Acestea sunt cu atât mai mici cu cât eșantionarea spațială este mai fină.

Dacă simularea este oprită înainte ca semnalele să tindă suficient de mult la zero ("suficient" înseamnă, practic, să scadă sub o anumită limită, impusă de utilizator), apare o eroare de trunchiere. În mod uzual, semnalul folosit ca excitație este de tip Gaussian, putând astfel furniza răspunsul circuitelor într-o bandă cât mai largă de frecvențe, prin aplicarea transformatei Fourier asupra semnalelor de la porturile de intrare/ieșire. Pentru a calcula corect transformata Fourier este necesar ca semnalele de intrare/ieșire să tindă la zero (nu pot fi nule, datorită erorilor numerice inerente algoritmului), în caz contrar, pe curba parametrilor S se va observa un "ripple", cu atât mai pronunțat cu cât eroarea de trunchiere este mai mare. Eroarea de trunchiere este practic egală cu amplitudinea excitației la sfârșitul simulării.

Eroarea de geometrie: apare, de regulă, în cazul modelelor importate în diverse formate CAD.

Tipul de port folosit pentru alimentare de asemenea influențează acuratețea rezultatelor, după cum am amintit deja. În plus, câmpul fiind calculat în puncte discrete, apare și o eroare de interpolare.

Filtrul AR

Simularea este încheiată atunci când energia în structura analizată scade sub o limită acceptabilă, predefinită. În cazul structurilor rezonante însă, semnalul de intrare suferă reflexii multiple, acest lucru făcând ca energia în acea structură să tindă către zero într-un timp exagerat de lung (teoretic infinit, dacă nu există pierderi) și, ca atare, timpul de simulare să crească inacceptabil de mult. Există însă în CST Studio posibilitatea de a utiliza un filtru auto-regresiv (AR), eficient mai ales în cazul structurilor rezonante. Acesta este, de fapt, o metodă de prelucrare a semnalului ce permite anticiparea evoluției sale în timp, pentru micșorarea duratei de simulare. Semnalele prognozate sunt apoi utilizate pentru a calcula matricea parametrilor de împrăștiere. Utilitatea filtrului AR este evidențiată în figura 3.12, în care sunt reprezentați comparativ coeficienții de reflexie, pentru cazul activării filtrului AR, respectiv a dezactivării sale. Folosirea filtrului AR elimină ripple-ul undei, reducând astfel instabilitatea de calcul.

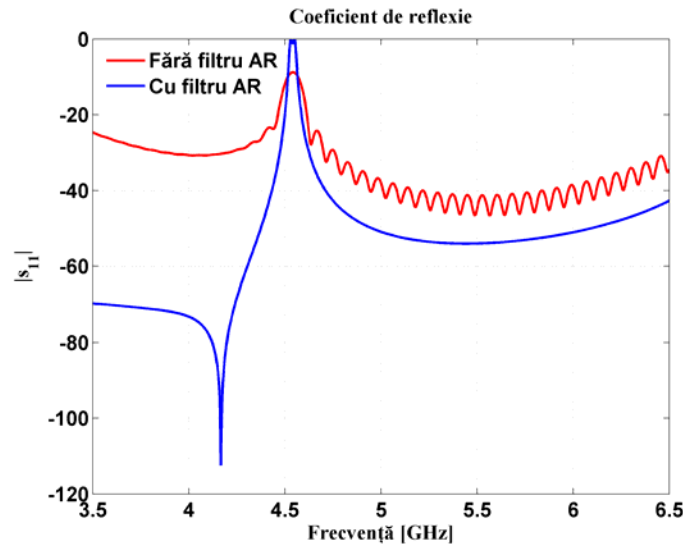


Fig. 3.12 Influența filtrului autoregresiv asupra rezultatelor simulării

De ce am optat pentru CST?

Este un software complex și puternic, având mai multe module de calcul în funcție de tipul problemei analizate:

- CST Microwave Studio – pentru simularea comportamentului dispozitivelor de înaltă frecvență (antene cuploare, filtre, etc)
- CST EM Studio – pentru problemele de regim static sau joasă frecvență (motoare, actuatoare, transformatoare etc)
- CST Particle Studio – pentru simularea mișcării purtătorilor de sarcină (tuburi catodice, magnetroane etc)
- CST Cable Studio – pentru studii de integritatea semnalelor și analiza interferenței între cabluri.
- CST PCB Studio pentru studii de integritatea semnalelor și analiza interferenței pe PCB.

În cazul modului folosit în prezenta lucrare, și anume CST Microwave Studio, principalele beneficii sunt date de faptul că se poate obține comportamentul de bandă largă al dispozitivelor într-o singură rulare, cu o rezoluție în frecvență oricât de fină; structurile curbate sunt modelate aproape ideal folosind tehnica PBA; generarea automată a grilei de discretizare, adică eșantionarea pe cele trei direcții spațiale ține cont de punctele/zonile importante din structură, adaptând grila în mod adecvat. Grila de discretizare poate fi apoi modificată de către utilizator la nivel global, al întregii structuri, sau la nivel de sub-componente.

4. DETERMINĂRI DOZIMETRICE ȘI BIOLOGICE

În acest capitol prezint rezultatele experimentelor și simulărilor efectuate în cele două celule TEM analizate în teză. Primul subcapitol tratează celula TEM proiectată și realizată de mine, iar al doilea descrie experimentele efectuate cu celula TEM comercială model IFI CC 104-SEXX (SUA).

4.1. Proiectarea și caracterizarea unei celule TEM

Unul dintre obiectivele lucrării este caracterizarea și validarea unei celule TEM proiectate și realizate în laborator, în vederea utilizării ei pentru expunerea de probe biologice în câmpuri de radiofrecvență (RF), în gama 100MHz-1GHz. Scopul urmărit este de a putea determina ulterior, cu acuratețe, puterea absorbită sau rata specifică de absorbție a energiei (SAR) în orice probă biologică, astfel încât aceste mărimi să nu depășească valorile prevăzute în standardele de protecție biologică și umană. Având la dispoziție parametri obișnuiți ai unei probe, precum volumul, densitatea și parametrii săi dielectrics la frecvențele de interes, am urmărit punerea la punct a unui instrumentar adecvat care să permită caracterizarea dozimetrică rapidă și eficientă, utilizând o procedură de calcul validată.

Rezultatele obținute în timpul validării, prin utilizarea de date comparative experimentale și calculate prin simulare, arată că s-a obținut un model de robust de celulă TEM și că evaluarea dozimetrică prin soluția computațională propusă este posibilă și fezabilă pentru orice tip de expunere experimentală a probelor biologice de mici dimensiuni.

Pentru proiectarea și validarea celulei TEM s-au avut în vedere următoarele:

- impedanță caracteristică de 50Ω ;
- analiza modurilor de propagare în banda de frecvențe 100-1000 MHz și a frecvențelor de rezonanță;
- studiul uniformității câmpului în interiorul celulei pentru a găsi zona utilă de expunere;
- determinarea ratei specifice de absorbție în diverse probe.

Determinările experimentale au fost validate prin simulare în CST Microwave Studio.

4.1.1. Caracteristicile celulei TEM și procedura de validare

Celula TEM proiectată este construită din tablă de cupru, cu grosimea 0,8 mm. În figura 4.1 este indicată geometria celulei în trei secțiuni, în scopul identificării tuturor dimensiunilor.

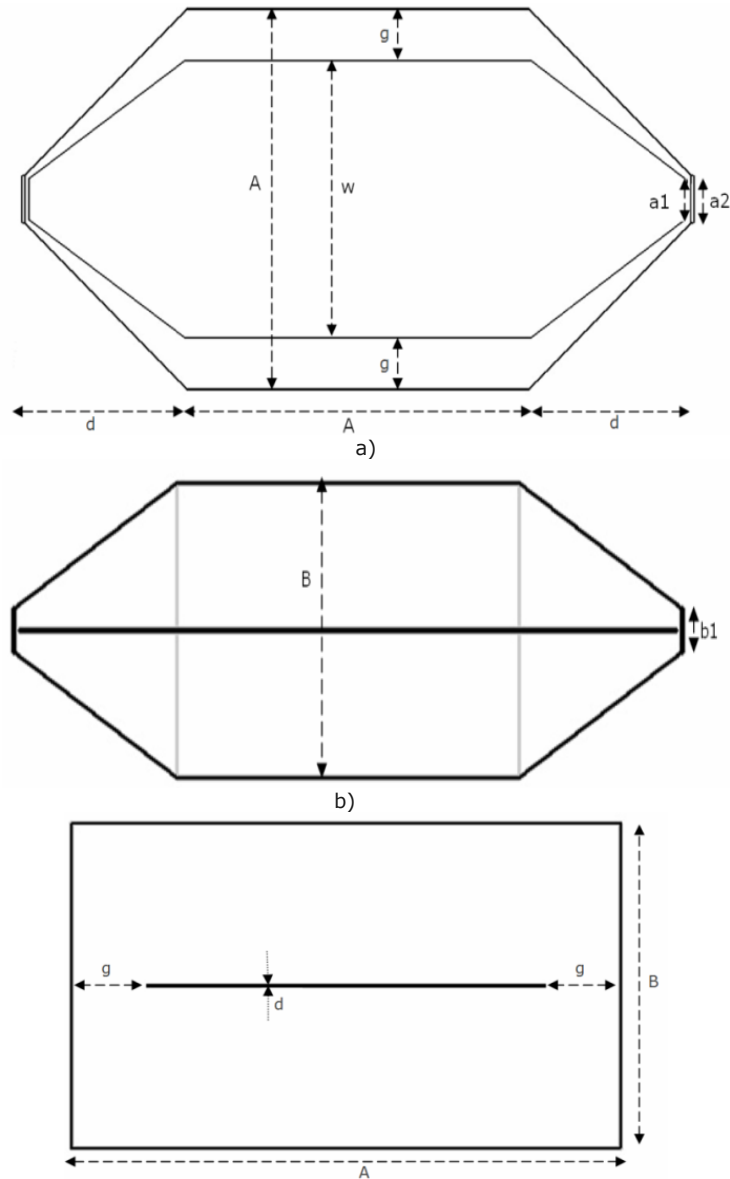


Fig. 4.1 Celula TEM: a) vedere longitudinală; b) vedere laterală; c) vedere transversală

Dimensiunile au fost alese astfel încât impedanța caracteristică a celulei să fie 50Ω , în conformitate cu formula [71]:

$$Z_c = \frac{377}{4 \left[\frac{A}{B} - \frac{2}{\pi} \ln(\sinh(\frac{\pi g}{B})) \right] - \frac{C}{\epsilon_0}} \quad (4.1)$$

unde: C – este capacitatea dintre marginile septumului și pereții laterali;
 ϵ_0 este permitivitatea absolută a vidului ($\epsilon_0 = 8.8541 \times 10^{-12} \text{ F / m}$).

Raportul $\frac{C}{\epsilon_0}$ poate fi neglijat în cazul în care raportul A/B este supraunitar

(v. figura 4.1 pentru identificarea dimensiunilor A și B). Dimensiunile celulei au fost alese ținând seama de frecvența maximă de utilizare a celulei și de volumul de testare, fiind cunoscut faptul că celulele TEM mai mari au lățimea de bandă mai mică. Dimensiunile sunt rezumate în Tabelul 4.1. După construcția incintei, următorul pas a fost caracterizarea sa electromagnetică. Deoarece este consacrată în principal experimentelor bioelectromagnetice, este absolut necesară o validare a celulei modelate, în scopul îmbunătățirii capabilităților dozimetrice ale unui astfel de sistem de expunere. În acest sens, incinta a fost caracterizată comparativ, prin măsurări și prin simulări. Modelul numeric a fost validat experimental prin urmărirea a trei parametri semnificativi: a) parametrii de împrăștiere (parametrii S); b) distribuția câmpului electric incident; c) absorbția de putere într-un set de probe lichide-standard, introduse în celulă pentru expunere.

Tabelul 4.1. Dimensiunile celulei TEM

Dimensiune	Lungime [mm]
G	35
D	0.8
A	260
B	150
W	190
a_1	27
a_2	32
b_1	24

4.1.2. Parametrii de împrăștiere și frecvențele de rezonanță ale celulei TEM

Celula TEM a fost modelată numeric (figura 4.2a), folosind un software comercial, CST Microwave Studio [126]. În modelul numeric celula este, de asemenea, realizată din cupru (disponibil în biblioteca de materiale a soft-ului) iar sursa de alimentare și sarcina sunt modelate prin porturi discrete, cu o impedanță de 50Ω . S-a preferat folosirea porturilor discrete, deoarece se pretau mai bine geometriei celulei și modului în care s-a făcut alimentarea în experiment. În plus, la frecvența maximă de interes (aprox. 1GHz) lungimea portului de alimentare este (aprox. 1 cm) mai mică decât lungimea de undă corespunzătoare (aprox. 3 cm). Axa longitudinală a celulei este orientată de-a lungul direcției X , fiind centrată în originea sistemului de coordonate. Înălțimea celulei este pe direcția Z . Toate frontierele modelului sunt setate ca fiind electrice (conductoare perfecte).

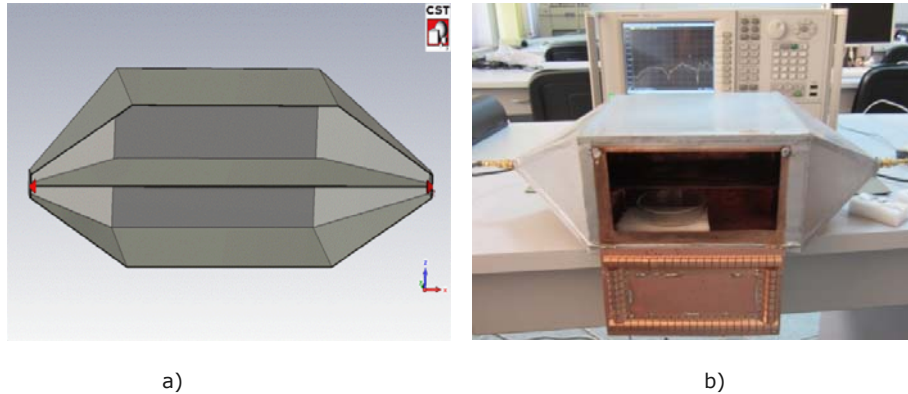


Fig. 4.2 a) modelul celulei TEM realizat în CST Studio; b) celula TEM experimentală (cu vas tip Petri în interior) conectată la analizorul de rețea

Montajul experimental a constat din celula TEM conectată prin cabluri coaxiale cu pierderi mici, RF200, la porturile unui analizor vectorial de rețea (VNA), model Agilent N5230C (figura 4.2b). Analizorul a fost calibrat și apoi folosit pentru măsurarea parametrilor de reflexie și transmisie (parametrii S) ai celulei.

Pentru caracterizarea comportamentului celulei TEM pe baza parametrilor S este necesară determinarea lor cu o cât mai bună acuratețe. Analizorul vectorial de rețea este unul dintre instrumentele preferate de lucru în domeniul de radiofrecvență întrucât oferă o acuratețe mult mai bună decât alte aparate de măsurat (în jurul a 0.1 dB sau mai puțin) [97].

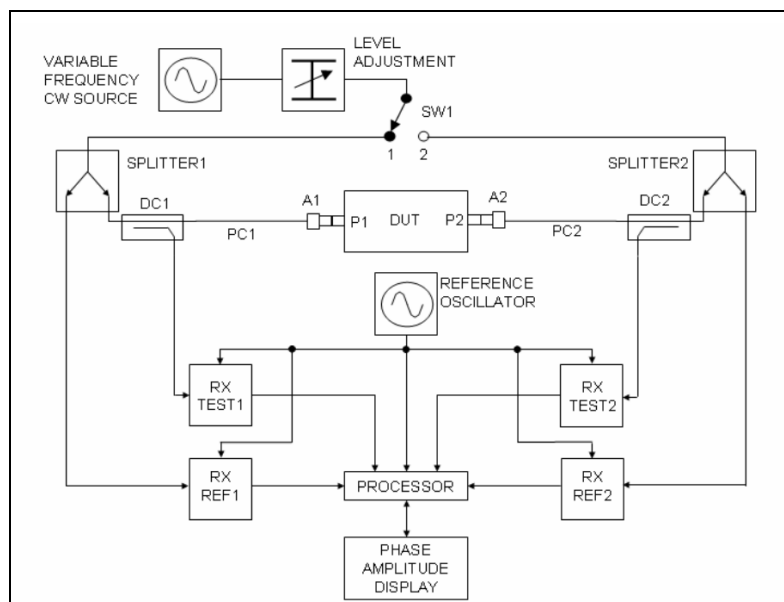


Fig. 4.3 Diagrama bloc a unui VNA cu 2 porturi [123]

În figura 4.3 se prezintă schema bloc a unui analizor vectorial de rețea. Porturile dispozitivului testat sunt notate cu P1 și P2; PC1 și PC2 reprezintă porturile analizorului care, de regulă, se conectează la porturile dispozitivului testat prin cabluri de precizie și adaptori (A1 și A2). Un oscilator local generează semnalul de test cu frecvență variabilă. Puterea acestuia se poate regla cu ajutorul unui atenuator. Comutatorul SW1 stabilește direcția semnalului de test prin DUT. De exemplu, dacă comutatorul SW1 este în poziția 1, semnalul este injectat în DUT prin portul 1, caz în care se măsoară parametrii s_{11} și s_{21} . Ceilalți doi parametri sunt măsoarați conectând SW1 în poziția 2. Semnalul incident este trimis pe două căi cu ajutorul unui splitter. Astfel, pe unul dintre brațele splitter-ului se trimite semnal către portul P1 al DUT, prin intermediul unui cuplor direcțional, DC1. Al treilea braț al cuplorului direcțional trimite unda reflectată de DUT la portul P1 către receptorul de test, RX TEST1. Semnalul de la ieșirea DUT, este direcționat către receptorul RX TEST2, prin intermediul cuplorului DC2. Cele patru receptoare au același oscilator de referință și pot furniza atât informația de amplitudine cât și faza semnalului reflectat, respectiv transmis la portul P1. Semnalele de la ieșirile celor 4 receptoare sunt transmise către un procesor care face prelucrarea matematică a datelor pentru a fi ulterior afișate în formatul dorit. Comportarea este similară când comutatorul SW1 este în poziția 2, caz în care se măsoară s_{12} și s_{22} .

Acuratețea crescută a analizorului vectorial de rețea se datorează în principal următorilor factori [127]:

- Parametrii S pe care îi măsoară VNA sunt definiți ca raport între unda transmisă/reflectată și unda incidentă și, prin urmare, nu depind de variațiile puterii incidente la porturi.
- Sursa de semnal și receptorul au oscilatorul local comun. Astfel, variațiile de temperatură și alte posibile interferențe vor fi recepțate în mod identic de sursă și receptor.

Pentru a obține o acuratețe crescută, analizorul de rețea trebuie calibrat înainte de a efectua măsurarea parametrilor S ai dispozitivului testat (engl. DUT – Device Under Test). Există trei tipuri de erori care pot afecta măsurările efectuate cu analizorul de rețea: erori sistematice, erori aleatoare și erori de drift. Ultimele două nu sunt predictibile și prin urmare nu pot fi eliminate, iar cele sistematice se elimină prin calibrare.

Calibrarea elimină 12 erori sistematice ale analizorului (câte 6 pentru fiecare port, considerând că se folosesc două porturi). Cele 6 erori sistematice aferente unui port sunt:

- eroarea de directivitate: caracterizează performanța cuplorului direcțional folosit pentru separarea semnalului transmis de cel reflectat. Fiind două cuploare, rezultă două erori.
- erori de urmărire pentru unda reflectată, respectiv transmisă datorate faptului că receptorul de test și cel de referință pot avea răspunsuri în frecvență ușor diferite. Fiind două porturi, rezultă patru erori.
- erori datorate neadaptării între impedanțele porturilor și impedanța DUT – 4 termeni.
- erori datorate izolației imperfecte între porturi (o parte din semnalul de la un port este radiat și recepționat la celălalt port) – 2 termeni.

Calibrarea analizorului de rețea

Determinarea și corectarea erorilor sistematice se face prin măsurarea unor standarde cunoscute. Cea mai utilizată metodă de calibrare este metoda numită

SOLT (Short-Open-Load-Thru) în care analizorul măsoară, pe rând, niște sarcini standard cunoscute (scurt-circuit, gol, sarcină adaptată în bandă largă). Sarcinile sunt conectate la analizor prin intermediul cablurilor care se vor folosi la conectarea DUT la analizor. Astfel, valorile măsurate (afectate de atenuare și defazaj) sunt comparate cu valorile de referință pentru standardele măsurate. Prin intermediul unui set de ecuații de calibrare, analizorul aplică corecții valorilor măsurate la fiecare frecvență. Acești factori de corecție sunt apoi aplicați parametrilor S măsurați pentru dispozitivul testat.

S-au efectuat măsuratori ale acestor parametri atât cu celula goală cât și cu diverse probe în interior. Parametrii S permit analiza unui dispozitiv din punct de vedere al puterii reflectate la porturile acestuia, respectiv al puterii transmise de la un port la altul al dispozitivului.

Parametrii S reprezintă o modalitate eficientă de caracterizare a comportamentului dispozitivelor folosite în radiofrecvență (RF). Aceștia sunt în fapt coeficienți de reflexie și de transmisie a undelor într-o rețea liniară atunci când aceasta este conectată la o linie de transmisie. Astfel, dacă considerăm un dispozitiv cu două porturi, ca cel prezentat în figura 4.4, putem avea două situații:

- semnalul este injectat în dispozitiv prin portul 1, iar la portul 2 este conectată sarcina. În acest caz, a_1 reprezintă unda incidentă la portul 1 (unda directă); b_1 reprezintă unda reflectată la portul 1, iar b_2 reprezintă unda transmisă la portul 2.

- în cazul în care injectarea semnalului se face prin portul 2, iar sarcina se conectează la portul 1, a_2 reprezintă unda directă, b_2 reprezintă unda reflectată la portul 2, iar b_1 – unda care se transmite la portul 1. Astfel, a_1 și a_2 reprezintă variabilele de intrare (variabilele independente) iar b_1 și b_2 reprezintă răspunsul rețelei (variabilele dependente). Cele două seturi de variabile sunt legate între ele prin parametrii S , după cum se vede în figura 4.4. Prin urmare, avem că:

$$\begin{aligned} s_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} ; s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} ; \\ s_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} ; s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} ; \end{aligned} \quad (4.2)$$

Astfel, din modul lor de definire, se poate observa că aceștia reprezintă coeficienți de transmisie respectiv, de reflexie. Măsurarea lor se face conectând sursa (adaptată) la un port și sarcină adaptată la celălalt port. Indicii asociați parametrilor S au următoarea semnificație: pentru un parametru oarecare, s_{ij} , j reprezintă sursa, iar i destinația. Dacă $i \neq j$, este vorba de coeficientul de transmisie de la portul j la portul i , iar dacă $i=j$, este vorba de coeficientul de reflexie la portul i sau j .

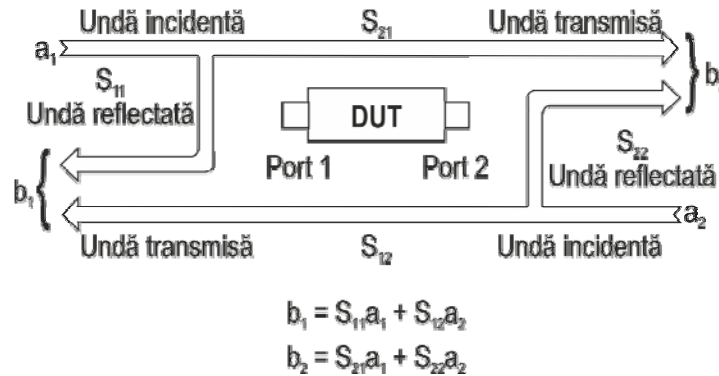


Fig. 4.4 Explicativă pentru parametrii S [124]

Avantajul folosirii/măsurării parametrilor S este că se poate determina răspunsul dispozitivului la un stimul electric, fără a fi necesară cunoașterea arhitecturii/componenței aceluși dispozitiv. În contextul parametrilor S , împrăștierea se referă la modul în care sunt afectați curenții și tensiunile pe o linie de transmisie, atunci când aceștia întâlnesc o discontinuitate cauzată de conectarea unei rețele, a unui dispozitiv, la linia de transmisie. Pentru celula TEM au fost de interes coeficientul de reflexie a tensiunii de la portul de intrare, s_{11} , și coeficientul de câștig în tensiune la transmisie, s_{21} . Energia este transportată în celulă în principal prin intermediul modului TEM (transversal electromagnetic), care este modul dominant până la frecvența la care sunt excitate și modurile transversal electrice (TE), respectiv transversal magnetice (TM). Frecvența de tăiere a unui mod TE_{mn} , este dată de [80]:

$$f_c(TE_{mn}) = \frac{c\sqrt{m^2B^2 + n^2A^2}}{2AB} \quad (4.3)$$

Pentru celula TEM concepută, întrucât înălțimea este mai mică decât lățimea ($B < A$), primul mod care se propagă este TE_{01} [81]. Dar, în conformitate cu [76], acest mod de propagare nu este de obicei excitat decât atunci când un obiect de testare de mari dimensiuni este prezent în interiorul celulei. Frecvența de tăiere calculată a modului TE_{10} este: $f_{cTE_{10}} = 577$ MHz. Alte moduri de propagare ce pot să apară au frecvențele de tăiere mai mari de 1 GHz și deci sunt în afara benzii de frecvențe de interes.

