

**UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII**

62. f
6

TEZĂ DE DOCTORAT

**CONTRIBUȚII LA ASIGURAREA
COMPATIBILITĂȚII ELECTROMAGNETICE
A ECHIPAMENTELOR ELECTRONICE**

ing. LASCU MIHAELA RUXANDRA

**Conducător științific
Prof. dr. ing. CRIȘAN SEVER**

CUPRINS

- Cuprins *i*
Prefața *iii*
Mulțumiri *v*
Notații *vii*
1. Introducere 1-1
1.1 Generalități 1-1
1.2. Utilizarea programelor **SPICE, MATLAB, QUICKFIELD, MSC/EMAS** în soluționarea problemelor legate de compatibilitatea electromagnetică 1-7
1.2.1 Utilizarea programului SPICE 1-7
1.2.2 Utilizarea programului MATLAB 1-9
1.2.3 Posibilități moderne de rezolvare utilizând metoda elementelor finite.
 Programe de simulare 1-10
2. Moduri de abordare a problemelor de ecranare 2-1
2.1 Problema ecranării aparaturii electronice 2-1
2.2 Ecuațiile de propagare a câmpului electromagnetic 2-2
2.3 Factorul de ecranare și atenuarea ecranului 2-3
2.4 Calculul ecranelor prin metoda impedanțelor 2-6
2.5 Analogia dintre spațiul liber și o linie de transmisie 2-6
3. Analiza și modelarea ecranului multistrat plan-parallel 3-1
3.1 Ecrane plan-paralele cu două straturi. Generalități 3-1
3.2 Ecrane plan-paralele cu trei straturi 3-3
3.3 Un calcul mai exact al factorului de ecranare F pentru ecranul multistrat plan-parallel 3-4
3.4 Utilizarea metodei impedanțelor în studiul ecranelor multistrat 3-8
 3.4.1 Ecranul laminat cu două straturi 3-10
 3.4.2 Ecranul dublu 3-11
3.5 Un model SPICE pentru ecranul multistrat plan-parallel 3-15
3.6 Răspunsul în domeniul timp al modelului ecranului multistrat plan-parallel 3-28
4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal 4-1
4.1 Factorul de ecranare al ecranului cilindric infinit lung în câmp magnetic longitudinal și transversal. cvasistacionar 4-1
4.2 Ecran cilindric cu două straturi în câmp magnetic transversal 4-3
4.3 Ecran cilindric cu trei straturi în câmp magnetic transversal 4-7
4.4 Un calcul mai exact al factorului de ecranare pentru un ecran cilindric multistrat în câmp magnetic longitudinal și transversal 4-10
4.5 Un model SPICE pentru ecranul multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal 4-13
5. Analiza și modelarea ecranului multistrat sferic 5-1
5.1 Factorul de ecranare al ecranului sferic în câmp magnetic cvasistacionar 5-1
5.2 Ecranul sferic cu două straturi 5-2
5.3 Ecranul sferic cu trei straturi 5-7
6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent 6-1
6.1 Noțiuni introductive 6-1
6.2 Ecuația cvasiarmonică generală 6-7
 6.2.1 Expresia generală 6-7
 6.2.2 Câteva forme particulare ale expresiei generale 6-8
 6.2.3 Formularea redusă a ecuației cvasiarmonice generale 6-9
 6.2.4 Principiul variațional 6-9
6.3 Discretizarea prin elemente finite 6-9
6.4 Câteva cazuri particulare 6-10
6.5 Estimarea preciziei 6-11
6.6 Aplicații practice 6-13
 6.6.1 Probleme ale câmpului electrostatic și magnetostatic 6-13

- 6.6.2 Ecranarea magnetică optimă asigurată de ecranele cilindrice cu două straturi și de ecranele plan paralele dreptunghiulare cu două straturi la frecvențe foarte joase 6-15
 - 6.6.2.1 Analiza MEF a ecranului cilindric laminat cu două straturi la frecvențe foarte joase 6-16
 - 6.6.2.2 Analiza MEF a ecranului plan paralel dreptunghiular laminat cu două straturi la frecvențe foarte joase 6-21
 - 6.7 Modele mixt-dimensionale cu elemente finite pentru cuplaje și ecranări electromagnetice 6-25
 - 6.7.1 Introducere 6-25
 - 6.7.2 Teoria elementelor finite 3-D, 2-D, 1-D, și frontierelor deschise 6-26
 - 6.8 Efectul fantelor din ecrane 6-29
 - 6.8.1 Materiale pentru ecrane 6-29
 - 6.8.2 Îmbinări, găuri și fante 6-32
 - 6.9 Ecranarea realizată sub formă de grilaje 6-41
 - 6.9.1 Concepția unei rețele de pământare 6-41
 - 6.9.2 Ecranarea magnetică optimă cu ajutorul unei structuri sub formă de grilaje 6-43
 - 6.10 Degradarea ecranelor în prezența conductoarelor externe 6-45
 - 6.10.1 Aspecte generale 6-45
 - 6.10.2 Modele geometrice 6-46
 - 6.10.2.1 Modelul *lungime* al conductorului extern 6-48
 - 6.10.2.2 Modelul *cuplare* al sursei 6-48
 - 6.10.3 Rezultate modelate Quickfield 6-48
 - 6.11 Metoda elementelor finite aplicată la modelarea perturbațiilor de pe plăcile cu circuite imprimate 6-52
 - 6.11.1 Ecuațiile de funcționare a două linii cuplate 6-53
 - 6.11.2 Problema cuplajului minim 6-54
 - 6.11.3 Analiza MEF aplicată modelării perturbațiilor plăcii cu circuit imprimat 6-57
 - 6.11.4 Aplicații practice 6-64
 - 7. Măsurarea caracteristicilor materialelor folosite pentru ecrane 7-1
 - 7.1 Caracterizarea experimentală a materialelor pentru ecrane 7-1
 - 7.2 Schemă de măsurare pentru determinarea atenuării ecranelor la frecvențe înalte 7-7
 - 7.3 Principiul de măsurare 7-12
 - 7.4 Metodă și tehnică de măsurare a eficienței ecranării la cablurile ecranate 7-16
 - 7.4.1 Dispozitiv de măsurare. Celulă de măsurare modificată TEH 7-16
 - 7.4.2 Determinarea frecvențelor de rezonanță ale CTEHM 7-18
 - 7.4.3 Modalități de măsurare a eficacității ecranării 7-20
 - 8. Concluzii 8-1
 - 8.1 Sinteză 8-1
 - 8.2 Contribuții originale 8-9
 - 8.3 Direcții de cercetare 8-11
- Anexa I. Listiugul unor fișiere utilizate în simulările SPICE AnexaI.-I
Anexa II. Stabilirea condițiilor inițiale pentru studiul regimului tranzitoriu AnexaII.-I
Anexa III. Listiugul unor fișiere utilizate în simulările MATLAB AnexaIII.-I
Anexa IV. Câmpurile magnetice și electrice al celei TEHMC la frecvențele de rezonanță reprezentate în MSC/EMAS AnexaIV.-I
Bibliografie B-1