Există frecvențe pentru care lungimea efectivă a celulei este un multiplu al semilungimii de undă corespunzătoare. La aceste frecvențe este îndeplinită o condiție de rezonanță [80]. Frecvențele de rezonanță sunt date de [82]:

$$f_{R_{mnp}} = \sqrt{f_{C_{mn}}^2 + \left(\frac{pc}{2L_{mn}}\right)^2} \quad (4.4)$$

unde: p = numărul de semilungimi de undă;

c = 300.000 km/s (viteza luminii în vid);

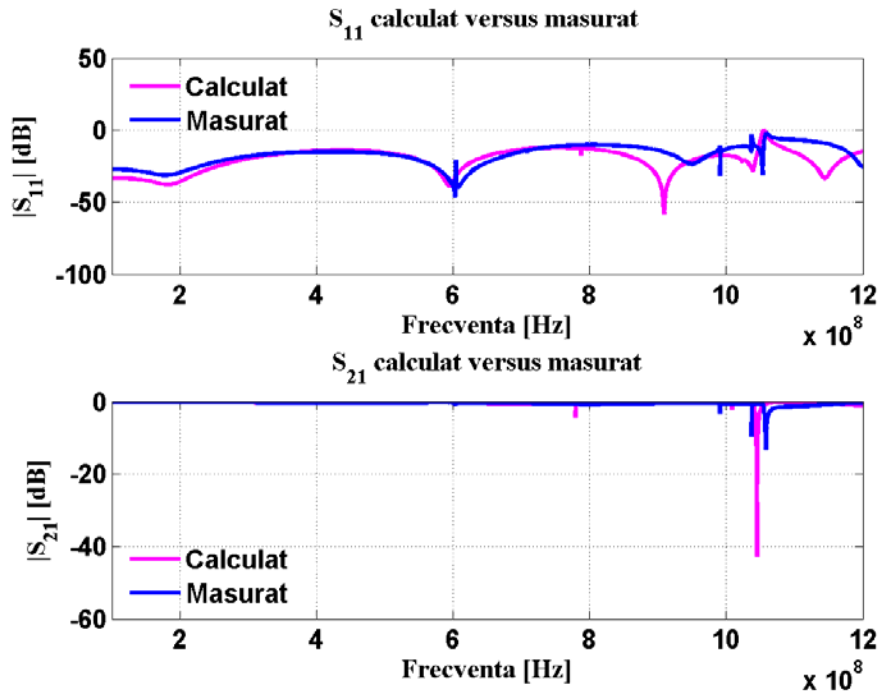
L_{mn} = lungimea efectivă a celulei.

$L_{mn}=A+X_{mn}\cdot D$; X_{mn} este o fracțiune determinată empiric și poate varia de la 0,8 - pentru modul de propagare TE_{01} , la 0,5 pentru modul TE_{10} [80]. A și D sunt dimensiunile celulei specificate în figura 4.1 și tabelul 4.1.

Tabelul 4.2. Frecvențele de rezonanță ale celulei TEM

Rezonanțele obținute din simulare [MHz]	Rezonanțele experimentale [MHz]	Rezonanțele determinate analitic [MHz]
593.47	602.75	
707.54	707.8	698
779.44	797.56	
978.8	990.72	976
1000.82	1020.9	

Pentru celula TEM proiectată, frecvențele de rezonanță ale modului de propagare TE_{10} sunt rezumate în tabelul 4.2. Rezonanțele altor moduri, mai înalte, apar la frecvențe mai mari decât cele de interes. Figura 4.5 prezintă comparația între parametrii S măsurați și calculați. Figura 4.5 este valabilă pentru incinta goală (fără probă inserată).

Fig. 4.5 Parametrii S ai celulei TEM goale (sus-s11, jos-s21)

Se observă o bună concordanță între valorile simulate și valorile măsurate pentru parametrii S . Rezonanțele obținute prin simulare la frecvențele de 707 MHz și

978 MHz sunt foarte slabe, în timp ce rezonanțele experimentale sunt mult mai pronunțate. În plus, ele sunt puțin deplasate în experiment față de simulare.

În vederea evidențierii frecvențelor de rezonanță, s-a utilizat modulul Frequency Solver din CST Microwave Studio, în timp ce pentru toate celelalte scopuri de calcul, inclusiv al distribuției câmpului electric și a puterii absorbite sau a SAR (rata specifică de absorbție), s-a utilizat modulul Transient Solver.

În procedura experimentală, parametrii S s-au măsurat (ca amplitudine și ca fază) utilizând următoarele setări ale VNA: putere de intrare $P_{in} = 12\text{dBm}$; domeniu de frecvențe = 100-1200 MHz și numărul de puncte de determinare (frecvențe) = 20.000. A fost necesar un număr mai mare de eșantioane de frecvență pentru a nu "rata" frecvențele de rezonanță, dat fiind că analizorul de rețea determină parametrii S prin interpolare între punctele (frecvențele) de măsurare.

Tabelul 4.2 oferă o comparație între frecvențele de rezonanță obținute în trei moduri și anume: prin măsurare, prin simulare și prin utilizarea formulei teoretice de calcul a acestora. Frecvențele de rezonanță obținute prin experiment și prin simulare sunt în bun acord. Cele calculate analitic converg, de asemenea, cu cele măsurate și cu cele obținute prin simulare, cu excepția faptului că atât în simulare cât și în experiment apar două frecvențe de rezonanță în plus, care nu sunt prezise de teoria ghidurilor de undă [82]. Garbe [98] a demonstrat că frecvențele de rezonanță ale unei celule TEM standard, depind, de asemenea, de dimensiunile secțiunilor piramidale ale celulei. Cele două rezonanțe observate și care nu sunt prezise de formulele ghidurilor de undă pot fi însă derivate din abordarea analitică prezentată în [98]. O altă observație a fost că, deși modul TE_{10} este teoretic excitat la frecvențe mai mari de 577 MHz, într-o reprezentare 3D a distribuției câmpului electric (figura 4.6), s-a observat că până la 1 GHz vectorii câmpului electric sunt perpendiculari pe direcția de propagare. Numai la frecvențe mai mari de 1 GHz sunt observabile și componente longitudinale ale câmpului, însă destul de slabe. Toate aceste observații sunt valabile în cazul celulei TEM goale.

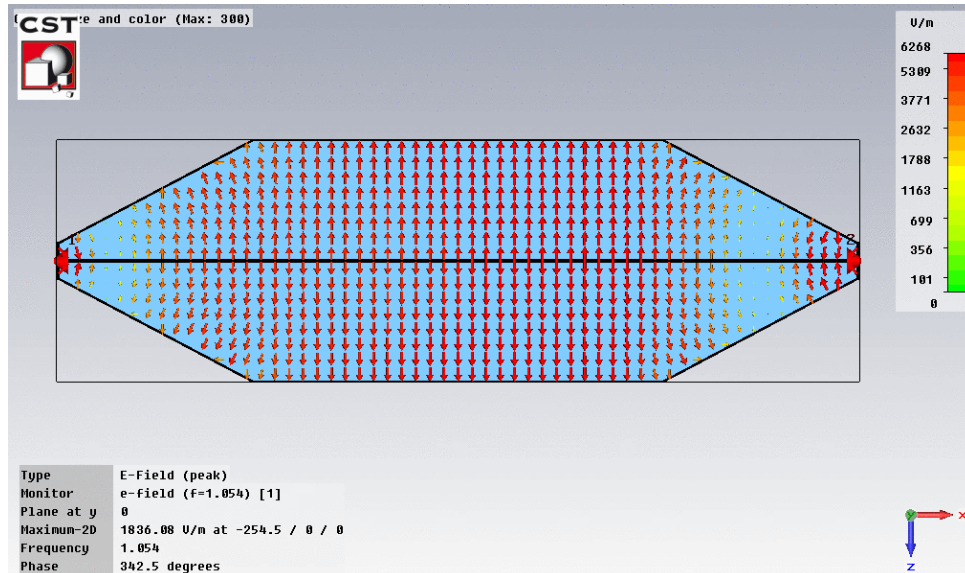


Fig. 4.6 Distribuția câmpului electric la frecvența de 1.054 GHz

Deoarece parametrii s_{11} și s_{21} măsurati și calculati au fost în bun acord, următorul pas necesar în validarea modelului celulei TEM în scop dozimetric a fost de a stabili uniformitatea câmpului electric în interiorul celulei goale. Este cunoscut faptul că proba expusă ar trebui să fie cel mai bine amplasată într-un plan situat la jumătatea distanței dintre septum și podeaua celulei. În plus, înălțimea probei nu trebuie să depășească o treime din distanța dintre septum și podea [80], [67]. Pentru celula proiectată, acest lucru înseamnă plasarea probei la aproximativ 35 mm sub septum, iar înălțimea probei să nu depășească 25 cm.

4.1.3. Distribuția câmpului incident în celula TEM

Uniformitatea câmpului electric în celula TEM (goală) a fost determinată în CST Microwave Studio considerând mai multe frecvențe și plane de analiză. Pentru celula TEM proiectată, jumătatea distanței dintre podea și septum înseamnă 37,5 mm. Determinarea distribuției câmpului electric a fost realizată și experimental, utilizând, cu ușoare modificări, metoda propusă de Morioka [99] - metoda elementului de împrăștiere pasiv. Această metodă se bazează pe perturbația introdusă intenționat prin prezența unui dispozitiv de împrăștiere pasiv în celulă. Dispozitivul de împrăștiere pasiv este de fapt un fir metalic introdus în celulă, având rolul de a reflecta o fracțiune din câmpul electromagnetic incident. Câmpul ecou produce o modificare a parametrului de reflexie la portul de intrare al celulei (s_{11}) față de valoarea lui când celula este goală. Această abatere este direct legată de valoarea câmpului incident în punctul în care se găsește dispozitivul de împrăștiere pasiv.

Metoda propusă de Morioka presupune două etape de măsurare: în prima etapă se măsoară parametrul s_{11} (de reflexie) fără elementul perturbator; în a doua etapă se măsoară s_{11} cu dispozitivul de împrăștiere pasiv introdus. Modificând locația acestuia se modifică și s_{11} . Dacă, de exemplu, câmpul ar fi uniform în regiunea unde este inserat (succesiv) elementul perturbator, coeficientul de reflexie ar fi același indiferent de locația aleasă. Neuniformitatea câmpului face ca ecoul (reflexia) să difere de la o locație la alta. Pentru a izola ecoul, adică efectul elementului împrăștiator, se face diferența între parametrii s_{11} măsurati cu dispozitivul de împrăștiere pasiv introdus și s_{11} măsurat fără el:

$$\Delta s_{11} = s_{11}^{imp.} - s_{11}^{gol} \quad (4.5)$$

unde: $s_{11}^{imp.}$ – parametrul de reflexie cu element pasiv; s_{11}^{gol} – parametrul de reflexie al celulei goale.

Relația între câmpul electric din celula goală și Δs_{11} , este, conform [99]:

$$\Delta s_{11} = C \frac{h \cos(kh) - \sin(kh) / k}{k \cos(kh)} E_0^2 \quad (4.6)$$

unde: C – constantă, k – numărul de undă, h – lungimea împrăștiatorului, E_0 – intensitatea câmpului pe direcția dispozitivului de împrăștiere pasiv.

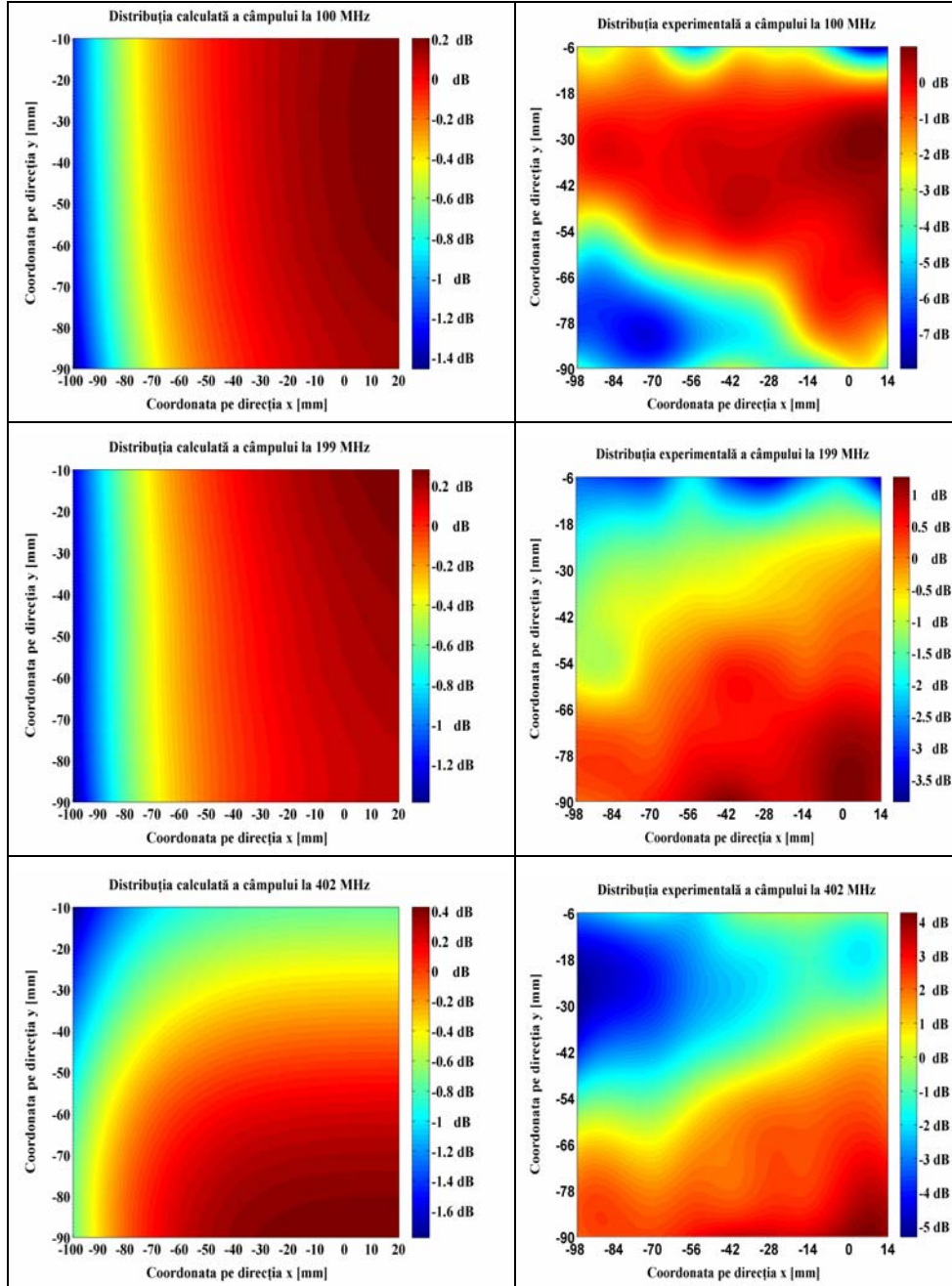
Se observă că ΔS_{11} depinde de pătratul intensității câmpului electric, ceea ce, în coordonate logaritmice, se traduce printr-o dependență direct proporțională între uniformitatea câmpului și uniformitatea distribuției lui ΔS_{11} (cu factorul de proporționalitate 2).

În mod practic, s-au efectuat 54 de orificii în podeaua celulei. S-a preferat găurirea podelei deoarece probele de iradiat pot fi introduse mult mai ușor spre expunere deasupra podelei decât deasupra septumului. Diametrul orificiilor a fost de 2 mm, iar ele au format o grilă de puncte echidistante pe cele două direcții, astfel: pe axa X au fost distanțate cu 14 mm, iar pe axa Y au fost distanțate cu 16 mm. Centrul celulei TEM a fost considerat drept originea sistemului de coordonate. Astfel, grila de orificii s-a situat în următorul perimetru: de la -96mm la 14 mm pe direcția X și de la -90mm la -10mm pe direcția Y. Pentru implementarea metodei amintite, în cele 54 de orificii a fost introdus succesiv un fir de cupru de 25 mm lungime. În urma măsurătorilor s-au obținut câte 4 fișiere pentru fiecare punct de măsurare. Fișierele conțin amplitudinea și faza parametrilor s_{11} și s_{21} în două plane paralele. Cele două plane au fost situate la 40 mm și respectiv 30 mm, sub septum și paralel cu acesta. Au fost luate în considerare două plane pentru a putea compara uniformitatea câmpului la două înălțimi diferite pe direcția Z a celulei.

Dispozitivul de împrăștiere pasiv ideal ar trebui să fie punctiform dar, în acest caz, ar fi prea mic pentru a oferi un ecou detectabil prin modificarea parametrilor S. Astfel că s-a realizat un împrăștiator filiform, având o lungime de 25 mm, încât măsurările cu analizorul de rețea să se poată realiza peste pragul de sensibilitate al aparatului. Dezavantajul utilizării unui dispozitiv de împrăștiere pasiv cu lungime mai mare este că ceea ce se obține, nu reprezintă distribuția câmpului într-un plan, ci, mai degrabă, o distribuție volumetrică a câmpului. Firul metalic a fost orientat pe direcția Z a celulei. Cele două plane alese pentru evaluarea uniformității câmpului au fost considerate ulterior ca trecând prin centrul firului, paralel cu septumul, ceea ce înseamnă la 52.5 mm sub septum (pentru primul plan) și respectiv la 42,5 mm (pentru al doilea plan). Valorile intensității câmpului în aceste plane au fost obținute prin medierea valorilor intensității câmpului E pe lungimea firului.

Parametrii S au fost măsurati cu și fără dispozitivul de împrăștiere pasiv prezent, pentru fiecare dintre cele 54 de orificii. Măsurările au fost repetate de cinci ori și apoi s-a determinat valoarea medie a celor cinci măsurări, în scopul de a minimiza erorile cauzate de micile oscilații ale firului de cupru în jurul poziției de echilibru. Coeficienții de reflexie măsurati fără dispozitivul de împrăștiere pasiv au fost apoi scăzuți vectorial din cei măsurati în prezența dispozitivului de împrăștiere în interiorul celulei. Modulul diferenței, exprimat în decibeli, este proporțional cu câmpul electric din interiorul celulei, la locul de măsurare, atunci când dispozitivul de împrăștiere nu este prezent [99]. Pentru a măsură cu acuratețe parametrii S, analizorul de rețea trebuie să fie corect setat. Astfel, s-a stabilit puterea la porturile celulei TEM la 12 dBm (maxim disponibil) și banda filtrului IF (banda de rezoluție) la 70Hz. Parametrii S au fost măsurati în 20000 de puncte de măsurare (frecvențe), cuprinse între 100MHz și 1200 MHz.

În figura 4.7 este redată comparația între distribuțiile de câmp în cazurile simulat (stânga) și măsurat (dreapta) pentru șase frecvențe: 100 MHz, 199 MHz, 402 MHz, 600 MHz, 804 MHz și 930 MHz. Reprezentările grafice au fost făcute - pentru ambele cazuri, calculat și măsurat - în planul situat la 42.5mm sub septum (numit, în continuare, planul 2).



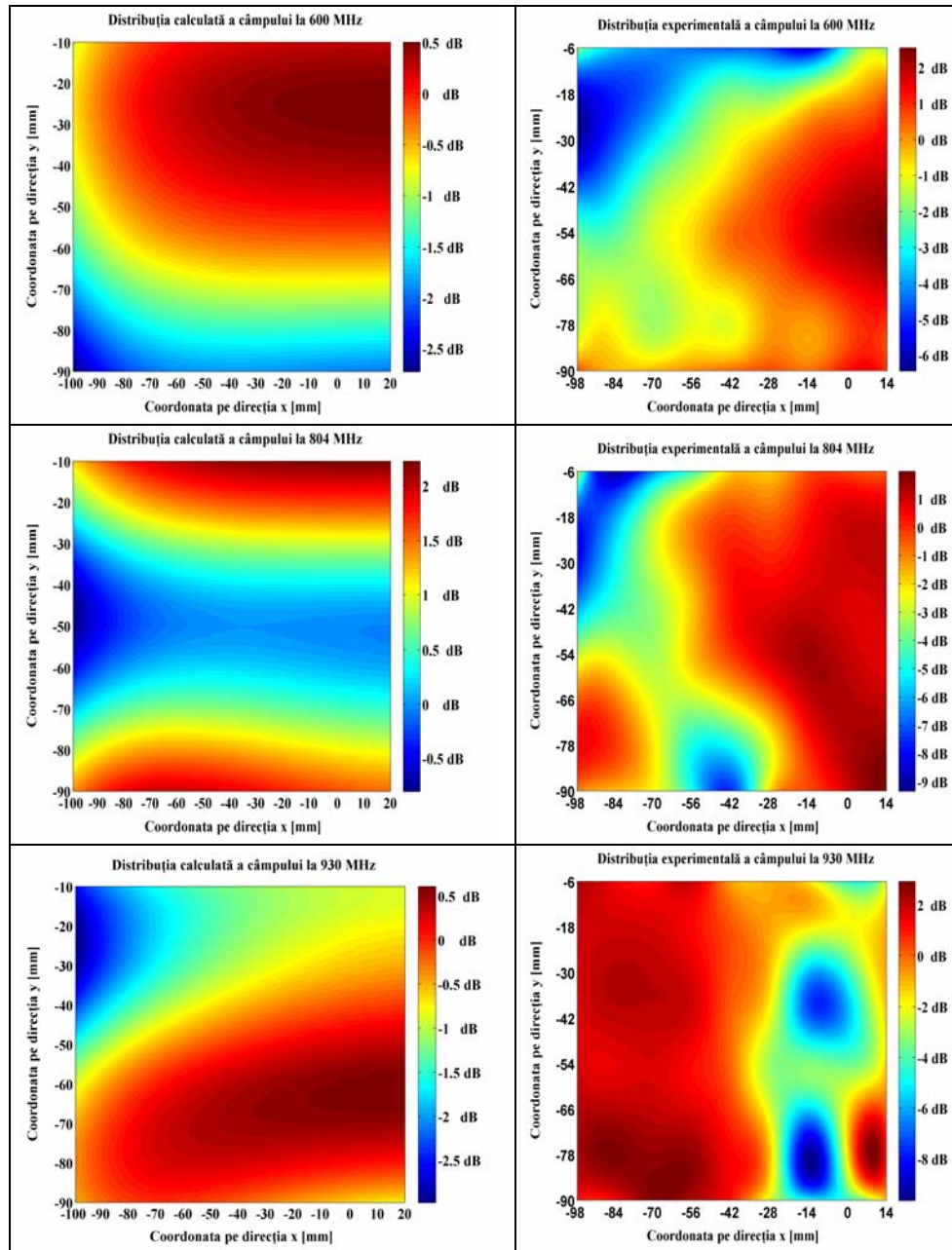
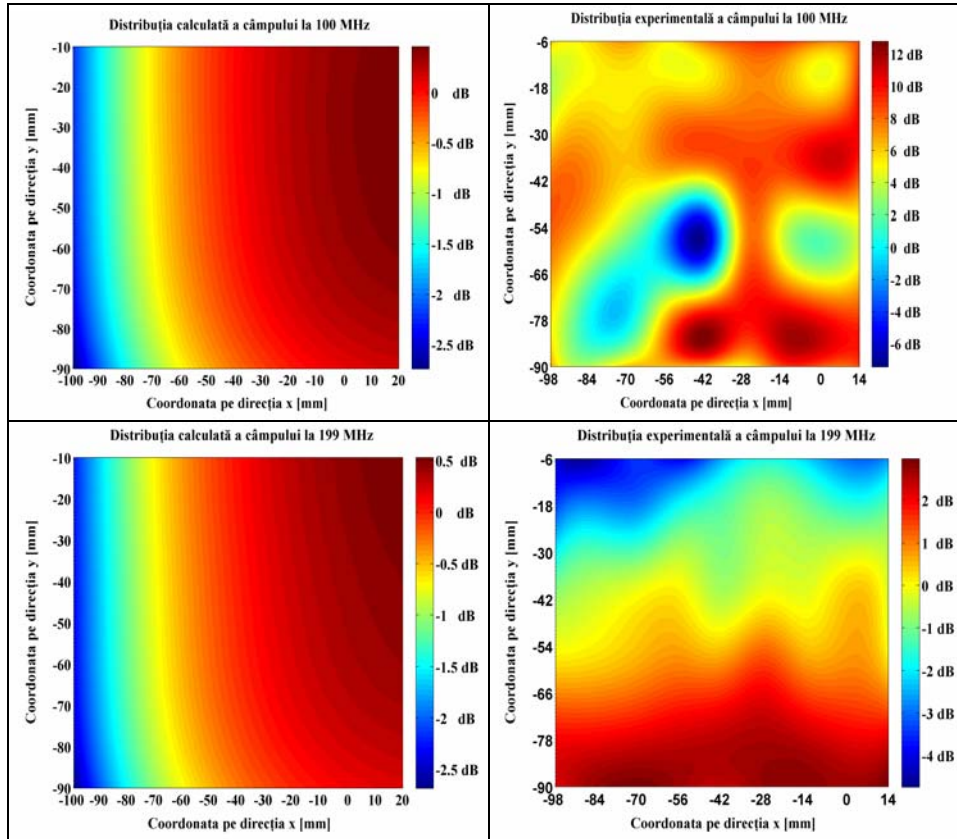
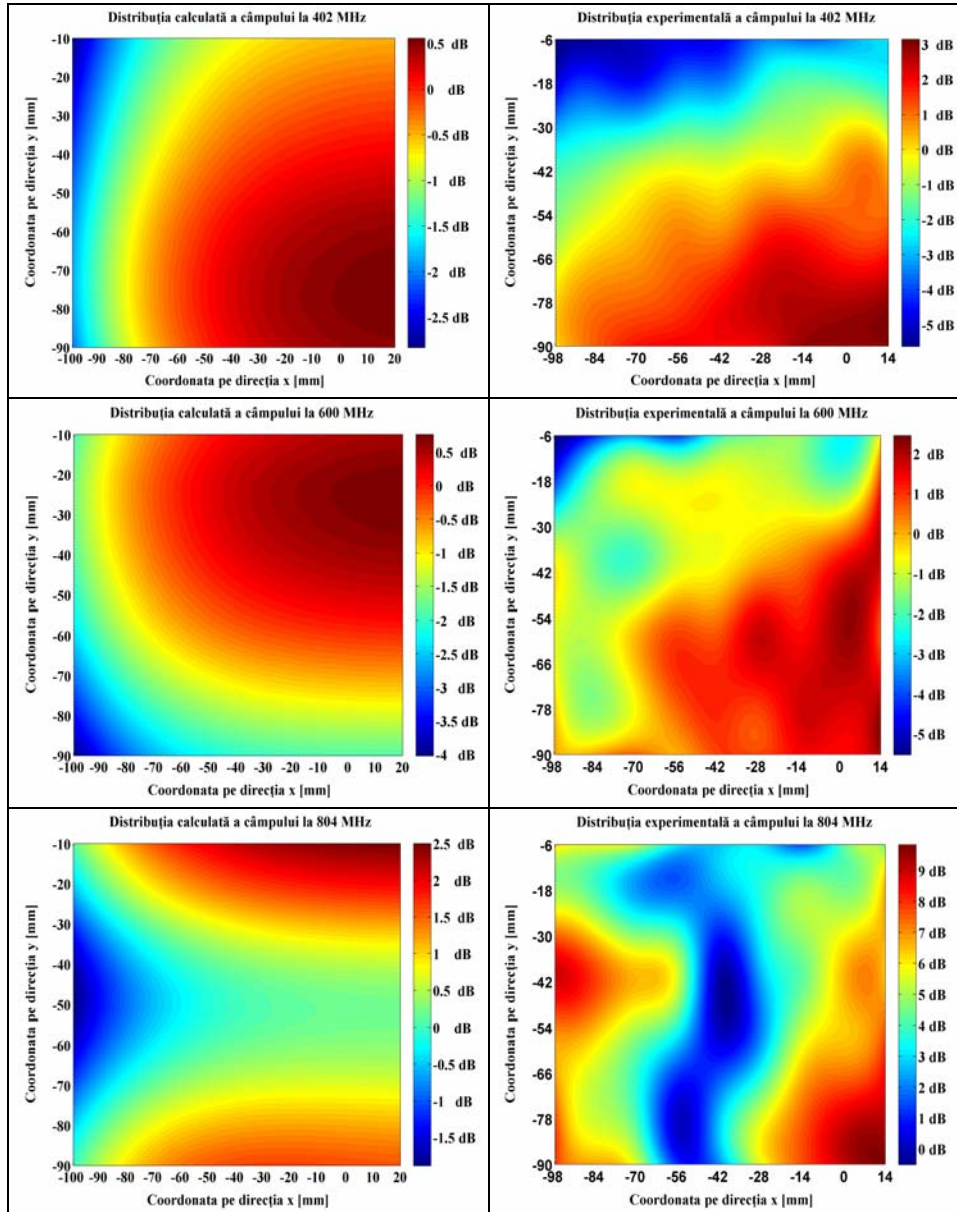


Fig. 4.7 Distribuția câmpului la 6 frecvențe, la 42,5 mm sub septum

În figura 4.8 se prezintă distribuția de câmp în planul situat la 52.5 mm sub septum (numit, în continuare, planul 1). Reprezentarea s-a făcut la aceleași frecvențe ca și pentru primul plan. În general, s-a observat - atât prin simulare cât și prin măsurare - că uniformitatea câmpului a fost mai bună în planul situat mai aproape de septum decât în cel mai depărtat, așa cum este prezis de altfel și de teorie [76].





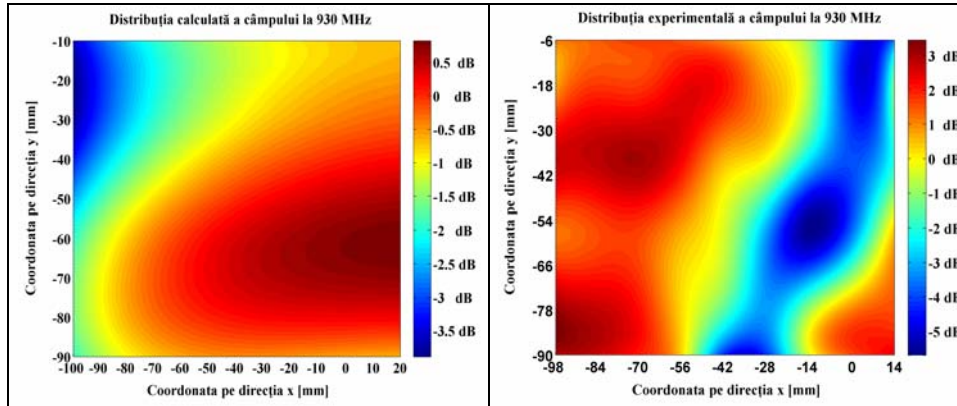


Fig. 4.8 Distribuția câmpului la 6 frecvențe, la 52,5 mm sub septum

Atât în simulare cât și în experiment se observă creșterea gradului de neuniformitate a câmpului o dată cu frecvența. În cazul determinării distribuției de câmp la 42.5 mm sub septum (fig. 4.7) se observă o dinamică a valorilor de 1,6 dB la 100 MHz până la 3 dB la 930 MHz, în cazul simulării, și o dinamică de 7 dB la 100 MHz până la 10 dB la 930 MHz, în cazul determinării experimentale.

Avantajul simulării rezidă în faptul că aceasta permite vizualizarea cu ușurință a distribuției de câmp în orice plan. Pentru partea experimentală realizată, am adaptat metoda descrisă în [99] la planul orizontal, iar aceasta a condus la o incertitudine mai mare de determinare decât în cazul unui plan vertical de evaluare, caz în care lungimea firului influențează doar rezoluția spațială și intensitatea ecoului. Am obținut astfel, după cum s-a menționat deja, o distribuție de câmp de tip volumetric, datorită lungimii firului metalic utilizat în experiment.

4.1.4. Validarea experimentală a celulei

Validarea este completă atunci când puterea absorbită, P_a , în probele introduse pentru expunere în interiorul celulei, converge între experiment și simulare. Este cunoscut faptul că, în același câmp incident, absorbția energiei electromagnetice în obiecte este dictată de parametrii lor dielectrics și de geometria lor [41], [100]. Există tehnici care permit stabilirea dispersiei permitivității electrice complexe a oricăror materiale [101]. Bazându-mă pe acest lucru, am ales un set de patru lichide de puritate chimică standard, pentru abordarea dozimetrică.

Programul CST Microwave Studio permite calcule dozimetrice directe, fie sub forma puterii absorbite în probă, P_a , fie sub formă de valoare medie a SAR (Specific Absorption Ratio) sau respectiv a SAR maxim local în proba expusă. SAR se exprimă prin formula de mai jos și se măsoară în W/kg [41]:

$$SAR = \frac{P_a}{m} = \frac{\sigma E_{int}^2}{\rho} \quad (4.7)$$

unde m este masa probei, σ este conductivitatea acesteia (în funcție de frecvență) și E_{int} este valoarea efectivă a câmpului în interiorul probei. E_{int} depinde de raportul dintre constanta dielectrică a mediului și cea a probei și de intensitatea câmpului incident. SAR_{med} se calculează cu software-ul CST prin integrarea puterii absorbite

pe întregul volum al probei (dielectrice), în timp ce SAR_{max} indică valoarea de vârf a SAR într-un punct geometric, fără a face o mediere de masă sau de volum. Dacă prin măsurare pot fi disponibile doar valorile medii ale puterii absorbite și SAR, prin simulare pot fi obținute valorile locale, punctuale ale lui SAR – și acesta este un mare beneficiu al metodei computaționale, ce permite observarea distribuției puterii absorbite și respectiv a SAR în volumul probei. Această distribuție a absorbției poate fi esențială, mai ales când este nevoie să se facă predicții microdozimetrice, în cazul efectelor biochimice localizate sau la nivel de dimensiune celulară ori inferioara acesteia.

În scopul obținerii unei validări dozimetrice a celulei TEM, s-au conceput trei abordări.

În prima abordare, am ales un număr de patru probe lichide pentru a fi expuse în celulă: apă distilată, etilen glicol, etanol și ser fiziologic (soluție de NaCl 0,9%). Parametrii lor dielectrics au fost extrasi din [128] – în cazul apei distilate, în timp ce pentru celelalte lichide dispersia electrică a fost extrasă din [101]. Probele au fost introduse fiecare într-un vas de tip Petri [129] de sticlă, 90 x 15 mm (Steriplan, Duran Group). Valorile parametrilor dielectrics ai sticlei au fost preluați din [102]. Probele lichide, fiecare cu volumul de 20 ml, au fost introduse unul câte unul în celula TEM, cu scopul de a evalua puterea absorbită în lichid. Dacă puterea de intrare, P_{in} , este cunoscută, atunci puterea absorbită, P_a , poate fi obținută din parametrii S în conformitate cu formula [103]:

$$P_a = P_{in}(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (4.8)$$

Ulterior măsurărilor, s-a exprimat puterea absorbită în lichidul însuși, ca diferența dintre puterea absorbită atunci când lichidul a fost prezent în vas și puterea absorbită când în celulă a fost introdus numai vasul gol. Relația de mai sus a fost aplicată, prin urmare, de două ori, iar diferența dintre cele două valori a condus la exprimarea lui P_a în lichid. Mai departe am ales să utilizez coeficientul de absorbție (notat AC), ca un indicator al absorbției, definit ca raport între P_a și P_{in} . Acesta reprezintă, în fapt, raportul între puterea absorbită și puterea incidentă.

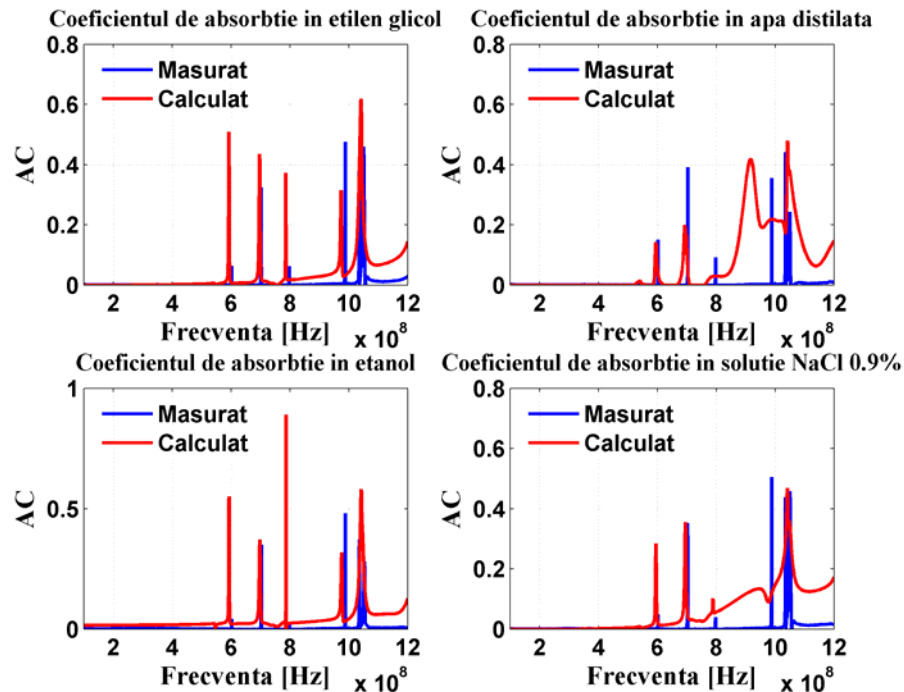


Fig. 4.9 Coeficientul de absorbtie (AC) în 4 probe de lichid

Figura 4.9 prezintă o comparație între coeficienții de absorbtie determinați din măsuratori și, respectiv, din simulări. Se poate observa că rezultatele sunt în acord foarte bun pentru etilen glicol și etanol pe întreaga gamă de radiofrecvență considerată. Apa distilată și serul fiziologic sunt în acord foarte bun în ceea ce privește valorile coeficientului de absorbtie numai până la 800 MHz. Pentru frecvențe mai mari de 800 MHz, aceste două lichide prezintă diferențe semnificative între AC calculat și AC măsurat. Aceste diferențe vor fi luate în considerare pentru analize suplimentare. Putem adăuga aici faptul că, dacă obiectul expus este mic în comparație cu lungimea de undă a câmpului incident, nu va apărea o împrăștiere semnificativă a undelor. Atunci când dimensiunea obiectului este comparabilă sau mai mare decât lungimea de undă împrăștierea devine semnificativă [41]. Acest lucru este clar observabil în figura 4.9, pentru toate lichidele, începând de la 800 MHz. Pe de altă parte, la frecvențe joase, absorbtia în probe este foarte redusă, de ordinul 10^{-3} sau mai puțin, și nu poate fi determinată exact utilizând parametrii S , nici din măsurări, nici din simulare. Proba expusă produce doar modificări foarte mici ale parametrilor S , iar acest lucru face ca rezultatele să fie foarte sensibile la erorile de măsurare și erorile de trunchiere în calcul.

În ceea ce privește modelul numeric, în scopul de a obține rezultate cât mai exacte, parametrii S trebuie să fie calculați cu acuratețe. Datorită construcției geometrice a celulei, aceasta se comportă ca o cavitate rezonantă la anumite frecvențe și acest lucru duce la durate de simulare mari. Simularea este oprită atunci când energia în structura analizată scade sub o limită acceptabilă, dar acest

lucru este încetinit de rezonanțe. Există posibilitatea, în software-ul CST Studio, mai ales pentru structurile rezonante, de a utiliza un filtru auto-regresiv (AR), după cum am amintit în capitolul 3.2. Aceasta este de fapt o metodă de prelucrare a semnalului ce permite anticiparea evoluției în timp a semnalului, pentru scăderea duratei de simulare. Semnalele prognozate sunt apoi utilizate pentru a calcula matricea parametrilor de împrăștiere. Utilitatea filtrului AR este indicată în figura 4.10, în care sunt reprezentați coeficienții de reflexie și de transmisie în cazul folosirii, respectiv al nefolosirii filtrului AR. Folosirea filtrului AR elimină ripple-ul unde, reducând astfel instabilitatea de calcul. O astfel de soluție a fost utilizată și în calculele efectuate ulterior.

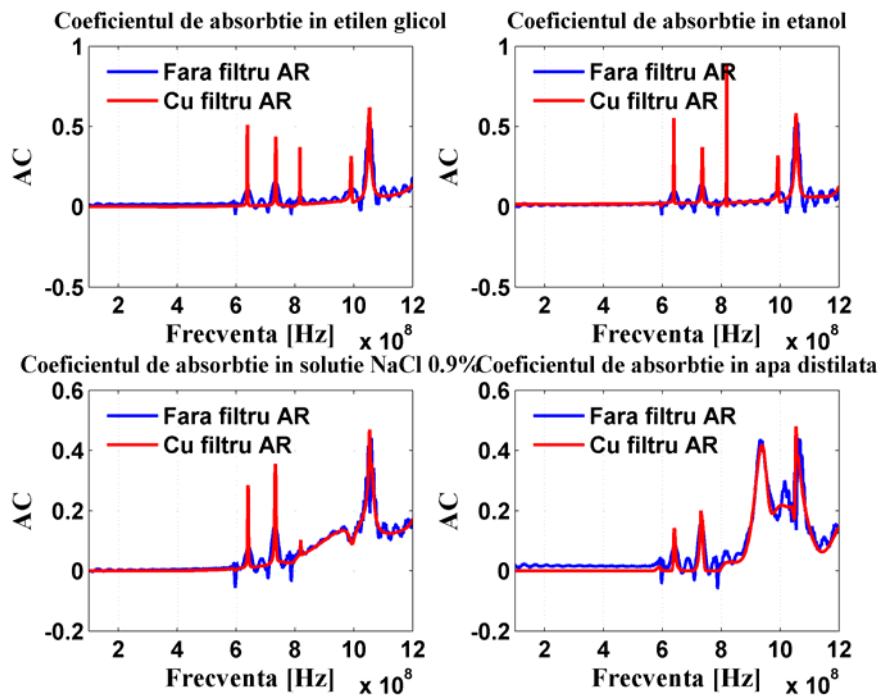


Fig. 4.10 Efectul filtrului auto-regresiv asupra rezultatelor simulării

Pe baza rezultatelor obținute până la această etapă, a devenit interesantă aprofundarea analizei dependenței coeficientului AC de frecvență și de volumul probei. Deoarece în experimentul anterior s-a folosit o cantitate foarte mică de lichid, adică 20ml, și deoarece, în general, AC a fost foarte scăzut (așa cum se vede în figura 4.9) - la limita de sensibilitate a capabilităților experimentale și computaționale, m-am concentrat, în cea de-a doua abordare, pe analiza influenței volumului probei asupra valorilor AC într-o bandă mai largă de frecvențe (100MHz-3GHz). În această abordare am utilizat numai determinările experimentale. Rezultatele obținute sunt reprezentate în figura 4.11.

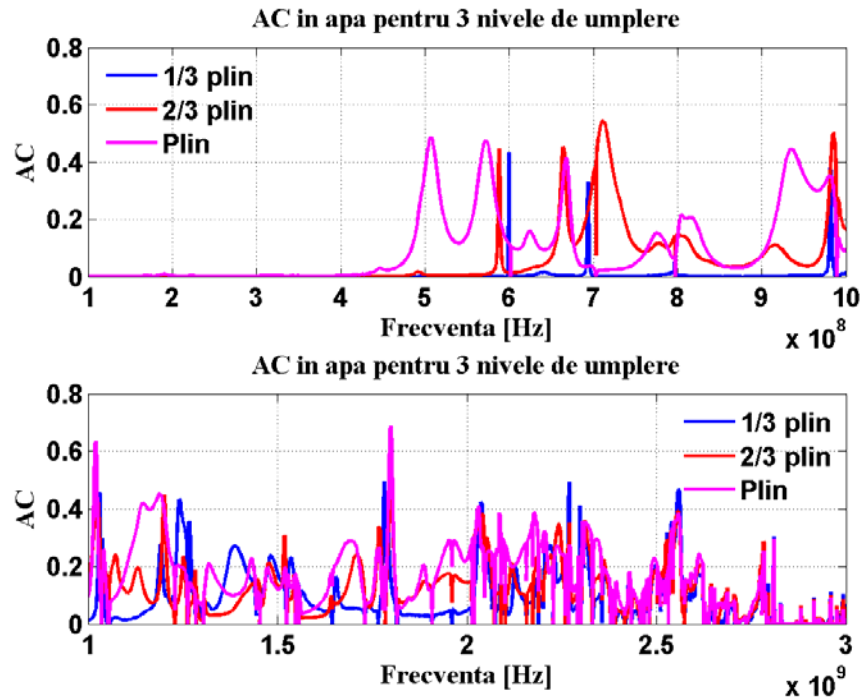


Fig. 4.11 Dependența AC de frecvență pentru trei volume de apă distilată

Au fost utilizate trei volume de apă distilată, pe care le-am notat ca fiind 1/3, 2/3 sau complet umplut – în ceea ce privește vasul ce conținea proba și era expus în celula TEM. După cum se vede în figura 4.11, AC nu poate fi corelat cu cantitatea de lichid, chiar dacă, adesea, volume mai mari conduc la obținerea de AC mai mari.

În a treia abordare, scopul a fost de a verifica ipoteza că AC nu depinde de volumul probei, ci, mai degrabă, de distribuția câmpului electric intern în probă, distribuție care depinde de frecvență. Atunci când câmpul interior este uniform, este de așteptat ca AC să fie proporțional cu volumul probei. Ipoteza de mai sus a fost verificată în tandem, prin măsurări și prin simulare. Experimental, trei volume de apă distilată (notate cu 1/3, 2/3 și 3/3 = volumul total) au fost expuse în vasul Petri în interiorul celulei TEM. AC a fost calculat la trei frecvențe diferite: 707 MHz, 804 MHz și 930 MHz. Aceste frecvențe au fost alese pe baza rezultatelor anterioare din figura 4.9. Figura 4.12 indică rezultatele comparative obținute pentru valorile lui AC în acest caz. VNA din legenda figurii indică faptul că este vorba despre măsurări, în timp ce CST indică utilizarea programului de simulare. După cum se observă, în general toate valorile calculate depășesc valorile măsurate. Este demonstrată încă o dată capacitatea de predicție dozimetrică prin simulare. Diferențele de valori obținute pentru AC prin cele două metode se datorează faptului că în simulare nu s-a ținut cont de absorbții conexe ce au loc în celula TEM (absorbțiile în pereții metalici și septum, pierderile pe lângă ușa celulei, absorbția în vasul ce conține lichidul, absorbția în suportul pe care se află vasul în celulă etc.) Acestea devin mai mari

odata cu creșterea frecvenței. Al doilea rezultat semnificativ în acest stadiu al cercetării este faptul că nu există nici o corelație între valorile AC și volumul probelor iradiate.