Prefață

Compatibilitatea electromagnetică (CEM) constituie un domeniu interdisciplinar, care nu cunoaște limite geografice și se consideră astăzi o problemă la ordinea zilei în orice țară industrială. CEM reprezintă o tehnologie orizontală, ce se găsește într-o strânsă legătură cu multe alte domenii, cum ar fi cel al electrotehnicii, energeticii, protecției mediului și a medicinei.

Aplicațiile CEM în domeniul electronicii prezintă cea mai mare importanță, deoarece numeroase perturbații care nu afectează un echipament energetic sau electrotehnic, se pot dovedi catastrofale pentru un echipament electronic.

Utilizarea din ce în ce mai largă a dispozitivelor și a structurilor cu microprocesoare duce la agravarea raportului critic dintre sistemele electronice și mediul electromagnetic înconjurător. Perturbații existente în acest mediu influențează în mod negativ sistemele electronice, putând duce la deranjamente ale funcționării lor sau chiar la distrugerea irevocabilă a unor componente electronice interne.

Numărul și intensitatea surselor perturbatoare crește neconținut și cu aceasta și problematica influențelor electromagnetice. Utilizarea intensivă a materialelor plastice pentru carcasele și împachetarea dispozitivelor electronice agravează suplimentar problematica perturbațiilor electromagnetice.

Cercetările teoretice și experimentale, prin intermediul simulărilor, din cadrul acestei lucrări abordează două din problemele care afectează compatibilitatea electromagnetică a aparaturii electronice: cuplajul parazit prin radiație și cuplajul parazit între linii de transmisie.

Lucrarea se referă în special la **ecranele multistrat plan-paralele, cilindrice și sferice**, precum și la **modelele mixt-dimensionale cu elemente finite pentru cuplaje și ecranări electromagnetice**. O deosebită atenție se dă **efectului fantelor din ecrane**, precum și **ecranelor realizate sub formă de grilaje**. Totodată se extinde rezolvarea problemelor de interferență electromagnetică prin abordarea **studiului degradării ecranelor în prezența conductoarelor externe**, precum și a **metodei elementelor finite aplicată la modelarea perturbațiilor de pe plăcile circuitelor imprimare**. Soluționarea problemelor legate de compatibilitatea electromagnetică se face utilizând programele **SPICE, MATLAB, QUICKFIELD**.

Deci din domeniul larg al EMC, prezenta lucrare se ocupă de două capitole importante pentru asigurarea compatibilității electromagnetice a aparaturii electronice: **teoria ecranelor electromagnetice multistrat și metoda elementelor finite aplicată problemelor CEM.**

Ultimul capitol sintetizează rezultatele pe care autoarea le consideră originale.

Mulțumiri

În primul rând, doresc să exprim mulțumirile mele sincere domnului prof. dr.ing. Sever Crișan, conducătorul științific al tezei, sub a cărui îndrumare competentă și exigentă am finalizat această cercetare. Discuțiile purtate, flexibilitatea dânsului și observațiile domniei sale au jucat un rol important în ceea ce privește conținutul și aspectul final al tezei.

În al doilea rând, mulțumiri i se cuvin d-lui prof.dr.ing. Alimpie Ignea, decanul Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara, inițiatorul preocupărilor în direcția compatibilității electromagnetice în cadrul facultății, sub îndrumarea căruia mi-am început și îmi continui activitatea universitară și care a contribuit la orientarea activității mele către domeniul compatibilității electromagnetice. Sprijinul constant, materialele bibliografice, sfaturile și sugestiile sale privind realizarea și îmbunătățirea lucrării au fost deosebit de utile.