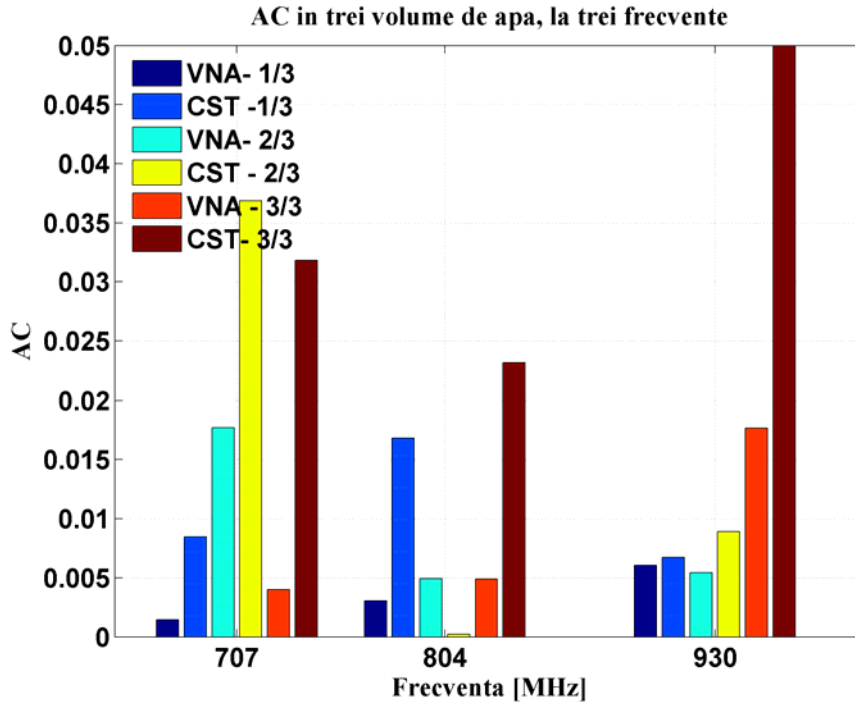


Fig. 4.12 AC măsurat versus simulat, la trei frecvențe și trei volume de lichid

S-a trecut apoi la verificarea dependenței AC de distribuția câmpului electric (și a puterii), în interiorul volumului probei. Aceasta depinde indirect de frecvență. În această etapă trebuie să subliniem faptul că dozimetria computațională se va dovedi mai versatilă față de dozimetria experimentală. În vederea rezolvării dependenței amintite am studiat, doar prin simulare, cazurile unor volume de apă distilată expuse la 930 MHz. Cele șase cadre din figura 4.13 ilustrează distribuția vectorilor de câmp electric, văzută din două perspective: vedere de sus și respectiv laterală a vasului umplut de cele trei volume de apă diferite. Așa cum a fost prezis de AC calculat și reprezentat în figura 4.12, la 930 MHz, nu ar trebui să fie mari diferențe între AC corespunzător nivelurilor 1/3 și 2/3 de umplere cu lichid a vasului, dar intensitatea câmpului trebuie să crească în mod considerabil atunci când vasul este umplut în întregime.

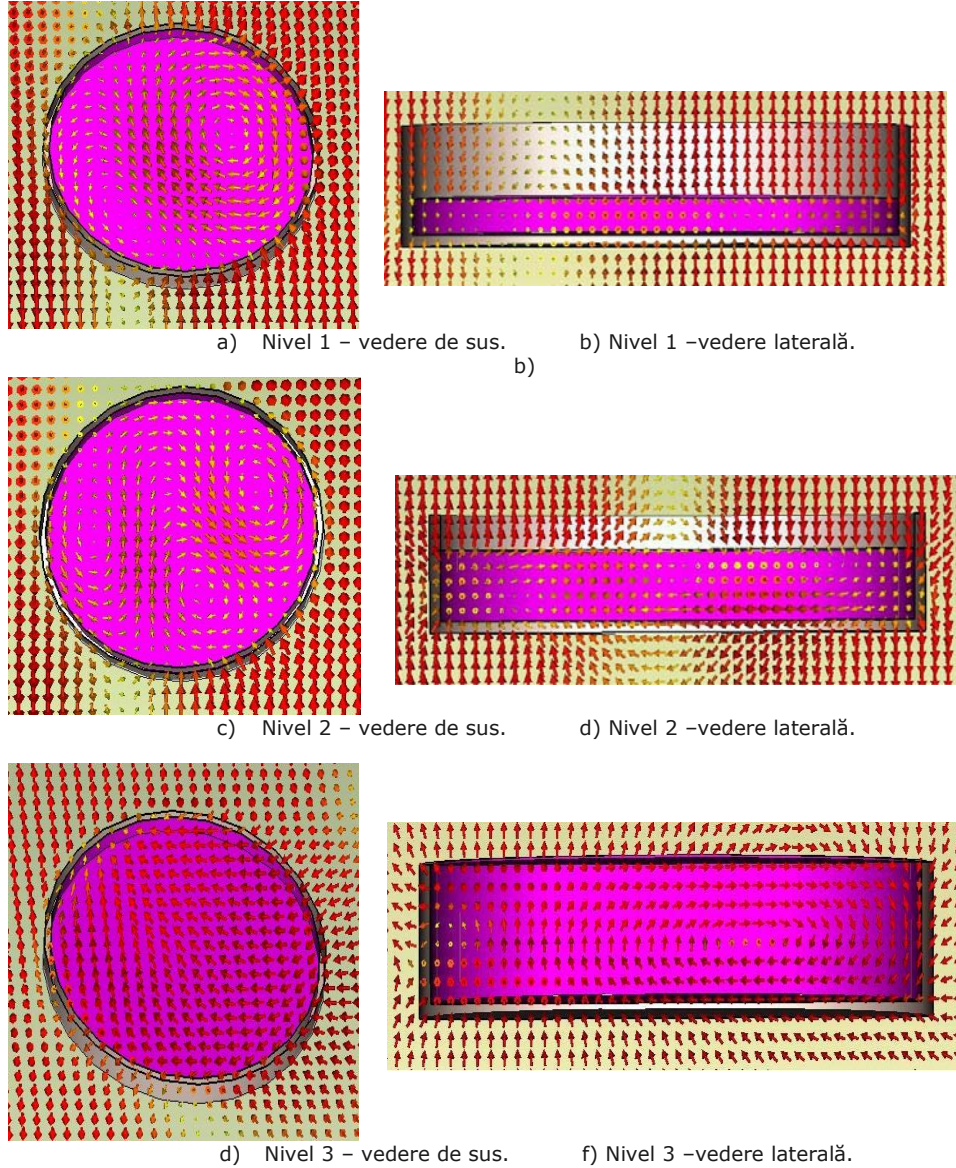


Fig. 4.13 Distribuția câmpului electric la 930 MHz, pentru trei nivele de lichid

Un fapt foarte interesant și important este că, în toate cadrele din figura 4.13, se pot observa componente longitudinale ale câmpului electric, ceea ce înseamnă că modurile de propagare TE sunt, de asemenea, prezente deja în celula TEM. Pentru celula goală, așa cum s-a menționat anterior (figura 4.6), asemenea moduri au fost foarte slabe sau chiar absente până la $f=1$ GHz, dar aici – în prezența unui obstacol, excitarea modurilor superioare este îndeplinită. Prezența

abundență a componentelor longitudinale ale câmpului electric în vasul plin cu apă în ultimele două cadre din figura 4.13, converge cu specificațiile din literatura de specialitate, care arată ca *SAR* este mai mare când vectorii de câmp electric sunt paraleli cu axele lungi ale obiectului expus [41]. Acest lucru este clar demonstrat aici, prin utilizarea reprezentării vectoriale a câmpului, în abordarea computațională. Și, din moment ce *AC* este proporțional cu *SAR* (la o frecvență fixă), s-a demonstrat, așadar, că cea mai mare absorbție apare, într-adevăr, în al treilea caz din figura 4.13. Pe de altă parte, convergența între așteptări și rezultate este evidentă.

Ca un ultim argument în favoarea rezultatelor obținute, în figura 4.14 este redată vizualizarea 3D a distribuției câmpului electric în vasul umplut cu apă distilată în variantele 2/3 sau 3/3 (complet). În figură se constată ușor impactul pe care îl are distribuția câmpului asupra *AC* la aceeași frecvență, dar la diferite volume de lichid. Superioritatea reprezentării dozimetrice locale în simulări este, de asemenea, demonstrată, pe lângă rezultatele convergente obținute pe parcursul demersului de validare a modelului celulei TEM construite.

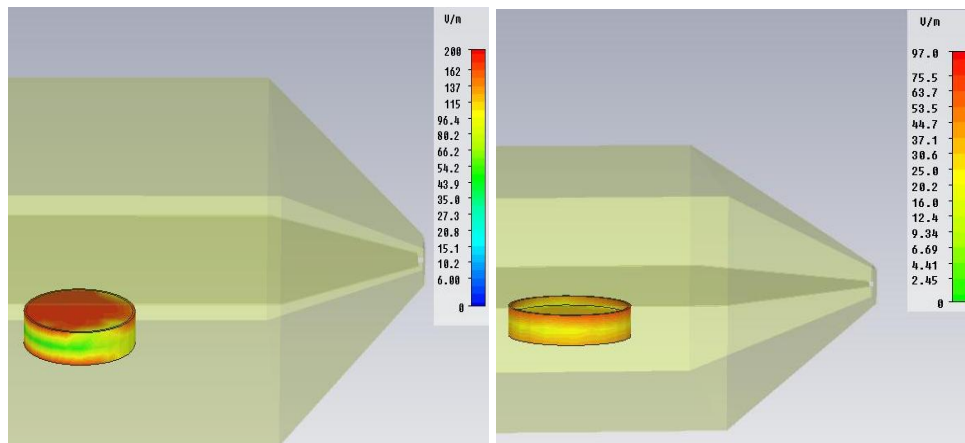


Fig. 4.14 Distribuția câmpului electric în proba de apă în cazul vasului umplut la 2/3 (stânga), respectiv complet umplut (dreapta)

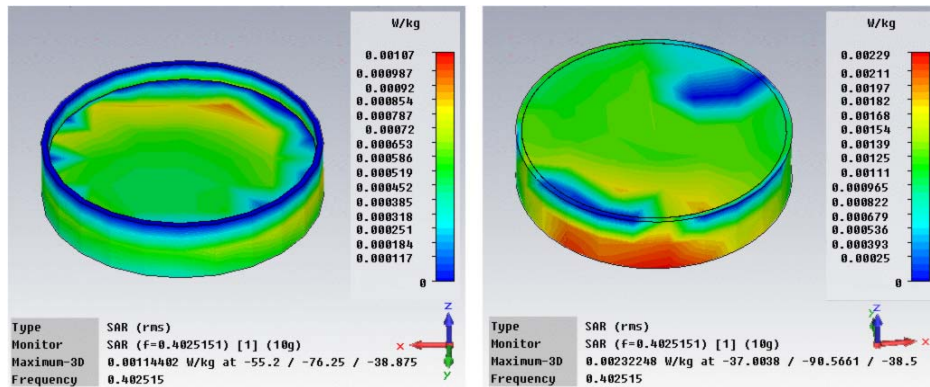


Fig. 4.15 Distribuția SAR la 402 MHz în apă distilată, pentru 66% conținut de apă (stânga) și pentru grad de umplere 100% (dreapta)

Figura 4.15 prezintă distribuția SAR în două volume de apă distilată la frecvența medie a benzii de lucru a celulei TEM (402 MHz). SAR s-a calculat prin medierea pe 10g de lichid în două cazuri: vasul Petri umplut în proporție de 66% și, respectiv, complet umplut. Se observă că SAR este mai mare în volumul mai mare, după cum a rezultat și din AC. Apoi am încercat să observ efectul plasării încă unui vas în celula TEM (figura 4.16). Din motive constructive, acesta nu poate fi plasat simetric față de primul, deasupra septumului, ci, de asemenea, sub septum.

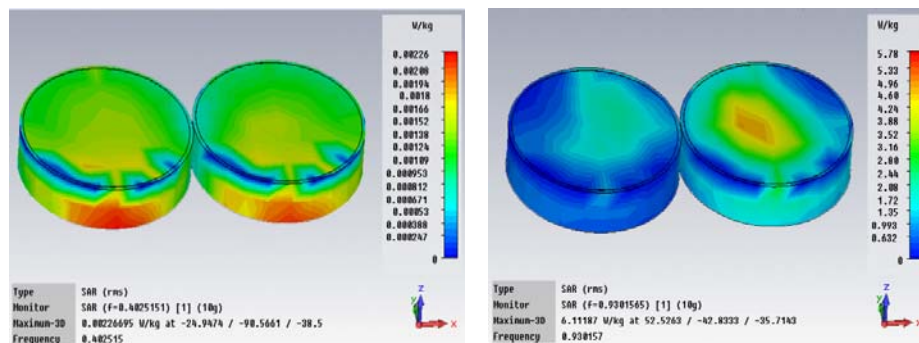


Fig. 4.16 Efectul plasării a două vase Petri în celula TEM. Frecvența de expunere: 402 MHz (stânga) și, respectiv, 930 MHz (dreapta)

Se observă că distribuția SAR se schimbă față de cazul folosirii unui singur vas, însă distribuțiile în cele două sunt similare la frecvența de 402 MHz. La frecvențe mai mari însă (la 930 MHz) apar diferențe de absorbție semnificative. Aceste diferențe se datorează în principal faptului că distribuția câmpului în celulă nu mai este uniformă la frecvențe peste 800 MHz.

4.1.5. Evaluarea incertitudinii de măsurare

Întrucât măsurarea parametrilor de împrăștiere este afectată de erori (sistematice, de drift, aleatoare) am încercat să cuantific erorile sistematice în cazul metodei folosite. Pentru aceasta, am descărcat, de pe site-ul Agilent, un calculator

al incertitudinii de determinare a parametrilor S. Ca date de intrare ale aplicației am avut: puterea de intrare (12 dBm), banda de rezoluție a analizorului (1kHz), metoda de calibrare aleasă (SOLT) și kitul de calibrare folosit (85052B). Pentru datele menționate, s-a determinat incertitudinea de măsurare a parametrilor S, atât pentru modul, cât și pentru fază. În figura 4.15 sunt redată incertitudinile pentru modulul parametrilor S, întrucât acesta ne-a interesat în cazul puterii absorbite în probele expuse.

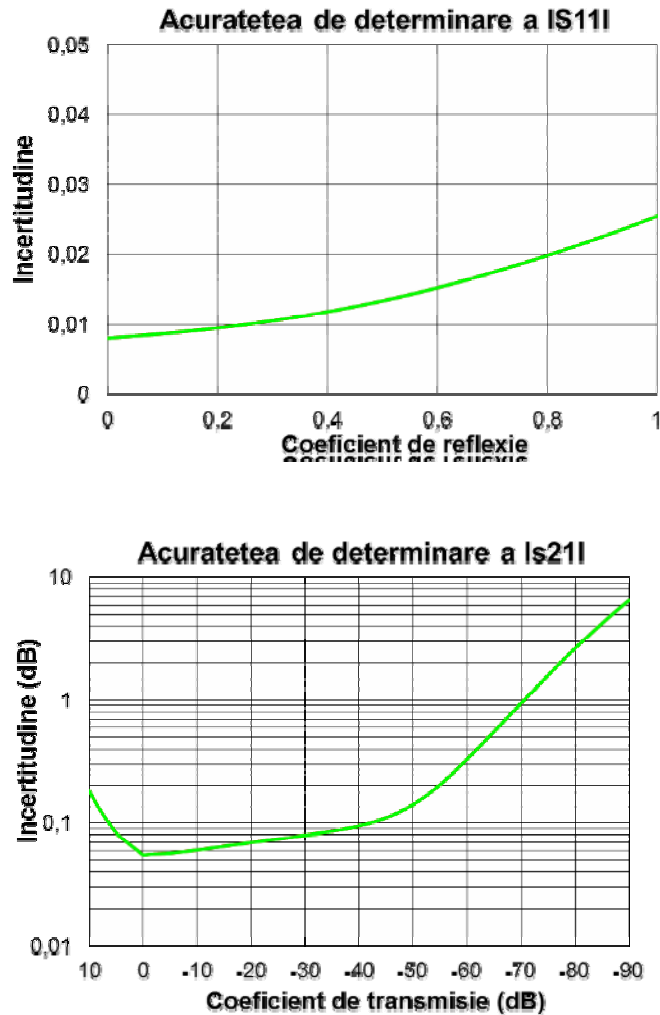


Fig. 4.17 Incertitudinile de determinare a $|s_{11}|$ și $|s_{21}|$

Conform figurii 4.5, valoarea cea mai mare a coeficientului de reflexie măsurat în banda 0,1 – 1 GHz, este -9,6 dB, ceea ce corespunde unei valori absolute de 0,3311311. Conform graficelor din 4.17, această valoare se cunoaște cu

o incertitudine de $\pm 0,0107574$. Pentru coeficientul de transmisie, cea mai mică valoare în aceeași bandă este -0.682 dB (adică 0.9244852 în valori absolute). Incertitudinea cu care aceasta se cunoaște este de $\pm 0,05488$ dB (adică $\pm 0,0058$ în valori absolute).

Prin urmare, dacă s_{11} se cunoaște cu incertitudinea de $\pm 0,0107$ și s_{21} se cunoaște cu incertitudinea de $\pm 0,00584$, iar puterea absorbită este dată de relația (4.8), fracțiunea de putere absorbită (P_a/P_{inc}) va fi cunoscută cu o incertitudine dată de formula compunerii incertitudinilor. Pentru valorile anterior considerate ale parametrilor de împrăștiere, se obține incertitudinea de determinare a fracțiunii de putere absorbită ca fiind: ± 0.34398 .

În plus, valorile parametrilor S , în general, dar și ale altor mărimi de interes, determinate pe cale numerică, depind în mare măsură de grila de discretizare. În figura 4.18 sunt prezentate, comparativ, rezultatele simulării cu două grile de discretizare, una foarte fină și una mai grosieră.

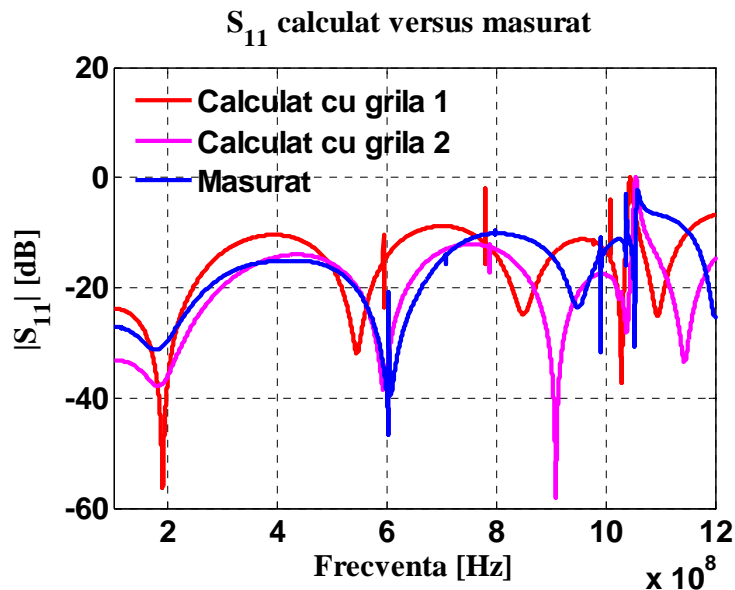


Fig. 4.18 Variația parametrului de reflexie, s_{11} , cu discretizarea spațială

Se pot observa variații ale parametrului de reflexie de aproximativ 5 dB sau chiar mai mari în funcție de grila de discretizare folosită.

Un alt parametru important în obținerea unor rezultate cu acuratețe foarte bună îl constituie criteriul de eroare impus la rularea programului (fig. 4.19), în câmpul „Accuracy”. De exemplu, stabilirea unei valori de -80 dB în câmpul de acuratețe, face ca execuția programului să se oprească doar în momentul în care energia în domeniul analizat a scăzut cu 80 dB față de valoarea maximă. Pe de altă parte, stabilirea unui nivel de acuratețe foarte ridicat, presupune timpi de rulare foarte mari (aproximativ zece zile pe un computer Intel Core Duo la 2.66 GHz și 2GB RAM).

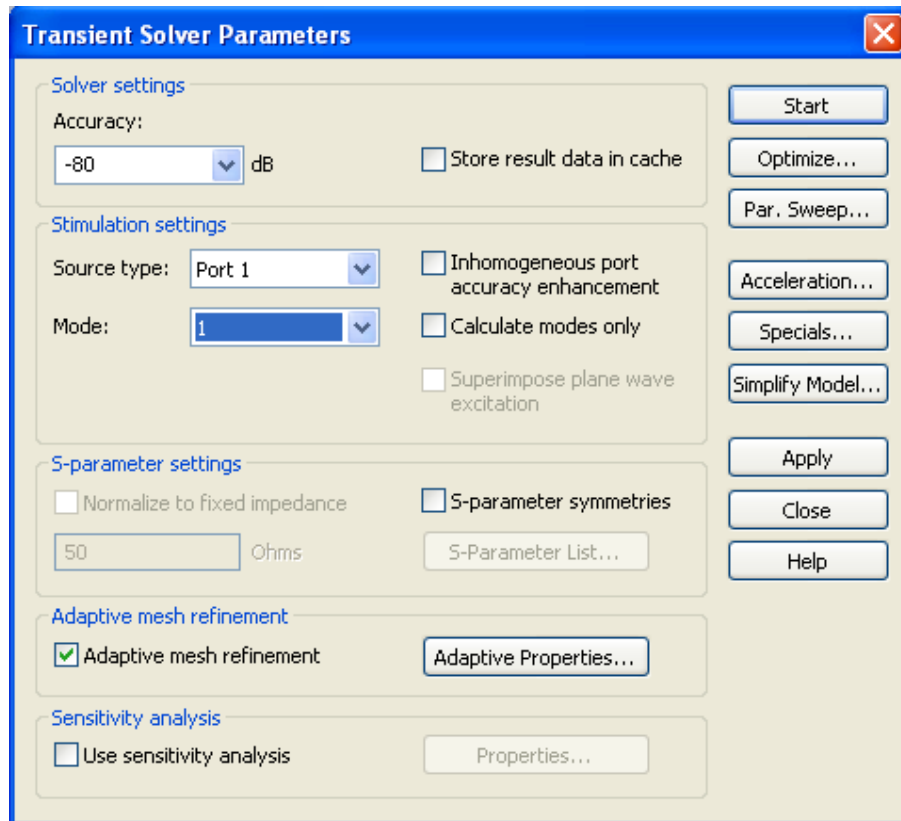


Fig. 4.19 Stabilirea nivelului de acuratețe în CST Microwave Studio

4.2. Efecte citogenetice ale iradierii cu unde de radiofrecvență în cazul expunerii controlate a probelor vegetale

Efectele biologice termice produse de câmpurile de RF sunt deja bine cunoscute și reprezentate în literatură, iar mecanismul lor este înțeles și explicat (energia electromagnetică se transformă în căldură, variația de temperatură inducând bioefectul termic). Afirmația nu este însă valabilă pentru efectele nontermice. Activitatea biologică determinată de expunerea în câmpurile electromagnetice de radiofrecvență/microunde slabe (nontermice) nu se datorează unei interacțiuni energetice (zgomotul termic al țesuturilor acoperă aportul de energie termică de la câmp), ci unei interacțiuni informaționale.

Baza de date experimentale internaționale este vastă și permite clasificarea efectelor biologice la nivel macromolecular și celular, astfel [104]:

- efecte asupra macromoleculilor;
- efecte asupra organitelor celulare;
- efecte la nivelul microorganismelor;
- efecte asupra celulelor somatice ale mamiferelor;
- efecte asupra transformării celulelor și celulelor tumorale;
- efecte asupra geneticii celulare.

Paleta de efecte raportate experimental în fiecare categorie este extrem de variată și este trecută în revista în [50], [104], [105]. Cele mai interesante efecte sunt cele apărute la nivel celular, în speță cele considerate nontermice. Multe dintre studiile in vivo pe celule procariote și eucariote au eșuat în a revela existența unor efecte directe genotoxice sau mutagene datorate expunerii în câmpuri slabe de radiofrecvență (inclusiv microunde). Aceste rezultate sunt convergente cu baza de date experimentale care evidențiază că radiația de microunde nu produce alterări genetice care să inițieze dezvoltarea neoplasmelor. Din contra însă, studiile in vitro sugerează că radiația slabă de radiofrecvență (microunde) poate altera proprietățile structurale și funcționale ale membranei celulare care declanșează răspunsurile celulare [105]. Pe aceasta bază s-a făcut ipoteza [106] că membrana celulară ar fi ținta primară a radiației nontermice de radiofrecvență/microunde, în special când câmpul electromagnetic este modulată în amplitudine de către semnale de frecvență extrem de joasă. Alterările induse de câmpurile slabe de radiofrecvență/microunde ar putea cauza o multitudine de modificări fiziologice în celule, modificări deocamdata prea puțin cunoscute.

Pentru a se putea valida observațiile care indică sensibilitate biologică la câmpuri electromagnetice având energii mai mici decât cele corespunzătoare energiei termice (kT) a structurilor atomice și moleculare, Adey a propus o teorie [106] într-o secvență ierarhică de 3 pași. Detecția/traducerea semnalului electromagnetic slab are loc la nivelul membranei celulare, urmează o amplificarea acestuia prin cuplarea semnalelor de la suprafață către interiorul celulei (prin inducerea unei cascade enzimatice) și în final, printr-un mecanism nuclear de mediere, are loc un proces de transcriere genetică.