Doresc de asemenea să mulțumesc domnului prof.dr.ing. Eugen Pop de al cărui ajutor m-am bucurat la fiecare solicitare. Calitățile sale umane deosebite și spiritul său pătrunzător au fost și sunt un exemplu căruia îi datorez un deosebit respect.

Trebuie menționat totdată și sprijinul pe care Departamentul de Măsurări și Electronică Optică, din care fac parte, îl acordă pregătirii doctoratului. În condițiile doctoratului fără frecvență pe care l-am urmat, care a presupus și sarcini didactice, înțelegerea și sprijinul de care a dat dovadă colectivul catedrei pe durata destul de îndelungată a pregătirii tezei a fost o condiție indispensabilă obținerii de rezultate în cercetare.

Aș dori să le mulțumesc pe această cale și colegilor de cabinet, ale căror discuții și încurajări au venit să completeze latura exclusiv intelectuală solicitată de lectura unor articole sau de conceperea și analizarea unor simulări pe calculator și pentru posibilitatea creerii unei atmosfere de seriozitate și emulație în cadrul catedrei. În acest context doresc să menționez în mod special colaborarea cu domnul prof. dr. ing. Traian Jurca, cu ajutorul domniei sale am obținut eșantioanele de ecrane necesare măsurărilor, precum și domnului conf.dr.ing. Aldo De Sabata pentru clarificarea unor noțiuni teoretice, cât și domnului asistent ing. Adrian Vărtosu de ajutorul căruia m-am bucurat, la măsurările efectuate în cadrul Laboratorului de Microunde al Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara, de asemenea, aduc multe mulțumiri colegilor mei.

Mulțumiri i se cuvin și domnului Cornel Cristea de sprijinul căruia m-am bucurat la realizarea practică a lucrării.

Mulțumesc institutului Berufsakademie Lörrach, care mi-a facilitat cunoașterea firmei Endress & Hauser din Germania, care mi-a permis să cunosc aparatura specială de testare CEM și dotările laboratorului specializat în compatibilitate electromagnetă, pentru a putea ulterior să realizez experiențele în cadrul Departamentului de Măsurări și Electronică Optică al Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara.

Mulțumesc institutului ICMET R&D, Laboratorului de Tensiuni Înalte, Grupei de Cercetare, ce se ocupă de analiza cu elemente finite, care mi-a dat posibilitatea să rulez programele în MSC/EMAS. Mulțumiri i se cuvin în mod deosebit domnului director ing. Andrei Marinescu, precum și doamnei ing. Alina Scornea.

Mulțumesc soțului meu, căruia îi sunt recunoscătoare pentru materialele bibliografice și programele aduse din Olanda, precum și pentru răbdarea și interesul de care a dat dovadă. Doresc să mulțumesc fetei mele Diana, de 7 ani, căreia nu am putut să-i dăruiesc tot timpul vacanțelor, serilor și sfârșiturilor mele de săptămână.

În sfârșit, în același cadru personal, sper ca această lucrare să fie la înălțimea așteptărilor părinților, socrilor și bunicii mele, care prin interes și răbdare au participat la elaborarea ei.

Timișoara, 10.09.1998

Mihaela Lascu

Notății

a	- atenuarea ecranului în câmp depărtat
a_E, a_H	- atenuarea câmpului electric, respectiv magnetic
A	- atenuarea prin absorbție
B	- termen de corecție pentru ecrane subțiri
\overline{B}	- inducție magnetică
c	- viteza luminii în vid
d	- grosimea ecranului
D	- directivitatea unui cuplor direcțional
\overline{D}	- inducția electrică
\overline{E}	- intensitatea câmpului electric
$\{e_1, e_2\}$	- baza standard
$\overline{e_r, e_\varphi, k}$	- versorii sistemului de coordonate cilindrice
$\overline{e_r, e_\theta, e_\varphi}$	- versorii sistemului de coordonate sferice
F	- factorul de ecranare
f	- frecvență
f_{cc}, f_{cr}	- frecvența de tăiere a ghidului circular sau rectangular
\overline{H}	- intensitatea câmpului magnetic
$\{h_c, h_d\}$	- baza ortogonală normată formată de vectorii proprii
I	- curent
I_n	- funcții Bessel modificate, de speța I și ordin n
J_n	- funcții Bessel de speța I și ordin n
$\overline{J}, \overline{J}_d$	- densitatea curentului de conducție, respectiv deplasare
k	- coeficient egal cu 1, dacă $v_c = v_d$
k_d	- coeficient de diafonie
k_z	- raportul impedanțelor modale Z_d/Z_c
K_n	- funcții Bessel modificate, de speța a-II-a și ordin n
l	- lungimea liniei de transmisie
LT	- linie de transmisie
MC	- mod comun
MD	- mod diferențial
R	- atenuarea prin reflexie, în câmp depărtat
r	- modulul vectorului de poziție, coordonată sferică sau cilindrică

r_0	- raza cilindrului sau a sferei
S	- VSWR
SE	- atenuarea totală, calculată prin metoda impedanțelor
t_r	- timp de creștere
T_{th}, T_E	- coeficienți de transmisie globali ai câmpului magnetic, electric
U, V	- tensiune
u_d, i_d	- tensiune (curent) direct, incident
u_r, i_r	- tensiune (curent) reflectat
v	- viteza de propagare a undei
v_c, v_d	- viteza de mod comun (diferențial)
Y_n	- funcții Bessel de speța a-II-a și ordin n
Z_c	- impedanța caracteristică a liniei de transmisie
Z_0	- impedanța spațiului liber
$(Z_l)_e, (Z_l)_m$	- impedanța de undă în câmp apropiat
Z_{im}	- impedanța intrinsecă a mediului
Z_c, Z_d	- impedanța de mod comun (diferențial)
$Z(d)$	- impedanța văzută spre dreapta în punctul $x=d$
Z_T	- impedanța tranzitorie
$Z_l(x)$	- impedanță localizată
W	- factor de reflexie (adimensional)
W_e, W_i	- factor de reflexie în exterior, respectiv interior
α	- constanta de atenuare a mediului
α_c	- coeficient de cuplaj capacitiv
β_i	- coeficient de cuplaj inductiv
β	- constanta de fază a mediului, constanta de fază a LT
γ	- constanta de propagare pe o linie de transmisie
Γ	- constanta de propagare a mediului
Γ_0	- constanta de fază a spațiului liber
δ	- adâncimea de pătrundere
ϵ, ϵ_0	- permitivitatea electrică (a vidului)
θ	- coordonată sferică
λ, λ_0	- lungimea de undă (în vid)
μ, μ_0	- permeabilitatea magnetică (a vidului)
ρ	- coeficient de reflexie
$\rho_{(E)}, \rho_{(H)}$	- coeficientul de reflexie a câmpului electric sau magnetic
τ	- timp de propagare pe o linie de transmisie
$\sigma, \sigma_{n(Cu)}$	- conductivitatea electrică (relativă la cupru)

τ_e, τ_d	- timpii de propagare pentru modul comun (diferențial)
$\tau_{(E)}, \tau_{(H)}$	- coeficientul de transmisie a câmpului electric sau magnetic
φ	- coordonată cilindrică
ω	- frecvență unghiulară (pulsăție)

Prescurtări des utilizate în Compatibilitatea Electromagnetică

CE	- marcaj care să ateste că echipamentul satisface standardele Uniunii Europene
CISPR	- Comitetul Internațional Special al Perturbațiilor Radio
EMC	- Compatibilitatea Electromagnetică
EMP	- impuls electromagnetic
ESD	- descărcare electrostatică
LEMP	- impuls electromagnetic generat de descărcări electrice atmosferice din câmp apropiat
NEMP	- impuls electromagnetic nuclear
PCB	- placă cu circuite imprimate
SE	- eficacitatea ecranării
FEA	- analiza elementelor finite
FEM	- metoda elementelor finite
JF	- joasă frecvență
ÎF	- înaltă frecvență
RF	- radio frecvență
CI	- circuite integrate

1. INTRODUCERE

1.1. GENERALITĂȚI

Compatibilitatea electromagnetică (CEM) reprezintă capacitatea sistemelor electrice, electronice și de radio de a coexista, în sensul de a nu emite nivele inacceptabile de radiații electromagnetice, precum și de a nu reacționa imprevizibil la emisia altor sisteme.

Primele probleme de **CEM** au apărut la începutul acestui secol ca urmare a dezvoltării domeniilor de utilizare ale curentului electric, fiind legate de acțiunea descărcărilor electrice atmosferice asupra rețelelor electrice, a echipamentelor, dar și asupra telecomunicațiilor. Dezvoltarea și diversificarea produselor electronice și de tehnică de calcul, dar și a echipamentelor electrice în general a condus la creșterea poluării electromagnetice a mediului ambiant.

Ca și în alte domenii de activitate și în electrotehnică/electronică se impune trecerea la *proiectarea verde* [40] care să afecteze cât mai puțin mediul și deci, să permită coexistența echipamentelor electrice și electronice.

Studierea sistematică a compatibilității electromagnetice a început în perioada anilor 1970; dacă în 1980 SUA era mai avansată decât țările europene în acest domeniu, în prezent **CEM** funcționează în țările Comunității Economice Europene prin norme; astfel directiva **CEM** 89/336/CEE, care a intrat în vigoare la 01.01.1992 cere ca aproape toate echipamentele electrice și electronice, produse sau folosite, să nu producă interferențe electromagnetice. Această directivă acorda o perioadă de tranziție de aplicare, până la 31 decembrie 1995.

Pe baza acestei directive CEE, au fost elaborate o serie de norme europene (EN) care stabilesc pentru condițiile de funcționare a echipamentelor, nivelul emisiei, nivelul perturbației acceptate fără a produce disfuncționalități, metode de măsurare și evaluare ale performanțelor **CEM**.

Prin extensie, termenul de compatibilitate electromagnetică desemnează în egală măsură ansamblul tehnicilor care se ocupă cu această problemă. Aceste tehnici au în vedere toate perturbațiile de origine electromagnetică și mijloacele care permit eliminarea sau atenuarea efectelor nedorite pe care acestea le pot provoca.