Efectele evidențiate experimental la nivelul membranei celulare sunt:

- efecte asupra canalelor ionice: scăderea vitezei de formare a canalelor; scăderea frecvenței deschiderii unui singur canal [105];
- efecte asupra transportului de cationi (Na⁺, K⁺, Rb⁺) [107]; acest efect a fost raportat pentru o plajă largă de valori ale SAR (0.2- 200) W/kg și în banda

largă de frecvențe (27 MHz- 10 GHz); un aspect neobișnuit al efectului este că el apare pe un domeniu limitat de temperaturi (17,7°C - 25°C), sugerând implicarea unei "ferestre de temperatură";

- efecte asupra fluxurilor ionice/pompelor ionice, atribuite interacțiunii cu moleculele membranare conținând ionii respectivi;
- tranziții de fază induse de radiația de radiofrecvență în veziculele lipidice, cu participarea radicalilor liberi;

- efluxul ionilor de Ca²⁺ din celulele nervoase și din țesutul cerebral, la expunerea in vitro în câmpuri de radiofrecvență modulate în amplitudine de către semnale de frecvență extrem de joasă;

- efecte asupra legării unor liganzi specifici de chemoreceptorii olfactivi ai șobolanilor, în cazul iradierii cu undă continuă sau în impulsuri, pentru valori ale SAR între 1 - 100 W/kg.

Efectele de traducere a semnalelor sunt:

- scăderea activității protein-kinazei ciclice AMP independente, ca răspuns la iradierea cu câmp de radiofrecvență modulat în amplitudine cu frecvențe extrem de joase [108];

- creșterea activității ornithin-decarboxilazei din celulele de melanom uman și de hepatom de șobolan și din fibroblastele de șoareci, pentru diverse tipuri și valori ale modulației câmpului;

Efectele cromozomial-genetice includ:

- translocății, aberații structurale, poliploidie și alipiri. Acestea sunt prezentate detaliat în [50].

Întrucât plantele prezintă celule mai simple iar efectele celulare și moleculare se pot evidenția prin metode mai puțin sofisticate, în ultimele două decenii au apărut studii de efecte ale radiofrecvențelor asupra țesuturilor vegetale. Au fost studiate efectele iradierii asupra plantelor însă, deocamdată, cu precădere spre a identifica efectele nocive ale iradierilor. Efectele biologice ale radiațiilor electromagnetice prezente în mediu (poluarea electromagnetică) asupra vegetalelor au fost raportate de cercetători abia relativ recent [109], [110]. În [111] au fost expuse plante de *Lemna minor* la radiații cu frecvența de 900 MHz și s-a observat că, în urma expunerilor timp de 2h, creșterea plantelor s-a redus semnificativ în comparație cu cele de control (neiradiate). Tambiev [112] a enumerat o serie de efecte asupra microorganismelor fotosintetice și plantelor datorită expunerii la radiații de extrem de înaltă frecvență (EHF) și de intensitate scăzută. Tkalec [113] a raportat pentru semințele de *Allium cepa* că rata de germinare și lungimea rădăcinii plantelor nu au fost afectate de expunerea în undă continuă la frecvența de 900MHz, însă în urma expunerii în undă modulată, pe aceeași frecvență, timp de 4h, a crescut indicele mitotic, comparativ cu probele neiradiate. S-a raportat în plus creșterea procentului de anomalii la cele iradiate față de martor.

Recent [114] s-au investigat efectele microundelor de putere mică asupra germinării și creșterii unor semințe. În lucrarea amintită s-au folosit microunde din banda X, modulate cu 1 kHz și s-au variat puterea și timpul de expunere. Eșantioanele de semințe utilizate au fost: *Triticum aestivum*, *Cicer arietinum*, *Vigna radiata* și *Vigna Aconiti-folie*. Germinarea semințelor, înălțimea plantelor, lungimea rădăcinii și masa de substanță uscată (biomasa) au fost determinate și comparate cu cele ale semințelor de control. Efectele s-au dovedit a fi stimularea germinării și creșterea vigoriei răsadurilor de plante în cazul expunerilor la puteri mai mari și la durate de expunere prelungite. O dată cu creșterea frecvenței și a densității de putere însă, s-a constatat un efect de reducere a germinării semințelor și a vigoriei răsadurilor. Efectele biologice au variat în funcție de natura semințelor.

Nucleul celulei vegetale poate face să pară acțiunea radiației electromagnetice drept sursă de aberații cromozomiale și mutații genetice ulterioare. În studiul întreprins de Răcuciu [115] s-a investigat capacitatea undelor cu frecvența de 900 MHz de a influența procesul de germinare, indicele mitotic și procentul aberațiilor cromozomiale apărute la porumb (*Zea mays*), în cazul iradierii slabe, nontermice, a semințelor, anterior germinării lor. Continuând ideile din acest din urma articol, în acest subcapitol vom prezenta rezultatele originale obținute, în urma expunerilor la frecvențe diferite, pentru durate diferite și la densități de putere diferite, cu privire la efectele citogenetice ale iradierilor controlate ale semințelor de porumb înainte de germinare.

4.2.1. Sistemul de expunere controlată a semințelor de porumb

Pentru expunerea semințelor de porumb s-a utilizat o celulă TEM comercială, modelul IFI CC-104SEXX. Dimensiunile celulei sunt prezentate în figura 4.20 și sintetizate în tabelul 4.3 [67]

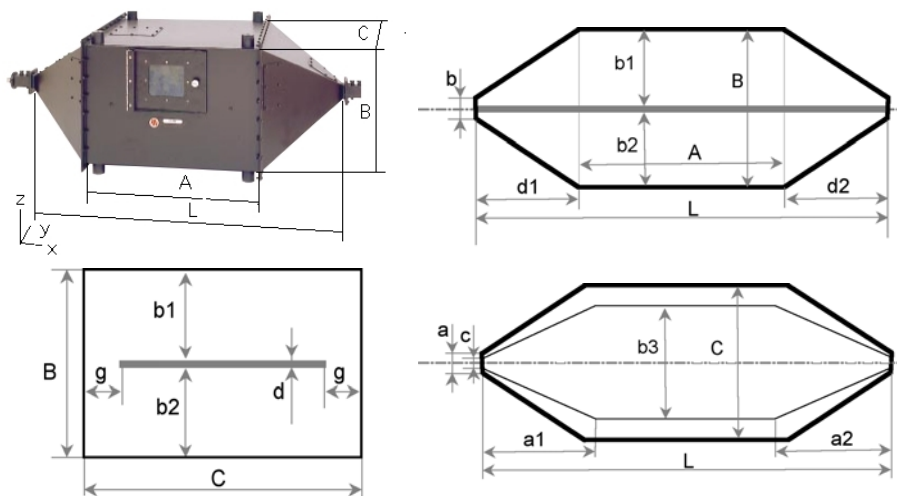


Fig. 4.20 Geometria celulei TEM IFI CC-104SEXX

Impedanța caracteristică a celulei este 50Ω . Pe pereții interiori ai celulei sunt plasate 6 plăcuțe de ferită, cu scopul de a îmbunătăți uniformitatea câmpului. Tot în acest scop sunt plasate în secțiunea piramidală de la ieșirea celulei TEM 6 piramide absorbante, după cum este ilustrat în figura 4.21.

Tabelul 4.3. Dimensiunile celulei TEM IFI CC-104SEXX

Dimensiune [mm]	TEM cell model IFI CC 104
A	450
B	450
C	450

L	850
a	25
b	25
c	19
a1=a2	225
b1=b2	224
b3	380
d	2
d1=d2	200
g	35

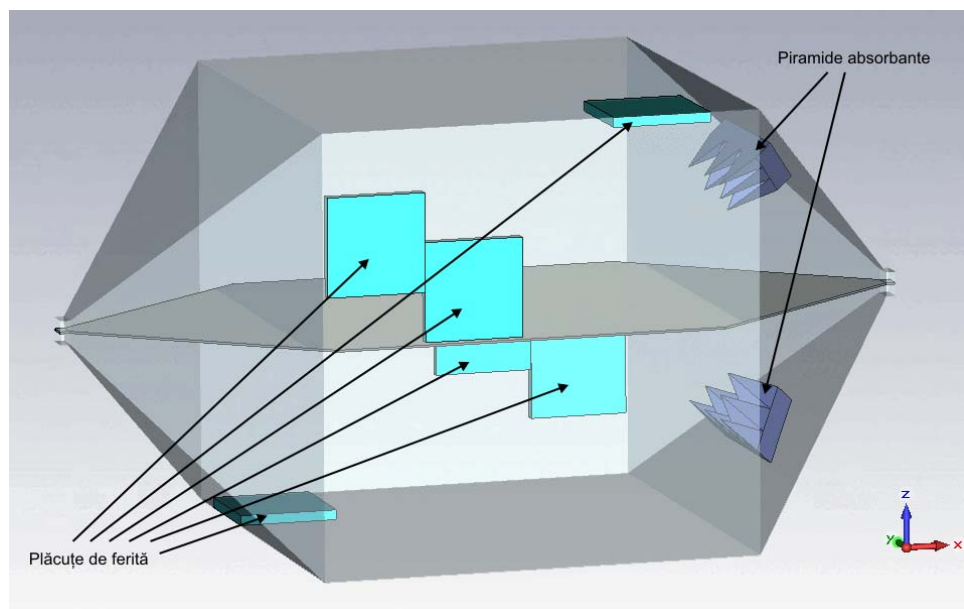


Fig. 4.21 Modelul CAD al celulei TEM IFI CC-104SEXX

Montajul experimental (Fig. 4.22) cuprinde:

- la portul de intrare: un generator de semnal RF (Hameg HM 3184-3), un amplificator de putere RF (Ophir 5150), un senzor de putere bidirecțional (Rhode & Schwarz FSH-Z44), conectat la un analizor de spectru (Rhode & Schwarz FSH3);
- la portul de ieșire: un senzor de putere (Rhode & Schwarz FSH-Z1), conectat la un analizor de spectru (Rhode & Schwarz FSH6) sau un PowerMeter RF;
- o sondă de temperatură fluor-optică ne-perturbativă, modelul Luxtron One (comandată cu soft-ul True Temp3), pentru măsurări termice (dozimetrie) în interiorul probelor expuse, în cazul expunerii de probe lichide.

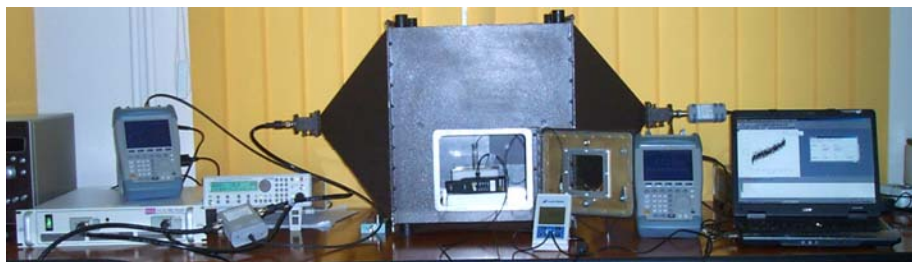


Fig. 4.22 Montajul experimental cu celula TEM IFI CC-104SEXX

Acest montaj permite evaluarea energetică și dozimetrică a celulei și a probei. Semnalul de RF de la generator este amplificat de amplificatorul Ophir și aplicat la portul de intrare prin intermediul senzorului de putere bidirecțional, care măsoară atât puterea de intrare (P_{in}) cât și puterea reflectată (P_{refl}). Un alt senzor de putere, conectat la portul de ieșire măsoară puterea transmisă (P_{out}).

Celula a fost caracterizată și validată prin măsurări dozimetrice în [75]. Astfel, s-au determinat parametrii de împrăștiere ai celulei, atât prin simulare cât și prin măsurarea lor, considerând celula cu, respectiv fără, probă biologică în interior. S-a determinat puterea disipată (experimental și numeric). Rezultatele au fost convertite într-o măsură satisfăcătoare: valorile s_{21} au fost obținute cu o foarte bună convergență, iar s_{11} cu o convergență medie de sub 5 dB. Diferențele obținute în cazul parametrilor de reflexie se datorează și faptului că nu am avut acces la datele de material pentru ferite și piramidele absorbante și am ales date folosite uzual în literatură.

Probele biologice utilizate în prezentul experiment au fost grupuri de câte 15 semințe de porumb (*Zea mays*) având genofond uniform. Au fost utilizate 18 probe de câte 15 semințe cu mase aproximativ egale, ale căror parametri de iradiere sunt redați în tabelul 4.4. Semințele au fost expuse la trei frecvențe diferite (undă continuă de 600MHz, 1GHz și, respectiv, 2,5GHz) în celula TEM, modelul IFI CC-104SEXX. Iradierile s-au făcut pentru trei intervale de timp: 30, 60 și 180 minute. S-au ales trei puteri incidente: 2W, 10W și 17W. Expunerea în câmpul uniform prezent în celulă s-a făcut înainte de punerea la germinare a semințelor. Seturi de câte 15 semințe au fost expuse una câte una în aceeași poziție în celula TEM, semințele fiind așezate într-un balon de sticlă cu diametrul bazei de 27 mm. Vasul cu semințele a fost plasat pe un burete transparent la câmp electromagnetic în banda analizată, pentru a îndeplini condiția optimă de expunere, aceea de plasare a probei la jumătatea distanței dintre septum și podeaua celulei TEM. Ulterior iradierii, semințele au fost puse la încolțit, apoi a urmat un protocol biologic descris în paragraful 4.2.3.

Tabelul 4.4. Caracterizarea expozimetrică a probelor de porumb

Proba nr.	Masa (g)	Frecvența (GHz)	Timp (min.)	Putere (W)
1	3.3	1	60	10
2	3.2269	1	30	10
3	3.2388	1	180	10
4	3.1143	1	30	17
5	3.1845	1	60	17
6	3.1501	1	180	17
7	3.0724	2.5	60	10

8	3.2064	2.5	30	10
9	3.2951	2.5	180	10
10	3.2022	0.6	180	10
11	3.2507	0.6	60	10
12	3.2174	0.6	30	10
13	3.1739	0.6	180	2
14	3.2977	0.6	60	2
15	3.291	0.6	30	2
16	3.3277	2.5	180	2
17	3.1838	2.5	60	2
18	3.3535	2.5	30	2

4.2.2. Dozimetria experimentală și teoretică în probele vegetale

Dozimetria experimentală s-a efectuat măsurând parametrii de reflexie și transmisie, s_{11} și s_{21} , la porturile celulei TEM cu un analizor vectorial, model ZNB de la Rohde&Schwarz (fig. 4.23) și determinând în primă etapă puterea absorbită în probă și, ulterior, SAR aferent (prin împărțirea puterii absorbite la masa probei).

Puterea absorbită s-a determinat după metoda prezentată în subcapitolul 4.1.4. În tabelul 4.5 sunt indicate valorile SAR calculate și, de asemenea, valorile absorbției specifice de energie, SA, exprimată în J/kg.

Tabelul 4.5. Valorile experimentale ale ratei specifice de absorbție a energiei și ale absorbției specifice ale probelor de porumb

Proba nr.	m (g)	f(GHz)	t (min.)	SAR(W/kg)	SA (J/kg)
1	3.3	1	60	0.60275	2169.9
2	3.2269	1	30	0.6164	1109.5
3	3.2388	1	180	0.61414	6632.7
4	3.1143	1	30	1.0858	1954.4
5	3.1845	1	60	1.0618	3822.6
6	3.1501	1	180	1.0734	11593
7	3.0724	2.5	60	0.92481	3329.3
8	3.2064	2.5	30	0.88616	1595.1
9	3.2951	2.5	180	0.86231	9312.9
10	3.2022	0.6	180	0.28094	3034.1
11	3.2507	0.6	60	0.27675	996.29
12	3.2174	0.6	30	0.27961	503.3
13	3.1739	0.6	180	0.056689	612.24
14	3.2977	0.6	60	0.054561	196.42
15	3.291	0.6	30	0.054672	98.409
16	3.3277	2.5	180	0.17077	1844.3
17	3.1838	2.5	60	0.17849	642.57
18	3.3535	2.5	30	0.16946	305.02



Fig. 4.23 Celula TEM IFI CC-104SEX, văzută din spate, și analizorul vectorial de rețea R&S ZNB utilizat la dozimetria experimentală

Dozimetria teoretică s-a realizat prin simularea cu softul CST Microwave Studio a propagării undelor prin probele vegetale. S-a pornit de la valorile unor parametri reali ai semințelor și s-au modelat semințele sub forma unor cilindri cu raza de 3mm și înălțimea de 4.04 mm.

S-a pornit de la următoarele valori măsurate:

- masa medie a unei probe de 15 semințe = 3.227g;
- masa medie a unei semințe = 0.215g;
- volumul mediu al unei semințe = $1.144 \times 10^{-7} \text{ m}^3$;
- densitatea medie a unei semințe = 1880.7 kg/m^3 .

Parametrii dielectrici ai porumbului s-au preluat din [116].

În simulare nu s-a luat în considerare vasul de sticlă, întrucât am constatat [117] că prezența sa influențează neesențial rezultatele. Modelul numeric al celei TEM, cu boabele de porumb inserate, este prezentat în figura 4.24.

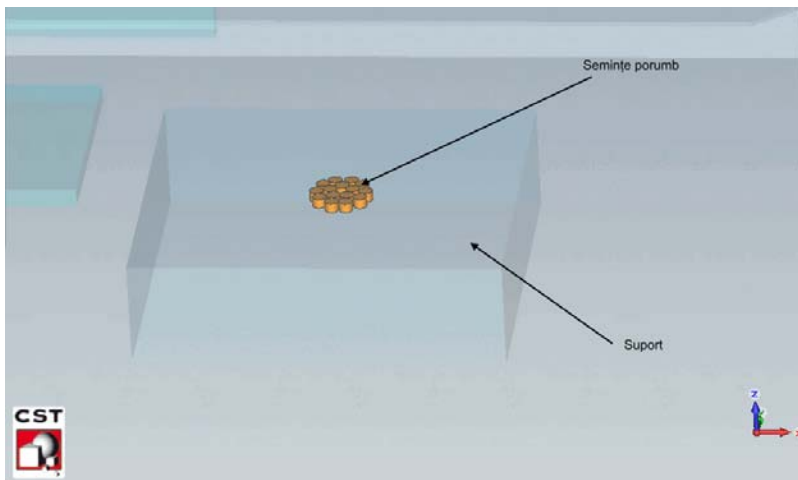


Fig. 4.24 Forma și dispunerea semințelor de porumb în modelul CAD al celei TEM IFI

4.2.3. Efectele iradierilor asupra mitozei celulare și aberațiilor cromozomiale

Semințele au fost lăsate să germineze post-iradiere, în condiții controlate de mediu, în laborator (temperatura: 24-25 °C), la întuneric, în cutii Petri cu hârtie de filtru îmbibată cu 10 ml apă distilată. În total s-au folosit 18 probe expuse și o probă martor (neiradiată). După germinare semințele cu rădăcinile de aprox. 2cm lungime au fost recoltate și introduse în soluție fixatoare (alcool etilic absolut / acid acetic glacial 3:1) pentru 24 ore, apoi semințele au fost conservate la frigider, în alcool etilic 70%. După perioada de conservare, au fost spălate cu HCl 1 N, timp de 5 minute, la temperatura camerei. Pentru hidroliză s-a folosit HCl 50% timp de 15 minute, la temperatura camerei. Colorarea s-a realizat cu colorant Carr la frigider timp de 24 ore. Lamele pentru citirea la microscop au fost realizate conform protocolului squash, citirea microscopică s-a realizat la 40x cu un microscop optic Optika. Numărarea celulelor normale și aberante aflate în procesul de diviziune a fost efectuată la microscop, luând în considerare toate fazele diviziunii celulare: profaza, metafaza, anafaza și telofaza.

Determinările citogenetice s-au făcut atât pentru probele iradiate cât și pentru proba martor, pentru comparație. Țesutul meristemelor rădăcinii în stadii ontogenetice timpurii ale semințelor germinate a fost analizat cu microscopul pentru vizualizarea cromozomilor celulari cu ajutorul metodei squash combinată cu tehnicile Fielgen [118]. A fost folosit un colorant modificat pentru a oferi o colorație selectivă a cromozomilor vegetali. Mitoza celulară și aberațiile cromozomiale au fost determinate prin examinare la microscop și numărare.

Indicele mitotic (*IM*) indică procentul de divizare a celulelor, iar indicele de aberație cromozomială (*IA*) reprezintă suma diviziunilor celulare aberante:

$$IM(\%) = \frac{\text{total} - \text{celule} - \text{in} - \text{diviziune}}{\text{total} - \text{celule} - \text{analizate}} \cdot 100 \quad (4.9)$$

$$IA(\%) = \frac{\text{total} - \text{aberații} - \text{cromozomiale}}{\text{total} - \text{celule} - \text{analizate}} \cdot 100 \quad (4.10)$$

Au fost realizate și micro-fotografii ale celulelor aberante. S-au obținut rezultatele experimentale prezentate în tabelul 4.6.

S-au utilizat următoarele notații: *I*-celule în interfază; *P*-celule în profază; *M*-celule în metafază; *A*-celule în anafază; *T*-celule în telofază; *IM*-indice mitotic; *IA*-indice aberații cromozomiale.

Tabelul 4.6. Sinteza efectelor citogenetice determinate în urma expunerilor

Proba nr.	Total celule analizate	<i>I</i> (%)	<i>P</i> (%)	<i>M</i> (%)	<i>A</i> (%)	<i>T</i> (%)	<i>IM</i> (%)	<i>IA</i> (%)
1	2472	1991	6	5	2	0	0.84951	38.10
2	2336	1709	12	4	1	0	1.15582	37.04
3	3810	3365	9	10	0	0	0.70866	29.63
4	2900	2612	14	24	8	0	1.93103	17.86
5	4220	3208	10	14	2	6	1.18483	36.00

6	2680	2120	16	9	4	0	1.15672	6.45
7	3745	3225	22	13	0	0	1.30841	28.57
8	3630	2998	30	16	6	2	1.84573	19.40
9	2685	1618	4	2	2	0	0.63315	52.94
10	4890	2970	18	9	9	6	0.92025	6.67
11	5740	5051	43	22	7	0	1.48084	15.29
12	5265	4470	41	18	8	8	1.55745	8.54
13	3494	3097	35	18	2	1	1.71723	6.67
14	4000	3385	47	28	4	6	2.325	8.60
15	4700	4024	54	31	16	14	2.6383	7.26
16	3810	3542	16	10	0	0	1.10236	38.10
17	4520	4118	44	25	1	0	1.68142	7.89
18	2350	2012	16	12	12	4	2.42553	22.81
martor	4440	4095	90	60	39	15	4.72973	2.86

În graficele de mai jos sunt cuantificate efectele observate. În figura 4.25 se observă că în toate cele 6 seturi de expuneri, la valori diferite ale SAR, pe măsura creșterii duratei de expunere, indicele mitotic scade. Rata diviziunii celulare este deci încetinită de expunerile mai lungi, indiferent de doză. Se poate constata, din aceeași figură, că există și o dependență de SAR, în sensul că valorile mai mari ale acesteia determină adesea scăderea mai puternică a indicelui mitotic la o aceeași durată de expunere. Totuși influența SAR asupra IM este cu mult mai slabă față de influența duratei de expunere.

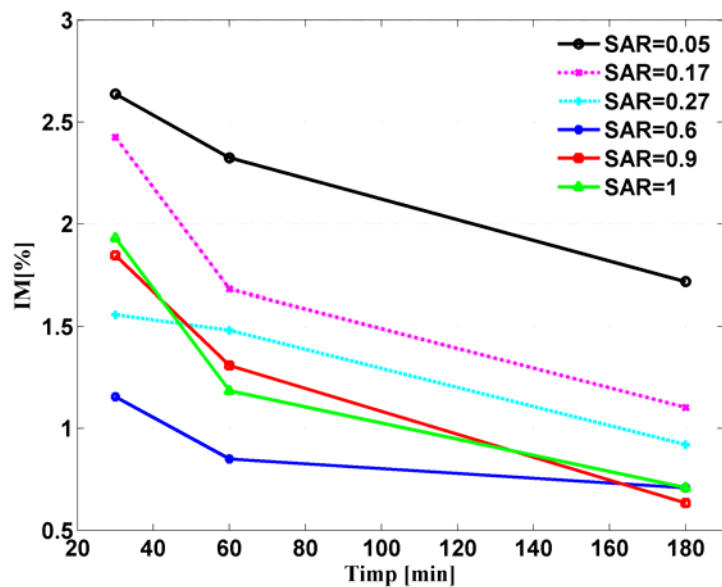


Fig. 4.25 Dependența indicelui mitotic de durata expunerii pentru șase valori diferite ale ratei specifice de absorbție a energiei

În figura 4.26 este reprezentată influența diferită a frecvenței de iradiere asupra *IM*. La o aceeași putere incidentă în celula TEM, cea mai mare frecvență utilizată, cea de 2.5 GHz, conduce la scăderea cea mai dramatică a *IM* cu durata expunerii, față de celelalte două frecvențe. Mitoza este, deci, cel mai puternic încetinită de frecvența cea mai mare. Raportul între lungimea de undă aferentă acestei frecvențe și dimensiunea seminței (absorbția de energie per sămânță) ar putea fi explicația acestei observații.