Extinderea echipamentelor electronice în cele mai diverse domenii (comunicații, electronică de putere, tehnică de calcul, bunuri de larg consum etc.) a dus la creșterea poluării electromagnetice și a probabilității ca diferite aparate să se perturbe reciproc. Proiectantul unui echipament

trebuie să asigure funcționarea acestuia nu numai în condițiile ideale ale laboratorului, ci și în *lumea reală*, în imediata vecinătate a altor echipamente. Mediul înconjurător este puternic perturbat din punct de vedere electromagnetic de o multitudine de surse care generează perturbații într-un spectru larg de frecvențe: c.c., frecvența rețelei (50Hz), armonici ale frecvenței rețelei, JF, ÎF, RF, perturbații tranzitorii de tip impuls etc. Aceste perturbații pot deranja buna funcționare a echipamentelor electronice. Pe de altă parte, chiar echipamentele electronice în funcțiune constituie o sursă nedorită de perturbații electromagnetice al căror nivel trebuie să fie sub o anumită limită, stabilită prin norme, în funcție de tipul echipamentului și destinația sa, apărând astfel probleme de compatibilitate electromagnetică între echipamentul în cauză (perturbator) și alte echipamente cu care este destinat să funcționeze simultan. Creșterea sensibilităților sub nivelul microvolților, scăderea puterilor, lărgirea spectrului de frecvențe, creșterea complexității echipamentelor, a densității plăcilor CI, au condus la agravarea problemelor de compatibilitate electromagnetică și la necesitatea aprofundării aspectelor teoretice și practice ale protecției la perturbații. Se pot constata trei tipuri de interacțiuni:

- echipament (subansamblu) - echipament (subansamblu)
- mediu - echipament (de exemplu, descărcări electrice atmosferice)
- echipament - mediu (de exemplu, efecte biologice ale câmpurilor EM).

Domeniul **CEM** cuprinde numeroase aspecte: analiza mecanismelor de producere a perturbațiilor, studiul propagării perturbațiilor, studiul cuplajelor parazite, evaluarea consecințelor practice ale perturbațiilor asupra funcționării echipamentelor, mijloacele de creștere a imunității echipamentelor la perturbații etc.

Din punct de vedere istoric [20], fenomenele perturbatoare au apărut odată cu primele aplicații ale electricității. La primele telegrafe, construite în jurul anilor 1850, au apărut probleme datorate cuplajului parazit între două linii adiacente (diafonie).

Odată cu electrificarea căilor ferate, care a început în anii 1910, au apărut interferențe între liniile de transport a energiei și cele de telecomunicații. Numeroase cabluri telefonice, întinse până atunci în lungul căilor ferate, au trebuit înlocuite cu cabluri ecranate pentru a reduce cuplajele. În aceeași perioadă au fost puse la punct primele dispozitive de protecție împotriva descărcărilor electrice atmosferice.

Primele transmisii radio, în cursul anilor 1920, au pus în evidență acțiunea perturbatoare a numeroaselor aparate electrice existente, aparate ce au trebuit ulterior deparazitate. Perturbațiile produse de diferite aparate au trebuit reduse astfel încât să nu depășească anumite limite. Pe de altă parte, sistemele perturbate au trebuit realizate astfel încât să funcționeze corect în

prezența perturbațiilor. Stabilirea valorilor limită și punerea la punct a procedurilor de măsurare și de control au făcut obiectul unor negocieri foarte complexe între reprezentanții producători și utilizatori.

Pentru punerea la punct a acestor reglementări și impunerea respectării lor au fost create organisme internaționale, cum ar fi *Comitetul Internațional Special Pentru Perturbații Radioelectrice (CISPR)* în cadrul *Comisiei Electrotehnice Internaționale (CEI)*. Problema protecției canalelor radio a devenit din ce în ce mai stringentă odată cu apariția noilor servicii de comunicații: televiziune, legături pe unde scurte, radionavigație, dirijarea traficului aerian etc. Reglementările au trebuit permanent aduse la zi, pentru a ține cont de evoluțiile tehnice, de apariția de noi surse potențiale de perturbații și de noi dispozitive susceptibile de a fi perturbate.

Spre sfârșitul celui de-al doilea război mondial, au apărut tehnicile electronice de reglaj și control. Este cazul sistemelor electronice și informatice folosite pentru controlul instalațiilor de putere, unde riscurile perturbării sunt importante din cauza coexistenței semnalelor mici cu semnale mari. Au fost puse la punct noi metode de lucru privind deparazitarea, cum ar fi: legarea la masă în formă de stea, decuplajul galvanic, ecranul de gardă, amplificatoarele diferențiale etc. Aparatele de radio cu utilizare militară și radarele au fost instalate la bordul avioanelor, al navelor și al tancurilor. Plasarea aparatelor în apropierea unor puternice sisteme de comunicații a ridicat noi probleme, care au fost într-o anumită măsură reglementate prin standarde militare foarte precise și stricte.

Situația s-a modificat fundamental odată cu apariția microelectronicii (1948 - tranzistorul, 1960 - tehnologia planară, 1965 - TTL, 1971 - microprocesorul). Circuitele de prelucrare a semnalelor au devenit mai mici și mai rapide. Ele au nevoie de mai puțină energie pentru memorarea și tratarea informației, dar în același timp pot fi mult mai ușor perturbate și chiar distruse. Energia necesară pentru distrugerea unei componente era de ordinul a unui milijoule (mJ) în cazul tuburilor electronice și al releelor, pe când un tranzistor poate fi distrus de energii de ordinul a unui microjoule (μJ), iar pentru un circuit integrat această valoare coboară până la aproximativ $0,01\mu\text{J}$. Aceste componente sunt mult mai performante, dar și mult mai vulnerabile. Ele sunt perturbate sau chiar distruse, de anumite efecte care nu influențau în nici un fel tuburile (de exemplu descărcările electrostatice - ESD).

În 1958, s-a constatat că o explozie atomică în atmosferă, la mare altitudine, produce un impuls electromagnetic suficient de intens pentru a scoate din uz rețeaua de telecomunicații și de telecomandă la scara unui întreg continent. Acest risc potențial a creat o anumită panică în mediile militare și a constituit un impuls decisiv pentru dezvoltarea domeniului compatibilității electromagnetice. Au fost finanțate numeroase proiecte de

cercetare pentru studierea impulsului electromagnetic de origine nucleară (NEMP) și a mijloacelor de protecție a echipamentelor. Modelele și metodele puse la punct în cadrul acestor studii au dus la progrese remarcabile în înțelegerea interacțiunilor electromagnetice.

Până în 1960 diversele tipuri de interacțiuni au fost studiate de o manieră mai mult sau mai puțin independentă în cadrul punerii la punct a fiecărui sistem particular. În prezent, frontierele care separă diferite domenii au tendința de a se estompa, astfel că se întâlnesc din ce în ce mai des sisteme electronice sau informatice strâns legate de dispozitive de putere. Așadar, problemele legate de perturbații tind să se generalizeze, dovedindu-se necesară regruparea activităților care se ocupă de ele.

În cadrul omologării unui aparat, trecerea testelor **CEM** este obligatorie. Din acest punct de vedere, al evaluării globale a unui aparat, compatibilitatea electromagnetică prezintă două aspecte: emisia și imunitatea. Problema emisie este reglementată prin diferite standarde (de exemplu, la noi în țară STAS 6048), care își au originea în recomandările CEI. O imunitate ridicată la perturbații a unui aparat deranjează în primul rând producătorul aparatului respectiv, aparat care devine nevandabil. Desigur, și un beneficiar neavizat poate fi afectat de calitatea mai slabă a aparatului, dar el are totdeauna posibilitatea de a alege firma furnizoare. Tocmai din cauza implicațiilor comerciale, proiectantul aparatului trebuie să aibă în vedere, încă din faza de proiectare, și problemele de imunitate pentru a putea asigura, prin măsuri adecvate, funcționarea corectă a aparatului în mediul electromagnetic respectiv. Aceste *măsuri adecvate* necesită cunoașterea surselor potențiale de perturbații, a mecanismelor de cuplaj parazit și a mijloacelor posibile de protecție.

Un aparat poate emite perturbații radiate prin câmp electromagnetic sau perturbații conduse prin intermediul conductoarelor de alimentare și de semnal. Atât perturbațiile radiate cât și cele conduse sunt localizate în aparatul respectiv; deci, în momentul în care acesta nu se încadrează în normele de emisie, proiectantul va fi interesat în depistarea surselor potențiale de perturbații, a mecanismelor de cuplaj parazit și a mijloacelor de protecție.

Așadar din punct de vedere al proiectantului, principalele probleme de compatibilitate sunt:

- surse de perturbații
- cuplaje parazite la JF prin conducție
- cuplaje parazite la ÎF prin conducție
- cuplaje parazite prin radiație
- cuplaje parazite datorate descărcărilor electrostatice (ESD)
- cuplaje parazite datorate descărcărilor atmosferice
- cuplaje parazite prin alimentări de c.c. și c.a. etc.

Problemele de compatibilitate electromagnetică trebuie avute în vedere încă din faza de proiectare a unui aparat, adoptându-se soluții constructive care, pe de o parte, să micșoreze perturbațiile produse de aparat, iar pe de altă parte să micșoreze sensibilitatea sa la perturbațiile din mediul extern sau la cele generate intern de diferite blocuri ale sale.

Dacă problema asigurării compatibilității electromagnetice este neglijată în primele etape ale proiectării unui nou echipament și se încearcă o rezolvare abia în faza de testare a prototipului, soluțiile vor fi scumpe și în general nesatisfăcătoare. Pe măsură ce dezvoltarea unui aparat evoluează de la faza de proiect la faza de prototip, prototip omologat și serie zero, proiectantul are la dispoziție din ce în ce mai puține tehnici disponibile pentru a asigura compatibilitatea electromagnetică. Costurile vor crește în consecință.

Dacă protecția la perturbații este avută în vedere de la începutul proiectării, soluțiile sunt simple și eficiente, aproximativ 80-90% din problemele potențiale fiind eliminate înainte de faza de testare a prototipului.

Din această scurtă introducere, se poate constata că **CEM** este un domeniu interdisciplinar, cu aplicații nu numai în electronică ci și în electrotehnică, energetică, protecția mediului și medicină. Aplicațiile **CEM** în domeniul electronicii prezintă cea mai mare importanță, deoarece numeroase perturbații afectează echipamentele electronice, iar acestea la rândul lor produc perturbații mari.

Din domeniul larg al **CEM**, prezenta lucrare se ocupă de două capitole importante pentru asigurarea compatibilității electromagnetice a aparaturii electronice: **teoria ecranelor electromagnetice multistrat și metoda elementelor finite aplicată problemelor CEM.**

Utilizarea din ce în ce mai largă a dispozitivelor și a structurilor cu microprocesoare duce la agravarea raportului critic dintre sistemele electronice și mediul electromagnetic înconjurător. Perturbații existente în acest mediu influențează în mod negativ sistemele electronice, putând duce la deranjamente ale funcționării lor sau chiar la distrugerea irevocabilă a unor componente electronice interne.

În ultimii ani se remarcă o tendință clară de specificare unitară și standardizată a cerințelor legate de compatibilitatea electromagnetică. Aceste cerințe devin din ce în ce mai ridicate, îndeplinirea lor nefiind o sarcină din cele mai ușoare în elaborarea și producerea unor astfel de sisteme.