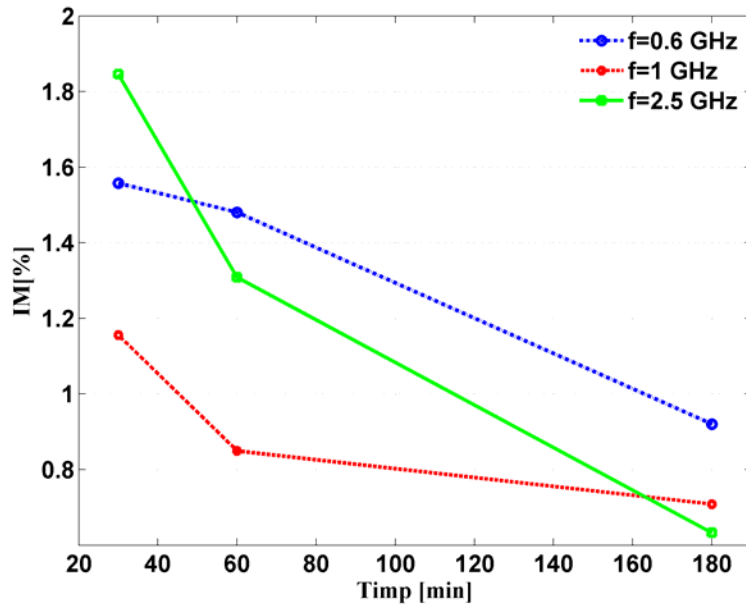


Fig. 4.26 Impactul modificării frecvenței de iradiere asupra indicelui mitotic ($P_{in}=10W$)

Pe de altă parte, indicele de aberații cromozomiale nu se poate corela nici cu durata expunerii și nici cu *SAR*, după cum se observă în figura 4.27.

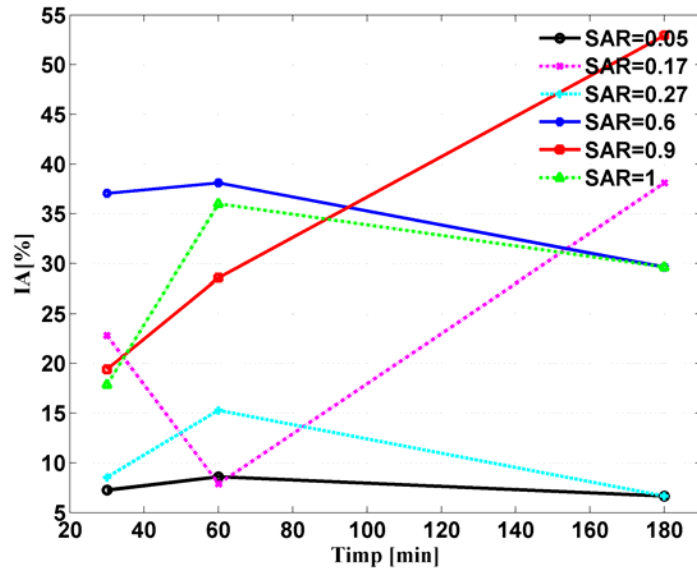


Fig. 4.27 Efectul duratei expunerii și a SAR asupra apariției aberațiilor cromozomiale

Procentul de aberații cromozomiale (figura 4.28) nu depinde de energia specifică absorbită în probe. Față de proba martor, care are cel mai mic indice IA , toate cele 18 probe expuse prezintă aberații cromozomiale în număr mai mare. Dintre ele, există câteva pentru care IA depășește cu cca. 50% valorile indicelui la proba neiradiată. Aceste observații indică clar efectul citogenetic al iradierii neionizante, însă acesta nu se poate corela nici cu durata expunerii, nici cu rata dozei și nici cu energia totală absorbită.

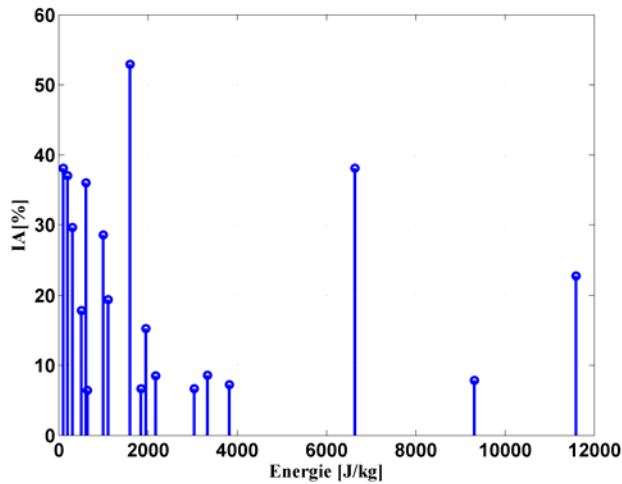


Fig. 4.28 Impactul absorbției specifice de energie asupra indicelui de aberații cromozomiale

Aberațiile cromozomiale apar mai pregnant la frecvențele mai mari – de 1GHz și 2.5GHz decât la 600MHz (figura 4.29), însă testul biologic utilizat nu are suficientă acuratețe pentru a concluziona cu exactitate asupra acestei dependențe.

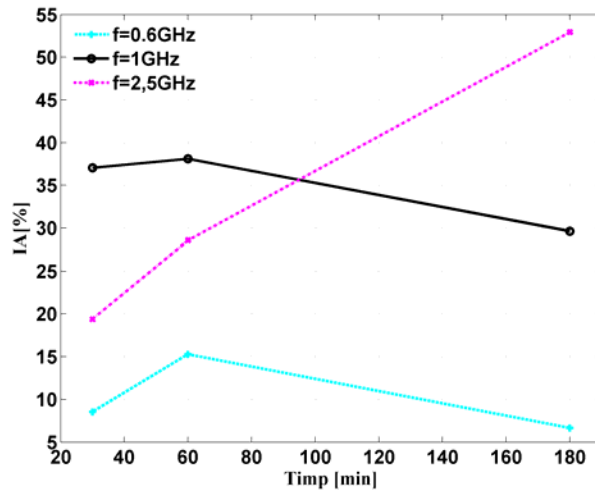


Fig. 4.29 Impactul modificării frecvenței de iradiere asupra indicelui de aberații cromozomiale ($P_{in}=10W$)

Figura 4.30 indică valorile IA în funcție de frecvență, grupate câte două pe două valori extreme ale SAR utilizate la frecvențele de lucru. Prin SAR mic am înțeles următoarele valori medii: 0,05 W/kg la 600 MHz, 0,6 W/kg la 1,2 GHz și 0,17 W/kg la 2,5 GHz, iar prin SAR mare am înțeles: 0,27 W/kg la 600 MHz, 1 W/kg la 1 GHz și 0,9 W/kg la 2,5 GHz. Așa cum se observă în figura 4.28, SAR mai mare nu este responsabil de un indice de aberații mai mare, însă efectul net de citogenicitate este legat mai degrabă de valoarea frecvenței. El nu se corelează deloc cu durata expunerii.

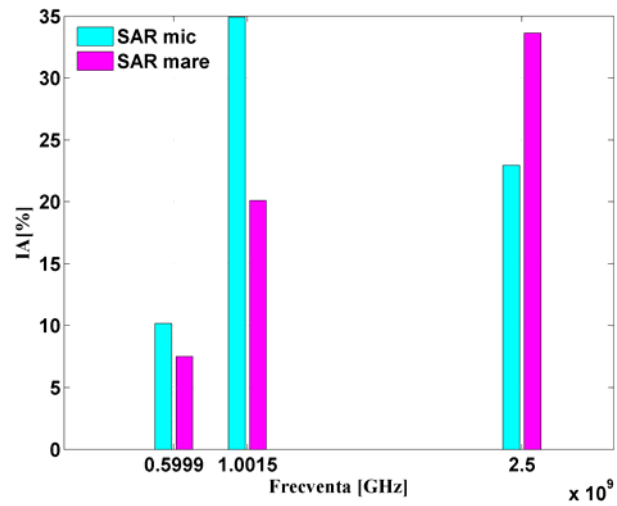
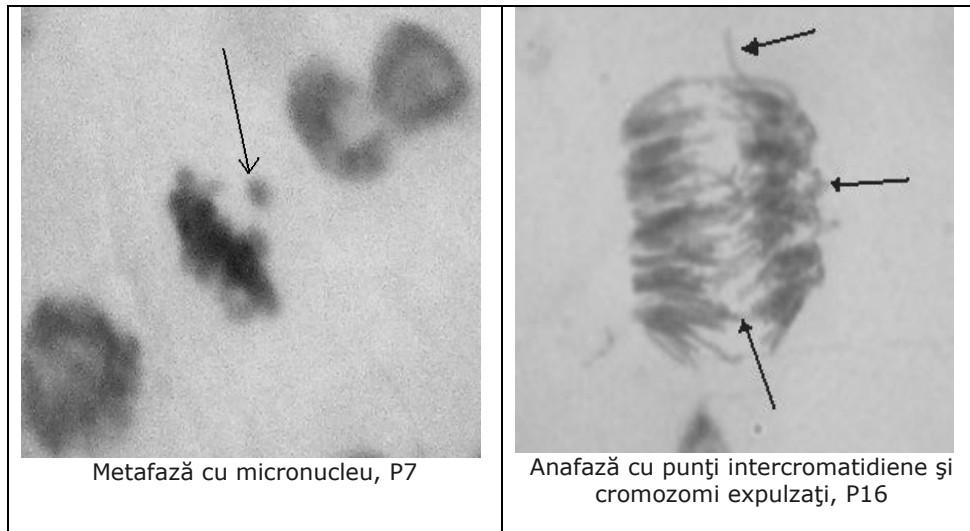


Fig. 4.30 Efectul frecvenței de expunere asupra aberațiilor cromozomiale

Mai jos se prezintă (figura 4.31) câteva micro-fotografii în care se observă aberații cromozomiale. Dintre acestea, predominanți au fost micronucleii în interfază.



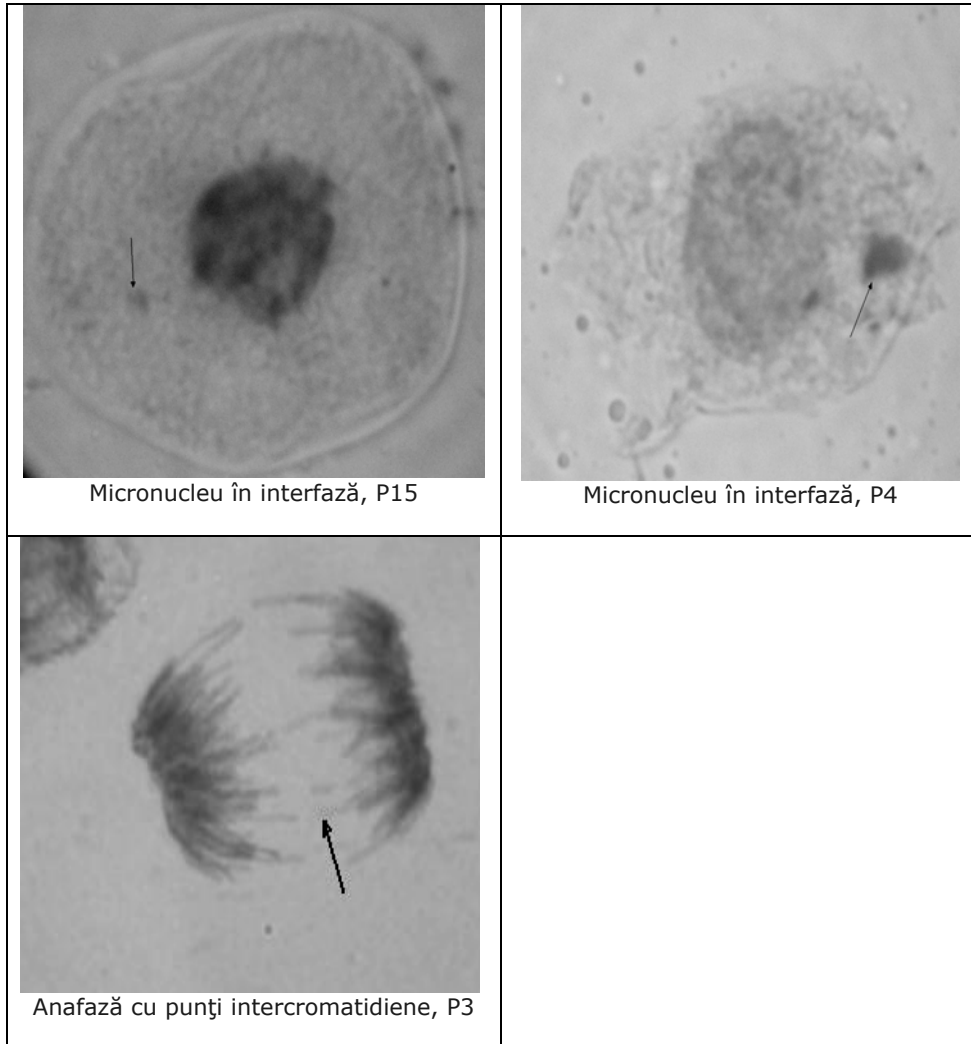


Fig. 4.31 Microfotografii ale unor aberații cromozomiale

5. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PROPRII

5.1. Concluzii

Rezultatele originale obținute în teză se referă în principal la caracterizarea duală – numerică și experimentală – a unui sistem închis de expunere controlată a probelor dielectrice/biologice, de tip celulă transversal electromagnetică, în vederea determinărilor dozimetrice de acuratețe în banda de frecvențe 100 MHz-1 GHz. Întrucât în toate experimentele care vizează evidențierea efectelor biologice ale expunerilor la câmp electromagnetic este absolut necesară cunoașterea atât a puterii absorbite de proba expusă, cât și a distribuției volumetrice a acesteia, iar tehnicile experimentale curente sunt incapabile de a oferi soluții viabile care să acopere întregul necesar de informație, o abordare duală a problemelor de dozimetrie de radiofrecvență reprezintă un optim. Problema acurateții și a reproductibilității este adesea punctul slab al multor abordări pluridisciplinare, așa cum este tema prezentei teze. Din această perspectivă, în toate stadiile de dezvoltare a lucrării, am urmărit în paralel dezvoltarea soluției computaționale pentru determinarea propagării undei electromagnetice în probe biologice urmată de validarea experimentală.

În prima fază am proiectat și realizat în laborator o celulă TEM de concepție proprie. Am caracterizat-o apoi în cazurile: a) celula fără sarcină (goală); b) celula cu sarcină (diverse probe lichide). Transmisia și reflexia au fost fenomenele inițial urmărite în validarea experimentală a simulării cu softul CST Microwave Studio. Rezultatele obținute în acest stadiu au fost foarte bune, găsindu-se în limita de incertitudine așteptată. În etapele următoare s-a trecut la analiza dozimetrică de acuratețe, caz în care, până la limita experimentală, s-au efectuat comparațiile între măsurările și calculele: valori și distribuții de câmp și valori de putere totală absorbită în probă. Rezultatele obținute și în această etapă au corespuns limitelor de acuratețe așteptate, astfel încât, în ultima etapă, s-a realizat numai simularea numerică, acolo unde tehnicile experimentale nu mai erau disponibile: este vorba de determinarea distribuției volumetrice a ratei specifice de absorbție a energiei în probele lichide și calculul valorilor SAR în concordanță cu standardele, adică valorile mediate pe 10 g sau pe 1 g de substanță. În plus, s-au putut identifica zonele de maximă absorbție, modul cum distribuția dozimetrică depinde de diverșii parametri ai expunerii etc. În această etapă am demonstrat versatilitatea metodei numerice în dozimetria de radiofrecvență, dar și limitările acesteia.

În a doua fază, cunoscând limitările obținute cu celula originală, în vederea eficientizării iradierii probelor biologice, s-a apelat la utilizarea unei celule TEM mai performante, comerciale, a cărei construcție a fost mai complexă și a dispus de utilizarea unor plăcuțe de ferită și de material radioabsorbant amplasat în anumite poziții geometrice în celulă, pentru creșterea gradului de uniformitate a câmpului incident. Noua celulă a fost modelată și au fost efectuate ulterior simulările de propagare a undelor radio în noile configurații experimentale, menite să evidențieze efecte biologice la nivelul țesuturilor vegetale.

Etapele de validare electromagnetică a celei de a doua celule TEM au condus la îmbunătățirea recurentă a parametrilor de simulare, astfel încât, la finalul

procedurii de validare, s-a obținut un model de acuratețe adecvată. Și în acest caz, rezultatele dozimetrice au fost convergente – în cazul experimental și numeric, fapt care a permis înaintarea în analiza dozimetrică de finețe numai cu ajutorul metodei computaționale. Practic, determinările de putere absorbită și distribuții ale SAR au permis extragerea unor concluzii interesante din experimentul biologic propriu-zis. Acest experiment a constatat în evidențierea efectelor citogenetice, materializate în determinarea indicelui mitotic și a indicelui de aberații cromozomiale la celulele vegetale de plante germinate din semințe de porumb preiradiate în celula TEM. Au fost aplicate configurații de iradiere diferite și dozările s-au efectuat, în fiecare caz în parte, cu o bună acuratețe, astfel încât s-au putut realiza unele legături între parametri de iradiere și efectele obținute. Marea majoritate a experimentelor având drept obiectiv efectul biologic au adesea parte de o caracterizare expozimetrică și dozimetrică neadecvată. Este pentru prima oară (în România) când un asemenea experiment complex este însoțit de o abordare pertinentă din acest punct de vedere. Din aceasta perspectivă, obținerea instrumentarului adecvat, în urma desfășurării cercetărilor în cadrul pregătirii doctorale de față, în vederea expunerilor controlate ale probelor biologice în celule TEM, cu asistare dozimetrică dublă – numerică și experimentală, este o realizare de succes din domeniul bioelectromagneticii de la noi din țară.

5.1.1. Concluzii privind modelarea numerică

Utilizarea unui software comercial de analiză de câmp, cum este și CST Microwave Studio, implică setarea unui număr mare de parametri, atât în faza de proiectare a modelului cât și în cea de rulare. Este importantă definirea corectă a parametrilor de material, alegerea potrivită a ecuațiilor de interpolare, astfel încât curbele ce descriu variația cu frecvența a parametrilor de material să corespundă celor experimentale.

De asemenea, este important ca modelul numeric să redea cât mai bine geometria reală a dispozitivului modelat.

Cel mai important parametru însă, în obținerea unor soluții cât mai realiste, îl constituie adoptarea unei grile de discretizare adecvate. Aceasta se poate stabili la nivel global, pentru întregul sistem analizat, sau se pot aplica grile locale, pentru diverse subsisteme. În funcție de finețea discretizării soluțiile obținute pot diferi substanțial, după cum se poate observa în figura 4.18 din paragraful 4.1.5. Găsirea metodei și grilei optime de discretizare nu este însă o problemă trivială. Din acest motiv CST Studio oferă posibilitatea de găsire a unui optim de discretizare în etapa de post-procesare, în funcție de parametri de interes.

5.1.2. Concluzii privind datele experimentale

Întrucât majoritatea determinărilor s-au bazat pe măsurarea parametrilor S , acuratețea rezultatelor depinde de exactitatea cu care se măsoară parametrii S . Ca atare, analizorul de rețea trebuie configurat și calibrat cu atenție. În plus, expunând probe biologice de volum mic, absorbția de energie în acestea este destul de redusă și, în consecință determinarea ei din parametri de împrăștiere mășurați poate fi afectată de erori destul de mari.

5.2. Contribuții proprii

➤ Am efectuat un studiu al metodei diferențelor finite în domeniul timp (FDTD) și am implementat metoda în Matlab pentru analiza propagării câmpului electromagnetic în medii uni- și bi-dimensionale, cu diverși parametri de material și mai multe forme de undă și frecvențe (cap. 3.1.5.2). Figurile 3.4 ÷ 3.8 sunt rezultatul codului pe care l-am scris în Matlab.

Scopul urmărit a fost acela de a putea determina pe cale numerică distribuția de câmp în diverse tipuri de materiale.

➤ Am proiectat și construit o celulă TEM utilizată pentru expuneri de probe biologice (cap. 4.1.1., fig. 4.2), în condițiile asigurării unui câmp incident de uniformitate ridicată, cu controlul precis al parametrilor de reflexie și transmisie, în mai multe configurații experimentale.

➤ Am urmărit validarea modelului creat prin determinarea comparativă, prin experiment și simulare, a câtorva parametri semnificativi pentru obiectivul urmărit, și anume:

- parametrii de împrăștiere ai celulei construite (cap. 4.1.2). Valorile obținute din măsurare și, respectiv, din simulare, au fost importate în Matlab și am obținut graficul comparativ din figura 4.5. Am investigat frecvențele de rezonanță ale modurilor superioare de propagare în incinta construită (sintetizate în tabelul 4.2) și am observat că, pe lângă frecvențele de rezonanță prezise de teoria ghidurilor de undă, apar și alte rezonanțe, explicabile doar prin influența dimensiunilor secțiunilor piramidale ale celulei TEM. Pe de altă parte, modurile de propagare superioare sunt slab excitate în celula goală (fără probă inserată).

- determinarea uniformității componenteii electrice a câmpului electromagnetic în celula construită: am adaptat o metodă de determinare a distribuției intensității câmpului electric folosită recent în literatură ([99]) la planul de interes, adică cel orizontal – în care se plasează proba biologică. Metoda se bazează pe perturbarea intenționată a distribuției câmpului electric, prin introducerea în celulă a unui element pasiv de împrăștiere a undelor. Dispozitivul de împrăștiere pasiv este de fapt un fir metalic introdus în celulă, având rolul de a reflecta o fracțiune din câmpul electromagnetic incident. Câmpul ecou produce o modificare a coeficientului de reflexie la portul de intrare al celulei (S_{11}) față de valoarea lui când celula este goală. Această abatere este direct legată de valoarea câmpului incident în punctul în care se găsește dispozitivul de împrăștiere pasiv. În vederea aplicării metodei, am efectuat 54 de orificii în podeaua celulei TEM, fiecare având diametrul de 1.8 mm (diametru la care orificiile nu se comportă ca fante radiante) pe o arie de 110 x 100 mm². Rezultatele sunt cele prezentate în figurile 4.7 și 4.8. Imprecizia măsurărilor este în primul rând legată de numărul relativ restrâns de măsurări. Firul metalic folosit pentru împrăștierea undelor a fost legat cu un fir de ață și suspendat în celulă la cele două distanțe alese deasupra septumului (pentru măsurări s-a folosit celula TEM răsturnată, cu podeaua în sus). Am efectuat 5 seturi de măsurări în fiecare dintre cele 54 de puncte și apoi le-am mediat pentru a elimina, parțial, efectul oscilațiilor mecanice. O altă sursă de incertitudine o constituie lungimea dispozitivului de împrăștiere folosit. Pentru a obține distribuția câmpului în plan, dispozitivul de împrăștiere trebuia să fie punctiform (de exemplu, o sferă cu diametrul de cca. 1 mm), iar poziționarea sa în cele 54 de puncte ar fi dat cu suficientă acuratețe distribuția în planul analizat. Dat fiind că s-a utilizat un fir metalic cu lungimea de 2,5 cm, distribuția determinată nu corespunde unui plan ci, mai degrabă, unui volum paralelipipedic având înălțimea egală cu lungimea firului.

Pe de altă parte, micșorarea lungimii firului metalic pentru a reduce volumul la o suprafață, ar fi însemnat obținerea unui câmp reflectat extrem de mic, sensibil la orice influență externă (de temperatură, vibrații etc) dar și foarte aproape de pragul de zgomot al analizorului de rețea. Pentru celula TEM, metoda adoptată este totuși, în prezent, cea mai adecvată pentru determinarea, cu o marjă de eroare acceptabilă, a distribuției de câmp electric. Am încercat, de asemenea, determinarea câmpului în celulă cu ajutorul unei sonde de câmp, recomandată în măsurările de câmp apropiat. Am constatat însă că erorile de determinare a distribuției câmpului sunt mai mari în acest caz.

- Din rezultatele obținute privind uniformitatea expunerii se observă o dinamică a valorilor de 1,6 dB la 100 MHz până la 3 dB la 930 MHz, în cazul simulării, și o dinamică de 7 dB la 100 MHz până la 10 dB la 930 MHz, în cazul determinării experimentale. Având în vedere neajunsurile menționate ale determinărilor experimentale și valorile obținute în simulare, se poate concluziona că celula construită poate fi utilizată cu succes în banda 100 – 1000 MHz.