Începând cu 1 ianuarie 1996, sistemele pentru aplicații industriale fabricate pe piața europeană vor purta marcajul **CE**, fapt care atestă, sub răspunderea nemijlocită a producătorului, că sistemul respectiv îndeplinește nu numai normele armonizate referitoare la compatibilitatea

electromagnetică. Aparatura electronică trebuie să satisfacă necondiționat aceste norme.

Cele mai importante surse perturbatoare pentru care trebuie asigurată imunitatea echipamentelor sunt: instalațiile de emisie (aparate de radioemisie, emițătoare de programe radio, TV etc.), inductivități comutabile (relee, contactoare, bobine, motoare etc.) din instalațiile industriale, descărcări electrice de energie ridicată (descărcări atmosferice, comutări în sisteme de alimentare cu energie electrică), radiații armonice ale diversilor consumatori de energie precum și descărcări electrostatice.

Influența negativă a acestor surse asupra aparaturii electronice poate avea ca urmare o deranjare parțială a funcționării pe durata existenței perturbației, o deranjare irevocabilă chiar și după dispariția perturbației sau mai mult, poate cauza distrugerea unor componente electrice, electronice și în special semiconductoare.

Canalele pe care se propagă perturbațiile produse de acestea sunt cuplaje prin radiație (unde electromagnetice), cuplaje inductive (pe cale magnetică, inducții cauzate de conductoare alăturate, transformatoare etc.), cuplaje capacitive (rezultate pe cale electrică, de la linii paralele etc.) și în fine cuplaje galvanice.

În funcție de originea și proprietățile electrice ale perturbației, compatibilitatea electromagnetică a sistemelor de măsură, control și reglare se referă la următoarele fenomene:

- ESD - descărcări electrostatice;
- RFI - radiații perturbatoare de înaltă frecvență;
- EFT - impulsuri perturbatoare de înaltă frecvență și de energie scăzută;
- SURGE - impulsuri perturbatoare de energie ridicată;
- H - câmpuri magnetice de c.c. sau c.a. de joasă frecvență.

1.2. UTILIZAREA PROGRAMELOR SPICE, MATLAB, QUICKFIELD, MSC/EMAS ÎN SOLUȚIONAREA PROBLEMELOR LEGATE DE COMPATIBILITATEA ELECTROMAGNETICĂ

1.2.1. UTILIZAREA PROGRAMULUI SPICE

Proiectarea și realizarea unui program de simulare și analiză a circuitelor și sistemelor electronice depinde de cerințele utilizatorilor și de nivelul științific și tehnologic al celor care își propun un asemenea scop. Un astfel de program trebuie să fie simplu și cât mai general, să fie eficient și ușor de exploatat, să reziste cât mai mult timp și să aibă un preț de cost acceptabil și, în ultimă instanță, să poată fi în permanență îmbunătățit și reactualizat.

Simularea și analiza comportării circuitelor electronice folosind calculatorul, prin economia de timp, de resurse materiale și umane, permit alegerea și implementarea rapidă a unei variante optime.

Posibilitățile de analiză și facilitățile incluse în programele de tip **SPICE (SIMULATION PROGRAMME WITH INTEGRATED CIRCUITS EMPHASIS)** au reflectat și reflectă experiența acumulată de producători și utilizatori într-o perioadă de câteva decenii.

De multe ori cerințele care se impun sunt contradictorii și în rezolvarea lor se fac unele compromisuri.

Elaborarea unui circuit sau sistem electronic poate fi caracterizată de mai multe etape:

- specificarea cerințelor;
- proiectarea schemei bloc;
- alegerea metodelor de proiectare;
- proiectarea schemelor de principiu;
- simularea și analiza rezultatelor;
- optimizarea rezultatelor;
- realizarea practică a modelului de laborator;
- măsurarea performanțelor;
- reluarea proiectării dacă cerințele dorite nu sunt îndeplinite;
- realizarea documentației de execuție;
- producție în serie (în ultima vreme automată).

Simularea și analiza (ca etapă) au un rol foarte important, constituind etapa intermediară absolut necesară între proiectare și realizarea modelului experimental.

Simularea și analiza devin foarte interesante când se dorește optimizarea unei soluții inițiale prin iterații succesive, iar calculatorul electronic devine instrumentul de bază, fără care nici măcar nu putem gândi acest lucru.

Privind dintr-un anumit punct de vedere, ținând cont de etapele menționate mai sus, procesul de proiectare poate fi considerat ca un proces iterativ de analiză și îmbunătățire a unei soluții, care se termină când se îndeplinesc toate cerințele impuse.

În evoluția lor, programele și mediile de analiză și simulare au devenit din ce în ce mai performante și mai prietenoase în dialogul cu utilizatorul, fiind integrate conceptului general de mediu de dezvoltare.

Un astfel de mediu pentru analiza și simularea circuitelor și sistemelor electronice conține:

- un program master, interactiv, cu grafică deosebită, cât mai atrăgătoare, care în fiecare moment este gata să lanseze în execuție orice componentă a mediului, descrisă mai sus, îndeplinind rapid dorințele utilizatorului;

- un editor intern, de texte sau grafic, cu ajutorul căruia se descrie sau se introduce schema circuitului electronic;
- programul de simulare propriu-zis, care face analiza și simularea circuitului sau sistemului dorit;
- un procesor grafic, care să prezinte rezultatele într-o formă cât mai relevantă, atractivă și convingătoare;
- capacitatea de a prelua descrierea unui circuit de la un editor de texte și/sau editor grafic, ambele externe;
- capacitatea de a putea trimite rezultatele simulării la un procesor grafic extern;
- posibilitatea preluării schemei electrice a unui circuit, care se dorește a fi simulat, dintr-un alt mediu, în care s-a realizat proiectarea.