- determinarea coeficientului de absorbție a radiofrecvențelor în patru probe dielectrice lichide (reprezentative pentru mediile biologice). S-au utilizat pentru expunere: etilen glicol, etanol, ser fiziologic și apă distilată. Lichidele au fost introduse pe rând în celulă, într-un vas de tip Petri, și s-a determinat atât pe cale experimentală cât și numerică, fracțiunea din puterea incidentă la intrarea celulei TEM, care este absorbită în probă (paragraful 4.1.4). Rezultatele comparative arată o bună concordanță între valorile determinate experimental și cele obținute din simulare. Am constatat că puterea absorbită și, în consecință, rata specifică de absorbție a energiei (SAR), cresc odată cu volumul expus. Pe de altă parte, pentru volume mici, puterea absorbită este de asemenea mică și poate fi afectată de erori semnificative, atât experimental, cât și computațional. Pentru volume mici este necesară setarea analizorului de rețea pentru obținerea unei dinamici cât mai mari, astfel încât valorile măsurate să fie deasupra pragului de zgomot. Din punct de vedere al analizei numerice, este, de asemenea, necesară impunerea unui prag de acuratețe foarte ridicat, astfel încât rezultatele să fie cât mai puțin afectate de erori de trunchiere. Durata de rulare însă crește semnificativ (timp de simulare de ordinul zilelor)

- Am determinat pe cale numerică puterea absorbită în cele patru probe, prin setarea parametrilor unui filtru auto-regresiv implementat în programul CST Studio. Valorile obținute cu și, respectiv, fără filtru, sunt similare, cu excepția faptului că activarea filtrului auto-regresiv duce la o scădere semnificativă a timpului de simulare (fig. 4.10).

- Am investigat distribuția de câmp la diverse frecvențe, pe cale numerică, și am observat influența volumului expus asupra excitării modurilor superioare de propagare (fig 4.13).

- Tot în paragraful 4.1.4 am investigat efectul plasării simultane a mai multor probe în celula TEM. Am inserat două vase de tip Petri, umplute cu apă distilată unul lângă altul și am constatat că distribuția SAR diferă în cele două probe, tot mai mult pe măsură ce frecvența câmpului crește (fig. 4.16).

- Paragraful se încheie cu un calcul de incertitudine privind determinarea puterii absorbite. Dat fiind că fracțiunea de putere absorbită am determinat-o din parametrii de împrăștiere (conform relației 4.8), eroarea de determinare a acesteia este semnificativ mai mare decât a parametrilor de împrăștiere măsurați. Graficele de incertitudine pentru parametrii de reflexie și transmisie le-am obținut cu ajutorul unei aplicații furnizate de producătorul analizorului de rețea (fig 4.17). Din datele

disponibile am determinat fracțiunea de putere absorbită cu o eroare de $\pm 34\%$, ceea ce, pentru metoda considerată, reprezintă o eroare (maximă) acceptabilă.

➤ Pentru iradieri cu puteri mai mari, am utilizat o celulă TEM comercială (paragraful 4.2). Aceasta a fost, de asemenea, modelată numeric în CST Microwave Studio. S-au utilizat ca probe biologice, 19 loturi de semințe de porumb, dintre care 18 au fost iradiate în celula TEM, la diverse puteri, frecvențe și timpi de expunere, iar un lot a fost martor (neiradiat). S-a efectuat analiza citogenetică a celor 19 loturi și am încercat stabilirea unor conexiuni între efectele biologice observate și parametrii de expunere. Parametrii biologici măsurați au fost indicele mitotic, *IM* (indice de diviziune celulară) și indicele de aberații cromozomiale, *IA*. Parametrii de expunere considerați au fost: frecvența câmpului (600, 1000 și, respectiv, 2500 MHz), timpul de expunere (30, 60, și, respectiv, 180 minute) și puterea incidentă (2, 10 și, respectiv, 17 W). Coroborând efectele biologice măsurate cu rezultatele simulării în CST Studio, am constatat următoarele:

- în toate cele 6 seturi de expuneri, la valori diferite ale *SAR*, pe măsura creșterii duratei de expunere, indicele mitotic scade. Rata diviziunii celulare este deci încetinită de expunerile mai lungi, indiferent de doză. S-a constatat și că valorile mai mari ale *SAR* determină adesea scăderea mai puternică a indicelui mitotic la o aceeași durată de expunere. Totuși influența *SAR* asupra *IM* este cu mult mai slabă față de influența duratei de expunere.

- la o aceeași putere incidentă în celula TEM, cea mai mare frecvență utilizată, cea de 2.5 GHz, conduce la scăderea cea mai puternică a *IM* cu durata expunerii, față de celelalte două frecvențe. Mitoza este, deci, cel mai puternic încetinită de frecvența cea mai mare. Raportul între lungimea de undă aferentă acestei frecvențe și dimensiunea seminței (absorbția de energie per sămânță/condiție de rezonanță geometrică) ar putea fi explicația acestei observații.

- indicele de aberații cromozomiale nu se poate corela nici cu durata expunerii și nici cu *SAR*. Procentul de aberații cromozomiale nu depinde de energia specifică absorbită în probe însă, față de proba martor, care are cel mai mic indice *IA*, toate cele 18 probe expuse prezintă aberații cromozomiale în număr mai mare. Dintre ele, există câteva pentru care *IA* depășește cu cca. 50% valorile indicelui la proba neiradiată. Aceste observații indică clar efectul citogenetic al iradierii neionizante, însă acesta nu se poate corela nici cu durata expunerii, nici cu rata dozei și nici cu energia totală absorbită.

- *SAR* mai mare nu este responsabil de un indice de aberații mai mare, însă efectul net de citogenicitate este legat mai degrabă de valoarea frecvenței. El nu se corelează deloc cu durata expunerii.

ANEXA A

Program Matlab pentru care implementează propagarea unui câmp sinusoidal, generat de o sursă punctiformă, într-un mediu bidimensional cu întindere infinită. Sursa nu este plasată în centrul domeniului analizat.

```
%propagare camp sinusoidal intr-un mediu bidimensional
clear all
clc
close all

%definire constante
Mx=250; My=250;
Mx1=20; Mx2=Mx-19;
My1=20; My2=My-19;
N=236;           %momente de timp

x=1:Mx;
y=1:My;
xx=1:Mx-1;
yy=1:My-1;
t=1:N;

lam0=10;        %cm
c=1;           %viteza normata;
dx=lam0/30;
dy=dx;
dt=dx/(sqrt(2)*c);
d1=dx; d2=dy;
%initializare campuri
ezx(x,y,t)=0;
ezy(x,y,t)=0;
ez(x,y,t)=0;
hx(xx,yy,t)=0;
hy(xx,yy,t)=0;
%sursa campului
c1=round(2*Mx/3);
c2=round(2*My/3);
f=1/(47*dt);
ezx(c1,c2,:)=sin(2*pi*f*t(:));
ezy(c1,c2,:)=sin(2*pi*f*t(:));
ezx2(c1,c2,:)=ezx(c1,c2,:);
ezy2(c1,c2,:)=ezy(c1,c2,:);

s=zeros(1,N);
s(:)=ezx(c1,c2,:);
figure(1)
plot(t,s)      %variatiia in timp a campului generat de sursa
xlabel('time samples')
```

```

ylabel('\itEz} [V/m]')
grid on

epsilon(x,y)=1;
miu=1;
sigx(x,y)=0;
sig_mx(xx,yy)=0;
sigy(x,y)=0;
sig_my(xx,yy)=0;

%definire perete absorbant (PML)
%daca Z=0, PML e dezactivat (cu Z am notat conductivitatea mediului
% absorbant)
Z=0.5;
sx1=Z;
sx2=Z;
sy1=Z;
sy2=Z;
sxm1=Z;
sxm2=Z;
sym1=Z;
sym2=Z;

%stanga jos
sigx(2:Mx1,2:My1)=sx1;
sigy(2:Mx1,2:My1)=sy1;
sig_mx(1:Mx1,1:My1)=sxm1;
sig_my(1:Mx1,1:My1)=sym1;
%stanga
sigx(2:Mx1,My1+1:My2-1)=sx1;
sigy(2:Mx1,My1+1:My2-1)=0;
sig_mx(1:Mx1-1,My1+1:My2-1)=sxm1;
sig_my(1:Mx1-1,My1+1:My2-1)=0;
%stanga sus
sigx(2:Mx1,My2:My-1)=sx1;
sigy(2:Mx1,My2:My-1)=sy2;
sig_mx(1:Mx1,My2:My-1)=sxm1;
sig_my(1:Mx1,My2:My-1)=sym2;
%dreapta jos
sigx(Mx2:Mx-1,2:My1)=sx2;
sigy(Mx2:Mx-1,2:My1)=sy1;
sig_mx(Mx2+1:Mx-1,1:My1)=sxm2;
sig_my(Mx2+1:Mx-1,1:My1)=sym1;
%dreapta
sigx(Mx2:Mx-1,My1+1:My2-1)=sx2;
sigy(Mx2:Mx-1,My1+1:My2-1)=0;
sig_mx(Mx2+1:Mx-1,My1+1:My2-1)=sxm2;
sig_my(Mx2+1:Mx-1,My1+1:My2-1)=0;
%dreapta sus
sigx(Mx2:Mx-1,My2:My-1)=sx2;
sigy(Mx2:Mx-1,My2:My-1)=sy2;
sig_mx(Mx2+1:Mx-1,My2:My-1)=sxm2;
sig_my(Mx2+1:Mx-1,My2:My-1)=sym2;
%jos

```

```

sigx(Mx1+1:Mx2-1,2:My1)=0;
sigy(Mx1+1:Mx2-1,2:My1)=sy1;
sig_mx(Mx1+1:Mx2,1:My1-1)=0;
sig_my(Mx1+1:Mx2,1:My1-1)=sym1;
%sus
sigx(Mx1+1:Mx2-1,My2:My-1)=0;
sigy(Mx1+1:Mx2-1,My2:My-1)=sy2;
sig_mx(Mx1+1:Mx2,My2+1:My-1)=0;
sig_my(Mx1+1:Mx2,My2+1:My-1)=sym2;

Caqx(1:Mx,1:My)=1;
Cb1qx(1:Mx,1:My)=1;
Cb2qx(1:Mx,1:My)=1;

Daqx(1:Mx-1,1:My-1)=1;
Db1qx(1:Mx-1,1:My-1)=1;
Db2qx(1:Mx-1,1:My-1)=1;

Caqy(1:Mx,1:My)=1;
Cb1qy(1:Mx,1:My)=1;
Cb2qy(1:Mx,1:My)=1;

Daqy(1:Mx-1,1:My-1)=1;
Db1qy(1:Mx-1,1:My-1)=1;
Db2qy(1:Mx-1,1:My-1)=1;

Caqx(:, :)=(1-
sigx(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :))./(1+sigx(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :)));
Cb1qx(:, :)=(dt./(epsilon(:, :)*d1))./(1+sigx(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :)));
Cb2qx(:, :)=(dt./(epsilon(:, :)*d2))./(1+sigx(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :)));

Daqx=(1-sig_mx(:, :)*dt/(2*miu))./(1+sig_mx(:, :)*dt/(2*miu));
Db1qx=(dt/(miu*d1))./(1+sig_mx(:, :)*dt/(2*miu));
Db2qx=(dt/(miu*d2))./(1+sig_mx(:, :)*dt/(2*miu));

Caqy(:, :)=(1-
sigy(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :))./(1+sigy(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :)));
Cb1qy(:, :)=(dt./(epsilon(:, :)*d1))./(1+sigy(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :)));
Cb2qy(:, :)=(dt./(epsilon(:, :)*d2))./(1+sigy(:, :)*dt./(2*epsilon(:, :)));

Daqy=(1-sig_my(:, :)*dt/(2*miu))./(1+sig_my(:, :)*dt/(2*miu));
Db1qy=(dt/(miu*d1))./(1+sig_my(:, :)*dt/(2*miu));
Db2qy=(dt/(miu*d2))./(1+sig_my(:, :)*dt/(2*miu));

%calcul ptr ez, hx si hy
for tt=2:N;

    kxx=[2:Mx-1];
    kky=[2:My-1];

    ppx=[1:Mx-1];
    ppy=[1:My-1];

    ezx(kxx, kky, tt)=Caqx(kxx, kky) .*ezx(kxx, kky, tt-1) +

```

```

    Cb1qx(kkx, kky) .* (hy(kkx, kky, tt-1) - hy(kkx-1, kky, tt-1));
    ezx(c1, c2, tt) = ezx2(c1, c2, tt);
    ezy(kkx, kky, tt) = Caqy(kkx, kky) .* ezy(kkx, kky, tt-1) -
    Cb2qy(kkx, kky) .* (hx(kkx, kky-1, tt-1) - hx(kkx, kky, tt-1));
    ezy(c1, c2, tt) = ezy2(c1, c2, tt);
    ez(kkx, kky, tt) = ezx(kkx, kky, tt) + ezy(kkx, kky, tt);

    hx(ppx, ppy, tt) = Daqx(ppx, ppy) .* hx(ppx, ppy, tt-1) -
    Db2qx(ppx, ppy) .* (ez(ppx, ppy, tt) - ez(ppx, ppy+1, tt));
    hy(ppx, ppy, tt) = Daqy(ppx, ppy) .* hy(ppx, ppy, tt-1) +
    Db1qy(ppx, ppy) .* (ez(ppx+1, ppy, tt) - ez(ppx, ppy, tt));

end

t1=232;

figure(2)
[x1, y1] = meshgrid(y, x);
h11 = surf(x1, y1, ez(:, :, t1), 'FaceColor', 'interp', ...
    'EdgeColor', 'interp', ...
    'AlphaDataMapping', 'none');
ylim([0 Mx])
xlim([0 My])
set(gca, 'FontSize', 16, 'FontName', 'Times New Roman', 'FontWeight', 'bold')
title('\bf{Ez [V/m]}', 'FontSize', 16, 'FontName', 'Times New Roman')
xlabel('Points on \it{x}\rm \bfdirection', 'FontSize', 16, 'FontName',
    'Times New Roman', 'FontWeight', 'bold')
ylabel('Points on \it{y}\rm \bf
direction', 'FontSize', 16, 'FontName', 'Times New
Roman', 'FontWeight', 'bold')
view(0, 90)
% set(gcf, 'Renderer', 'ZBuffer')
% print -dtiff -r300 cu_pml

figure(3)
a = size(ez(:, round(My/2), 60));
b = a(1);
s = zeros(N, b);
s(t1, :) = ez(:, round(My/2), t1);
% variatia pe directia x a campului, la momentul de timp t1=232;
plot(s(t1, :))
xlabel('space samples in \it{x} direction')
ylabel('\it{Ez} [V/m]')
grid on

```

ANEXA B

Program Matlab pentru determinarea uniformității câmpului electric într-un volum din celula TEM. Programul folosește parametrii de împrăștiere măsurăți cu analizorul vectorial, după procedura descrisă în capitolul 4.1.3.

```
%determinarea distributiei de câmp electric intr-un anumit plan, în
$functie de parametrii S.
clc
clear all

[f_m, s11_m_gol_v1] = textread('m_s11_gol_v1.prn', '%n%n%[\n]',
    'delimiter', ',', 'headerlines', 2);
[f_m, s11_p_gol_v1] = textread('p_s11_gol_v1.prn', '%n%n%[\n]',
    'delimiter', ',', 'headerlines', 2);
s11_gol_v1=s11_m_gol_v1.*exp(1i*(pi/180)*s11_p_gol_v1);
s11_gol_v1=repmat(s11_gol_v1,1,54);

%*****
% prima tura de masuratori in planul 1 (notata v1)
%*****
a=[]; %matricea frecventelor
m1=[]; %matricea modulelor
p1=[]; %matricea fazelor
for k=1:54
    mod = ['m_s11_p' num2str(k) '_v1.prn'];
    fid = fopen(mod, 'rt');
    textData = fread(fid);
    %creez numele indexate pentru module
    mod_var = ['s11_m' num2str(k)];
    [f_m,mod_var]=textread(mod, '%n%n%[\n]', 'delimiter', ',',
        'headerlines', 2);

    fclose(fid);
    a=[a f_m];
    m1=[m1 mod_var];
    phi = ['p_s11_p' num2str(k) '_v1.prn'];
    fid = fopen(phi, 'rt');
    textData = fread(fid);
    phi_var = ['s11_p' num2str(k)]; %creez numele indexate pentru faze
    [f_m,phi_var]=textread(phi, '%n%n%[\n]', 'delimiter', ',',
        'headerlines', 2);

    fclose(fid);
    p1=[p1 phi_var];
end
s11_v1=m1.*exp(1i*(pi/180)*p1);
dif_v1=s11_gol_v1 -s11_v1;
dif_v1_db=20*log10(abs(dif_v1));

%*****
% urmeaza încă 4 ture de masuratori, notate de la v2 la v5, neredate in
```



```

% anexa.
%*****

%*****
% calculul valorii medii
%*****
med_s11_gol=(s11_gol_v1+s11_gol_v2+s11_gol_v3+s11_gol_v4+s11_gol_v5)/5;
%vector
med_s11=(s11_v1+s11_v2+s11_v3+s11_v4+s11_v5)/5; %vector
dif_med=med_s11-med_s11_gol; %vector
abs_med_s11=20*log10(abs(dif_med));

%*****
% harta pt camp
%*****
%in dB campul e de 2 ori mai mic decat param S
E_jap_db_tot=abs_med_s11/2;
%am calculat campul in centrul grilei de puncte si il iau ca referinta
E_mean=(E_jap_db_tot(:,23)+E_jap_db_tot(:,32))/2;
E_mean=repmat(E_mean,1,54);
dif_E_jap=E_jap_db_tot-E_mean;

%creare grila puncte in care am masurat
puncte=[1:9;10:18;19:27;28:36;37:45;46:54];
% "vedere" a grilei de puncte in pozitie normala a cutiei (nu in
% pozitia in care am masurat)
puncte=rot90(puncte,2);
% valoare camp la o frecventa data
% f= 100 MHz (prima linie din campul de frecvente)
E_100=dif_E_jap(1,:);
E_reshaped_100=E_100(puncte);
E_interp_100=interp2(E_reshaped_100,7, 'spline'); %valori interpolate,
pentru reprezentare grafica mai buna
E_jap_100=E_interp_100; %redenumire

figure(1)
surf(E_jap_100,'EdgeColor','none')
xlim([0 1025])
ylim([0 641])
xax=linspace(0,1025,9);
yax=linspace(0,641,8);
set(gca,'XTick',xax,'XTickLabel',{'-98', '-84', '-70', '-56', '-42',
'-28', '-14', '0', '14'})
set(gca,'Ytick',yax,'YTickLabel',{'-90', '-78', '-66', '-54', '-42',
'-30', '-18', '-6'})
set(gca,'FontSize',16,'FontWeight','bold')
view(0,90)
title('\bf{Distribuția experimentală a câmpului la 100 MHz}',
'FontSize',16,'FontName','Times New Roman')
xlabel('Coordonata pe direcția x [mm]','FontSize',16,'FontName',
'Times New Roman','FontWeight','bold')
ylabel('Coordonata pe direcția y [mm]','FontSize',16,'FontName',
'Times New Roman','FontWeight','bold')
colorbar('FontSize',16,'FontWeight','bold','FontName',

```

```

        'Times New Roman')
% adaug unitate de masura la colorbar
h = colorbar;
nlabel = get(h,'YTickLabel');
dB = repmat(' dB',length(nlabel),1);
nlabel = [nlabel dB];
set(h,'YTickLabel',nlabel,'FontName','Times New Roman','FontWeight',
    'bold','FontSize',16);
box on
set(gca,'activePositionProperty','position')
h1= get(gca,'XLabel');
pos1 = get(h1,'Position'); % citeste pozitia lui xlabel [x y z]
set(h1,'Position',pos1-[0 .07*pos1(2) 0]) % muta xlabel in jos
h2= get(gca,'YLabel');
pos2 = get(h2,'Position'); % citeste pozitia lui ylabel [x y z]
set(h2,'Position',pos2-[0.01*pos2(1) 0 0]) % muta ylabel in stanga
h3= get(gca,'title');
pos3 = get(h3,'Position');
set(h3,'Position',pos3+[0 0.01*pos3(2) 0])
print(gcf,'-dtiff','exp_1_100','-r300');
%*****
%importare si prelucrare a campului dat de CST;
[x1 y1 z1 reEx reEy reEz imEx imEy imEz] = textread('E_100.txt',
    '%n%n%n%n%n%n%n%n','delimiter',' ','headerlines',2);
E_abs_cst_100=sqrt(sqrt(reEx.^2+imEx.^2).^2+sqrt(reEy.^2+imEy.^2).^2+
    sqrt(reEz.^2+imEz.^2).^2);
a_100=[x1 y1 z1 E_abs_cst_100];
px=unique(x1);
py=unique(y1);
pz=unique(z1);
lpx=length(px);
lpy=length(py);
lpz=length(pz);
%creez matricea de puncte exportata de CST
px=px';
py=py';
pz=pz';
E_p_cst_100=[];

    for i=1:lpx,
        for j=1:lpy,
            for k=1:lpz,
                E_p_cst_100(i,j,k)=E_abs_cst_100(lpz*((i-1)*lpy+(j-1))+k);
            end
        end
    end
%creez matricea limitata doar la grila de masurare (aproximativa)
E_grila_cst_100=E_p_cst_100(29:41,5:13,3:8);
% mediez toate valorile dupa z
E_grila_med_cst_100=mean(E_grila_cst_100,3);
E_medz_100=E_grila_med_cst_100;
E_grila_med_cst_100=interp2(E_grila_med_cst_100,7, 'spline');
mijloc_db_100=20*log(abs(E_medz_100(7,5))/abs(E_medz_100(7,5)));
E_medz_db_100=20*log10(abs(E_medz_100)/abs(E_medz_100(7,5)));

```

```
dif_cst_100=E_medz_db_100-mijloc_db_100;
dif_cst_100=interp2(dif_cst_100,7, 'spline');

figure(2)
surf(dif_cst_100,'EdgeColor','none')
ylim([0 1537])
xlim([0 1025])
yax1=linspace(0,1537,9);
xax1=linspace(0,1025,13);
set(gca,'XTick',xax1,'XTickLabel',-100:10:20, 'FontSize',16,'FontName',
    'Times New Roman','FontWeight','bold')
set(gca,'Ytick',yax1,'YTickLabel',-90:10:-10,'FontSize',16,'FontName',
    'Times New Roman','FontWeight','bold')
set(gca,'FontSize',16,'FontWeight','bold')
title('\bf{Distribuția calculată a câmpului la 100 MHz}','FontSize',16,
    'FontName','Times New Roman')
xlabel('Coordonata pe direcția x [mm]','FontSize',16,'FontName',
    'Times New Roman','FontWeight','bold')
ylabel('Coordonata pe direcția y [mm]','FontSize',16,'FontName',
    'Times New Roman','FontWeight','bold')
view(0,90)
colorbar('FontSize',16,'FontWeight','bold','FontName',
    'Times New Roman')
h = colorbar;
nlabel = get(h,'YTickLabel');
dB = repmat(' dB',length(nlabel),1);
nlabel = [nlabel dB];
set(h,'YTickLabel',nlabel,'FontName','Times New Roman','FontWeight',
    'bold','FontSize',16);
box on
set(gca,'activePositionProperty','position')
h1= get(gca,'XLabel');
pos1 = get(h1,'Position');
set(h1,'Position',pos1-[0 .07*pos1(2) 0])
h2= get(gca,'YLabel');
pos2 = get(h2,'Position');
set(h2,'Position',pos2-[0.01*pos2(1) 0 0])
h3= get(gca,'title');
pos3 = get(h3,'Position');
set(h3,'Position',pos3+[0 0.01*pos3(2) 0])
print(gcf,'-dtiff', 'cst_1_100','-r300');
```

BIBLIOGRAFIE

- [1] Motomura T. et al., „Evaluation of systemic external microwave hyperthermia for treatment of pleural metastasis in orthotopic lung cancer model”, *Oncology Reports* vol. 24, pg. 591-598, 2010.
- [2] Dubois L. et al., „Temperature control and thermal dosimetry by microwave radiometry in hyperthermia”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol 44, Issue 10, pg 1755 – 1761, 1996.
- [3] Vorst A. V., Taurisano M. D., Stockbroeckx B., „Cellular telephones: Hazards or not?”, *Microwave Symposium Digest-IEEE MTT-S International*, vol. 2, pg. 937 – 940, 2000.
- [4] Kues H. A. et al., „Effects of 2,45 GHz microwaves on primate corneal endothelium”, *Journal of Bioelectromagnetics*, Vol. 6, pg. 177-188, 1995.
- [5] Lai, H.; Carino, M.A.; Singh, N.P., „Naltrexone blocked RFR-induced DNA double strand breaks in rat brain cells”, *Wireless Networks Journal* vol. 3, pg. 471-476, 1997.
- [6] Han Y. Y. et al., „Cell phone use and acoustic neroma: the need for standardized questionnaires and access to industry data”, *Elsevier Surgical Neurology.*, vol. 72, pg. 216-222, 2009.
- [7] Williams J. M., „Thermal and nonthermal mechanisms of the biological interaction of microwaves”, 2006.
- [8] Samaras T., Kuster N., Negovetic S., „Recommendations on Engineering requirements/aspects for experimental research in Bioelectromagnetics and Recommendations on quality assurance in Bioelectromagnetics research”, EC FP6 Coordination Action EMF-NET, Deliverables D36 and D3, 2006; <http://emf-net.isib.cnr.it>.
- [9] Lin J.C., „Dosimetric Comparison Between Different Quantities for Limiting Exposure in the Rf Band: Rationale and Implications for Guidelines”, *Health Physics* Vol. 92 (6), pg. 547-553, 2007.
- [10] Schuderer J., Samaras T., Oesch W., Nikoloski N., Spät D., „Electromagnetic field exposure of cells at 900 and 1800 MHz: requirements, dosimetry and performance comparaisn of different setups”, *FGF Workshop: HSP, Helsinki*, 2004.
- [11] Schönborn F., Pokovic K., Burkhardt M., Kuster N., „Basis for optimization of invitro exposure apparatus for health hazard evaluations of mobile communications”, *Bioelectromagnetics*, vol. 22, 2001, pg. 547-559.
- [12] Collin A., „Dosimétrie de systèmes d'exposition pour l'étude in vivo ou in vitro des interactions des ondes électromagnétiques décimétriques et centimétriques avec le vivant”, *Teză de doctorat, Universitatea Limoges*, 2007.
- [13] Meltz M., Eagan P., Harris C., D. Erwin D., „Dosimetry considerations in far field microwave exposure of mammalian cells”, *Physiological Chemistry and Physics and Medical NMR*, vol. 20, 1988, pg. 23-30.
- [14] Vian A. Et al., „Microwave irradiation affects gene expression in plants”, *Plant Signaling and Behaviour* 1(2), pg. 67-69, 2006.
- [15] Seto K., Suzuki Y., Wake K., Watanabe S., Taki M. „Study on in vitro exposure setup for waveguide”, *Report of IEICE, EMCJ2002-83*, pg. 39-44, 2002.

- [16] Sonoda T., Tokunaga R., Seto K., et al., „Electromagnetic and thermal dosimetry of a cylindrical waveguide-type in vitro exposure apparatus”, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2004.
- [17] Wang J., Koyama S., Komatsubara Y., et al., „Effects of a 2450 MHz highfrequency electromagnetic field with a wide range of SARs on the induction of Heat-Shock proteins in A172 cells”, *Bioelectromagnetics*, vol. 27, pg. 479-486, 2006.
- [18] Crawford M.L., „Generation of Standard EM Fields using TEM Transmission Cells”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. EMC-16, No.4, pp.189-195, November 1974.
- [19] Litovitz T, Krause D, Penafiel LM, Elson E, Mullins JM, „The role of coherence time in the effect of microwaves on ornithine decarboxylase activity”, *Bioelectromagnetics*, vol. 14(5), pg. 395-403, 1993.
- [20] Stagg R., Thomas W., Jones R., Adey R., „DNA synthesis and cell proliferation in C6 glioma and primary glial cells exposed to 836.55 MHz modulated radiofrequency field”, *Bioelectromagnetics*, vol. 18, pg. 230-236, 1997.
- [21] Andrews, E. F., Lim, H. B. et al., „Investigation of SAR uniformity in TEM cell exposed culture media”, Technical Seminar on Antenna Measurements and SAR, 2004.
- [22] Nikoloski N, Fröhlich J, Samaras T, Schuderer J, Kuster N., „Reevaluation and improved design of the TEM cell in vitro exposure unit for replication studies”, *Bioelectromagnetics*. 26(3):215-224, 2005.
- [23] Simunic D., Wach P., Renhart W., Stollberger R., „Spatial distribution of high-frequency electromagnetic energy in human head during MRI: numerical results and measurements”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 43, Issue 1, 1996.
- [24] Hirata A., Watanabe H., Shiozawa T., „SAR and temperature increase in the human eye induced by obliquely incident plane waves”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 44, Issue 4, pg. 592-594, 2002.
- [25] Pelletti, C., Rogovich, A., Monorchio, A., „A numerical investigation of SAR uniformity in exposed cultures for in vitro experiments”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE 2009.
- [26] Groh Ch., „Higher order mode behaviour in loaded and unloaded TEM cells”, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 1, pg. 225-230, 1999.
- [27] Zhao J. X., Lu H. M., Deng J., „Dosimetry and Temperature Evaluations of a 1800MHz TEM Cell For In Vitro Exposure with Standing Waves”, *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 124, 487-510, 2012.
- [28] Eleiwa M., Elsherbini A. Z., „Accurate FDTD simulation of biological tissues for biological tissues for bioelectromagnetic applications”, *IEEE Proceedings, SoutheastCon*, 2001.
- [29] K. Yee, „Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-14, nr. 3, pg 302-307, mai 1966.
- [30] A. Taflove, S. Hagness, „Computational electrodynamics: Finite Difference Time Domain method”, 2nd Edition, Artech House, 2000.
- [31] Morega M., „Bioelectromagnetism”, Ed. Matrix Rom, Bucuresti, ISBN 973-685-056-0, 1999.
- [32] Gomez M., „Electromagnetic field theory for physicists and engineers: Fundamentals and Applications” (curs), 2006.

- [33] Kraus J. D. Fleisch D., „Electromagnetics with applications”, 5th Edition, McGraw-Hill, 1999.
- [34] Alfadhil Y., „Numerical evaluations on the interaction of electromagnetic fields with animals and biological tissues”, Teză de doctorat, Department of Electronic Engineering Queen Mary, University of London, Nov. 2005
- [35] Naval Air Systems Command, „Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook”, pg. 3-5.1, 1999.
- [36] Daniel V. V., „Dielectric relaxation”, New York Academic press, 1967.
- [37] Gorur G. R., „Dielectrics in electric fields”, Marcel Dekker Inc., 2003.
- [38] Foster, K.R., Schwan, H.P., „Dielectric properties of tissues”, Handbook of Biological effects of Electromagnetic fields, 2nd Edition, CRC Press, 1996.
- [39] URL:
<http://www.egr.uh.edu/courses/ece/ece3317/SectionWilton/Class%20Notes/NOTES/notes%2014%203317.pdf>
- [40] Osepchuk J. M., Petersen R. C., „Safety standards for exposure to RF electromagnetic fields”, IEEE Microwave Magazine, Vol. 2, Issue 2, pg. 57-69, 2001.
- [41] Durney C.H., Massoudi H., Iskander M.F., „Radiofrequency Radiation Dosimetry Handbook”, 4th Edition, USAFSAM-TR-85-73, Brooks AFB, Texas, USA, 1986 - <http://www.radhaz.com/docs/RF%20Dosimetry%20Handbook%20over%204.pdf>
- [42] Furse C., Christensen D., Durney C., „Basic introduction to bioelectromagnetics”, 2nd Edition, CRC Press, 2008.
- [43] Alekseev S. I. , Ziskin M. C., „Millimeter microwave effect on ion transport across lipid bilayer membranes”, Bioelectromagnetics 16, pg 124-131; 1995.
- [44] Sanggyu L. et al., „2,45 GHz radio frequency fields alter gene expression in cultured human cells”, FEBS Letters 579, 2005.
- [45] Chou C.K., Bassen H., Osepchuk J., et al., „Radio Frequency Electromagnetic Exposure: Tutorial Review on Experimental Dosimetry”, Bioelectromagnetics, 17:195-208, 1996.
- [46] Frei M.R., „Frequency and Orientation Effects on Sites of Energy Deposition”, in: Klaueneberg B.J., Grandolfo M., Erwin D.N. (eds.), Radiofrequency Radiation Standards. Biological Effects, Dosimetry, Epidemiology and Public Health Policy, Plenum Press, NATO ASI Series, vol. 276, New York, pp. 295-302, 1994.
- [47] *** „Panel Discussion on Experimental Methods for the Quantitation of Absorption Patterns in Biological Tissues”, in: Skwirzynski J.K. (ed.), Theoretical Methods for Determining the Interaction of Electromagnetic Waves with Structures, NATO Advanced Study Inst. Series, Sijthoff and Noordhoff Internat. Publishers B.V., The Netherlands, 1981.
- [48] IEEE Standard C95.3-2005, „IEEE recommended practice for measurements and computations of radio frequency electromagnetic fields with respect to human exposure to such fields”, 100k Hz-300GHz”, IEEE standards, 2005; <http://webbooks.net/freestuff/C95.1.pdf>
- [49] Stuchly M.A., Stuchly S.S., „Experimental radio and microwave dosimetry”, în Polk C., Postow E., Handbook of biological effects of EMFs, 2nd Edition, CRC Press, 1996, pag. 299-300.
- [50] Polk Ch., Postow E. (eds.), „Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields”, second edition, CRC Press Ltd., Boca Raton, New York, pp. 436-510, 1996.
- [51] Miclăuș S., „Dozimetria câmpurilor electromagnetice de radiofrecvență și microunde – elemente teoretice și experimentale”, Ed. Academiei Forțelor Terestre, Sibiu, 2007.
- [52] Vorst A. V., Rosen A., Youji K., „RF/Microwave interaction with biological tissues”, IEEE Press, Wiley & Sons, Inc. Publication, 2006.

- [53] Roberts N. J., Michaelson S. M., Lu S. T., „Microwaves, Hyperthermia, and human leukocyte function”, U.S. Environmental Protection Agency, 1981.
- [54] Guy A.W., Chou C.K., Johnson R.B., Kunz L.L., „Effects of long-term, low-level radiofrequency radiation exposure on rats”, în Design, Facilities, and Procedures, Vol. 1, USAF School of Aerospace Medicine Technical Report 83-17. Brooks Air Force Base, 1983.
- [55] Răuciu M., Creangă D.E., Miclăuș S., „The absorption of electromagnetic energy in the mammal tissues”, în Analele Științifice ale Univ. „Al. I. Cuza”, Tomul II, Fizică medicală și fizica mediului, 2006.
- [56] Kargel C., „Thermal imaging to measure local temperature rises caused by hand-held mobile phones”, Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol. 2, pg. 1557 – 1562, 2004.
- [57] Gemma P., „How SAR may be used with base stations with some reference to IEC 62232”, ITU Workshop on “Specific Absorption Rate (SAR) Measurement” Benin, 2012.
- [58] Kuster N., Schonborn F., „Recommended minimal requirements and development guidelines for exposure setups of bio-experiments addressing the health risk concern of wireless communications”, Bioelectromagnetics 21:508-514, 2000.
- [59] Veyret B., Raskmark P., „Exposure systems and design guidelines for in vitro and in vivo microwave experiments”, Proceedings of the COST 244 Meeting, Position Papers, Zagreb, 5-6 oct. 1996.
- [60] Guy A.W., Chou C.K., McDougall J.A., „A quarter century of in vitro research: a new look at exposure methods”, Bioelectromagnetics, Suppl 4:21-39, 1999.
- [61] Midgley, R., „Radiated and conducted susceptibility testing”, Engineering Note 140, 1994.
- [62] Kastury, V., „The influence of printed circuit board design on TEM cell measurements”, Teză doctorat, 2007.
- [63] Engel, A., „Model of IC emissions into a TEM cell”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pg. 197-202, 1997.
- [64] Ishigami, S., Hirata, M., „A new calibration method for an electric field probe using TEM waveguides”, Proceedings, 20th Int. Zurich Symposium on EMC, 2009.
- [65] Bacon, L., Lehr, J. et al., „Measurement of the dielectric properties of dispersive materials over a wide frequency range”, Annual report conference on electrical insulation and dielectric phenomena, 2003.
- [66] Duranti, G., Rossi, A. et al., „In vitro evaluation of biological effects on human keratinocytes exposed to 900 MHz electromagnetic field”, The environmentalist, 25, pg. 113-119, 2005.
- [67] Morega M., Miclaus S., Machedon A., „Analysis of the Electromagnetic Field in a Controlled Enclosure for Biological Dosimetry”, Revue Roumaine des Sciences Techniques. - Série: Électrotechnique et énergétique, tome 53, no 2, pp. 225-235, Bucharest, 2008.
- [68] Miclăuș S., Bechet P., **Iftode C.**, „Near Field Radiofrequency Measurements for Occupational Exposure Assessment by Personal Exposimeter: Possibilities and Limitations”, Proceedings of the 6th International Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields, Bodrum, Turcia, 10-14 Oct.2010.
- [69] Burkhardt M., Poković K., Gnos M., Schmid T., Kuster N., „Numerical and experimental dosimetry of Petri dish exposure setups”, Bioelectromagnetics.17(6):483-493, 1996.

- [70] Green H.E., „The TEM-Mode Bandwidth of Two-Conductor Open Transmission Lines”, *Progress in Electromagnetics Research*, PIER 40, 1–28, 2003.
- [71] Boriraksantikul, N., Kirawanich, P., Islam, P.E., „Near-field radiation from commercial cellular phones using a TEM cell”, *Progress in Electromagnetics Research B*, Vol. 11, pg. 15-28, 2009.
- [72] Lee S. U., Eom H. J., Kwon J. H., „TEM Mode in the GTEM Cell”, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Volume 25, Issue 4, 519-526, 2011.
- [73] Calo G., Petruzzelli V., „Electromagnetic and Thermal Analyses of Improved GTEM Cells for Bioelectromagnetic Experiments”, *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 125, 503-526, 2012.
- [74] Rostamzadeh C., Archambeault B., Connor S., „FDTD Analysis of Symmetric TEM Cell”, *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 8-12 August 2005.
- [75] **Iftode C.**, Miclaus S., Bechet P., Surducan E., „A TEM Cell Model Analysis For Radiofrequency Dosimetry Improvement By Computational Means”, *Proceedings of the 7th International Symposium on Advanced Topics In Electrical Engineering*, Bucharest, IEEEExplore, 12-15 May, 2011.
- [76] Wilson, F. P., Ma, T. M., „Simple approximate expressions for higher order mode cutoff and resonant frequencies in TEM cells”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-28, no. 3, 1986.
- [77] Popovic, M., Hagness, S., Taflove, A., „Finite-difference time domain analysis of a complete transverse electromagnetic cell loaded with liquid biological media in culture dishes”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 45, No. 8, August 1998.
- [78] Malaric, K., „EMI protection for communication systems”, Artech House, ISBN-13, 978-1-59693-313-2, 2010.
- [79] Sisir, D., Sinha, K., „Numerical solution of higher order mode cut-off frequencies in symmetric TEM cells using finite element method”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 32, No. 4, Nov. 1990.
- [80] Sevat, P., „Design of a TEM cell EMP Simulator”, Report no. 1084 – Defence Research Establishment Ottawa, June 1991.
- [81] Zhong, C., „Examinations of Higher Order Mode Cutoff Frequencies in Symmetrical TEM Cells”, *Proc. of International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, EMC 2009, pp. 6-11, 2009.
- [82] Hill D.A., „Bandwidth limitations of TEM cells due to resonances”, *Journal of Microwave Power* 18(2), pg. 181-195, 1983.
- [83] Al-Hamid M. et al., „The Impact of loading on the occurrence of high order modes in TEM waveguides”, *7th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology*, pg. 145-148, 2007.
- [84] R. J. Luebbers, F. P. Hunsberger, S. Kunz, „FDTD formulation for frequency dependent permittivity”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pg. 50-53, iun. 1989.
- [85] C. M. Furse, Jin-Yuan Chen, Om P. Gandhi, „The use of the frequency-dependent Finite-Difference Time-Domain method for induced current and SAR calculations for a heterogeneous model of the human body”, *IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility*, vol. 36, nr. 2, pg. 128 – 133, mai 1994.
- [86] C. Chen, T.M. Babij, „FD-TD analysis of scattering of electromagnetic fields close to phantom humans”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pg. 1674 – 1677, iul. 1996.

- [87] J. Berenger, „Perfectly matched layer for the FDTD solution of wave-structure interaction problems”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 44, nr. 1, pg. 110-117, ian. 1996.
- [88] Ramo S., Whinnery J. R., Van Duzer T., „Fields and waves in communication electronics”, 3rd Edition, John Wiley & Sons Inc., 1993.
- [89] S. Kunz, R. Luebbers, „Finite Difference Time Domain method for electromagnetics”, CRC Press, 1993.
- [90] G. Mur, „Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations”, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-23 , Issue: 4, pg. 377 – 382, nov. 1981.
- [91] Weiland, T., „A discretization method for the solution of Maxwell’s equations for six-component fields”, Electronics and Communications AEU, „ Vol. 31, No. 3, pg. 116-120, 1977.
- [92] T. Weiland., „RF&Microwave Simulators – From Component to System Design”, 33rd European Microwave Conference, vol. 2, pg. 591-596, Oct. 2003
- [93] M. Clemens, T. Weiland, „Discrete Electromagnetics: Maxwell's Equations Tailored to Numerical Simulations”, ICS Newsletter, vol. 8, No. 2, iul. 2001.
- [94] Fang J., „Generalized perfectly matched layer-an extension of Berenger's perfectly matched layer boundary condition”, Microwave and Guided Wave Letters, IEEE, Vol. 5 , Issue 12 , pg. 451-453, Dec. 1995.
- [95] B. Krietenstein, R. Schuhmann, P. Thoma, T. Weiland, „The Perfect Boundary Approximation Technique facing the big challenge of High Precision Field Computation”, Proceedings of the XIX International Linear Accelerator Conference (LINAC 98), Chicago, USA, pg. 860-862, 1998.
- [96] Ragha L.K., Bhatia M.S., „Numerical Methods for Bio-electromagnetic Computation: A General Perspective”, Proceedings of SPIT-IEEE Colloquium and International Conference, Mumbai, India, pg. 94-99, 2008.
- [97] Miclaus S., Bechet P., **Iftode C.**, „Measurements precision analysis of radiofrequency field exposure levels in case of intercomparison between different frequency selective instrumentation”, 15 Colloque International et exposition sur la Compatibilite Electromagnetique, Limoges, Franta, 7-9 April 20
- [98] Garbe H., Groh C., „Calculating the Usable Frequency Range of TEM-Waveguides”, Proceedings of the 27th General Assembly of the International Union of Radio Science, Maastricht, NL, August 2002.
- [99] Morioka T., „A Field Uniformity Study of a TEM Cell by Using a Short Wire Scatterer”, IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 9-13 July 2007.
- [100] Wang Y., Afsar M. N., „Measurement of Complex Permittivity of Liquids Using Waveguide Techniques”, Progress In Electromagnetics Research, PIER 42, 131-142, 2003
- [101] Hill R., „Performance Tests of Indexsar ‘Di-Line’ TEM Sensors for Dielectric Property Measurement of Tissue-Simulant Liquids for SAR Testing”, Indexsar, Surrey RH5 5DR. UK, July 2002
- [102] Aziz M. S., Mostafa A. G., Youssef A. M., Youssif S. M. S., „Electrical Conductivity and Dielectric Properties of Bulk Glass V2O5 (ZnO, PbO) SrO FeO”, Physics Research International, Vol.2011, Article ID 583420, 10 pages, DOI:10.1155/2011/583420, 2011.
- [103] Li M.-H., Yang H.-L., Hou X.-W., „Perfect Metamaterial Absorber With Dual Bands”, Progress in Electromagnetics Research, Vol. 108, 37-49, 2010

- [104] NCRP Report No. 86, „Biological Effects and Exposure Criteria for Radiofrequency Electromagnetic Fields”, U.S.A., April 1986.
- [105] UNEP/WHO/IRPA, „Electromagnetic Fields (300 Hz - 300 GHz). Environmental Health Criteria 137”, United Nations Environment Programme/World Health Organisation/International Radiation Protection Organisation, Geneva: World Health Organisation, 1993.
- [106] Adey W.R., „Hierarchical Sequence in Signaling Events: Autoregulation on Radiofrequency Sensing at Cell Surfaces”, în: Kuster N., Balzano Q., Lin J.K. (eds), *Mobile Communications Safety*, Chapman & Hall, London, pp. 110-113, 1997.
- [107] Cleary S.F., „Effects of Radio-Frequency Radiation on mammalian cells and Biomolecules in vitro”, în: Blank M. (ed.), *Electromagnetic Fields: Biological Interactions and Mechanisms*, Washington: American Chemical Society, pp.467-477, 1995.
- [108] Byus C.V., Lundak R.L., Fletcher R.M., Adey W.R., „Alterations in Kinase Activity Following Exposure of Cultured Human Lymphocytes to Modulated Microwave Fields”, *Bioelectromagnetics*, 5: 341-351, 1984.
- [109] C. Goiceanu, A. Artenie, O.G. Avadanei, V. Artenie, D. Creanga, „Some evidence of biological effects of ultra high frequency fields in Triticum”, *Proc.IXth Medit. Conf. Med. Biol. Eng. Comput.*, Croatia, 781-784, 2001.
- [110] D.D. Sandu, C. Goiceanu, A. Ispas, I. Creanga, S. Miclaus, D.E. Creanga, „Preliminary study on ultra high frequency fields effect in black locust chlorophyll”, *Acta Biologica Hungarica*, 56 (1-2), 109-117, 2005.
- [111] M. Tkalec, K. Malaric, B. Pevalek-Kozlina, „Influence of 400, 900, and 1900 MHz electromagnetic fields on Lemna minor growth and peroxidase activity”, *Bioelectromagnetics*, 26(3), 185-193, 2005.
- [112] A.H.Tambiev, N.N. Kirikova, „The prospects of use of EHF radiation in photobiotechnology”, in: N.D. Deviatkov, O.V. Betskii (eds), *Biological aspects of low intensity millimeter waves*, Moscow Univ. Prospect, 125-163, 1994.
- [113] M. Tkalec, Z. Vidakovic-Cifrek, B. Pevalek-Kozlina, „Evaluation of the Genotoxic Potential of Microwave Electromagnetic Fields in Onion (*Allium Cepa*)”, *IEEE International Symposium on electromagnetic compatibility (EMC2007)*, Supplement to EMC Newsletter, 8-13 Hawaii, 44, 2007.
- [114] Lakshmappa Ragha, Seema Mishra, V. Ramachandran, Manmohan Singh Bhatia, „Effects of Low-Power Microwave Fields on Seed Germination and Growth Rate”, *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, 3, 165-171, 2011.
- [115] Răcuciu M., „Effects of radiofrequency radiation on root tip cells of Zea mays”, *Roumanian Biotechnological Letters* Vol. 14, No. 3, pp. 4365-4369, 2009.
- [116] Surducan E., Neamtu C., Surducan V., „Dielectric properties of Zea mays kernels – studies for microwave power processing applications”, *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 182, nr.1, 2009.
- [117] **Iftode C.**, Miclăuş S., „Design and Validation of a TEM Cell Used for Radiofrequency Dosimetric Studies”, *Progress in Electromagnetic Research*, Vol. 132, 369-388, 2012.
- [118] J. Jahier., A.M. Chevre, F. Eber, R. Delourme, A.M. Tanguy, „Techniques de cytogénétique végétale”, INRA Ed., Paris, 1992.
- [119] www.cst.com
- [120] CST Microwave Studio – Advanced Topics, Dec. 2003; http://www.cst-korea.co.kr/Application/Advanced_Topics.pdf?PHPSESSID=9b95204394640fdaef74559d3fd0afb5, pg. 31.
- [121] <http://www.antenna-theory.com/tutorial/electromagnetics/magnetic-field-boundary-conditions.php>

-
- [122] http://www.ecrunch.com/listing/IFI_CC-105EXX_DC-1_GHz_TEM_Cell_CC_105_EXX.html
- [123] http://www.chrisangove.com/ee_ref/S%20Params%201b.pdf
- [124] Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis, Agilent application note, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf>
- [125] <http://www.arri.org/part-15-radio-frequency-devices#ISM>
- [126] <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>
- [127] <http://www.ni.com/white-paper/14114/en>
- [128] Complex Dielectric Constant of Water Calculator, http://www.random-science-tools.com/electronics/water_dielectric.htm
- [129] http://en.wikipedia.org/wiki/Petri_dish
- [130] **Iftode C.**, „A Matlab implementation OF FDTD algorithm for bidimensional layers”, International Symposium on Electronics and Telecommunications, Timișoara, nov. 2012 (acceptat spre publicare).