Modelul **SPICE** se poate adapta pentru simularea ecranului plan-paralel format dintr-o singură foaie metalică de grosime d , cât și pentru ecranul cilindric realizat dintr-un singur strat. Modelul se poate extinde și pentru ecrane multistrat plane și cilindrice.

Prin prisma acestei metode, ecranul multistrat se reduce la conectarea în cascadă a unor cuadripoli [41], deoarece fiecare strat este modelat printr-o linie de transmisie iar acestea fiind pasive, liniare și reciproce, admit scheme echivalente în T sau π . Dacă, din cele șase tipuri posibile de parametri de cuadripol, se folosesc parametri de transfer (numiți și parametri fundamentali sau parametri lanț), atunci matricea globală de transfer se obține simplu, prin înmulțirea matricilor cuadripolilor individuali conectați.

Trebuie totuși precizat că această abordare este valabilă numai pentru ecrane plane, cilindrice infinite (de dimensiuni mult mai mari decât lungimea de undă). De asemenea, efectele specifice geometriei ecranului nu sunt luate în calcul.

Schemele echivalente cu linii de transmisie sugerează posibilitatea unui model **SPICE** pentru ecranul multistrat. Un astfel de model ar fi interesant din mai multe puncte de vedere:

- Viteza și comoditatea în utilizare a programului **SPICE**.
- Posibilitatea extinderii imediate a analizei pentru regim tranzitoriu folosindu-se semnale de forme deosebite: exponențiale, dreptunghiulare etc. cu care se poate simula comportarea ecranului la fenomene de tip:
 1. ESD (electrostatic discharge)
 2. EMP (electromagnetic pulse)
 3. NEMP (nuclear electromagnetic pulse)
 4. LEMP (electromagnetic pulse generated by a nearby lightning strike) etc.
- Constituirea unor biblioteci de ecrane standard, care ar putea fi folosite pentru o primă evaluare a atenuării asigurate de unele incinte ecranate.

În plus, majoritatea proiectanților sunt familiarizați cu programul **SPICE** și astfel ar putea estima atenuarea fără a fi specializați în compatibilitate electromagnetică.

Peretele ecranului reprezintă o linie de transmisie cu pierderi, dispersivă. Versiunile mai recente ale programului **SPICE** (5.3 și următoarele) au un model pentru linii de transmisie cu pierderi (**TLOSSY-R,L,C,G**) care permite inclusiv modelarea unei comportări dispersive pentru R și G prin folosirea expresiilor **LAPLACE**.

1.2.2. UTILIZAREA PROGRAMULUI MATLAB

MATLAB reprezintă un program interactiv pentru calcul numeric și vizualizare de date. La bază **MATLAB**-ul are un software matricial sofisticat pentru analiza sistemelor lineare de ecuații. Matricile sunt utile, pentru că pot descrie foarte multe fenomene într-un mod matematic eficient și foarte flexibil. Ele pot descrie relațiile lineare între componentele diferitelor modele matematice.

Deci o matrice poate descrie comportamentul unui sistem extrem de complex, în ciuda faptului că relația de legătură între două elemente ale matricii este extrem de simplă. Acest aspect conduce la concluzia, că algebra matricială se bazează pe sistemul *divide et impera* al problemelor complicate. Problemele se împart în multe părți simple; apoi se aplică algoritmi matriciali puternici [47] pentru a obține rezultate utile.

Posibilitățile de vizualizare și de grafică ale **MATLAB** sunt astfel realizate încât să poată asigura simplitate, eleganță și putere în lucrul cu datele grafice.

Cadrul **Handle Graphics** reprezintă o cale orientată pe obiect în scopul vizualizării. Acesta permite afișarea datelor și totodată manipularea oricărei părți a imaginii create, fie că acest lucru înseamnă modificarea culorii, a stilului liniei sau a caracterului. În acest sens, orchestrarea datelor, care reprezintă imaginea vie se va face în mod interactiv. **MATLAB** conține o varietate largă de funcții grafice bidimensionale pentru a crea reprezentări de date. Acestea acceptă date de intrare sub formă de vectori sau matrici, scalând apoi automat axele pentru a plasa potrivit datele de intrare. **MATLAB** conține totodată și funcții specializate bidimensionale realizate în scopul aplicării acestora în multe aplicații [52].

Reprezentarea grafică a atenuărilor diferitelor tipuri de ecrane multistrat s-a realizat utilizând facilitățile programului **MATLAB** funcții de funcții și a funcțiilor grafice bidimensionale. Evaluând astfel atenuările ecranelor se va putea stabili, care dintre ecrane se utilizează cel mai bine într-un anumit domeniu de frecvențe, precum și tipul de material, care este cel mai bine să fie utilizat.

Funcția **fplot** reprezintă o cale mai elegantă de reprezentare a funcțiilor matematice, pentru că adaptează eșantioanele funcției la un număr de puncte suficient de mare pentru a se obține un grafic reprezentativ. În timp ce tehnicile anterioare de evaluare a funcțiilor realizau intervale spațiate constant, tehnicile actuale concentrează evaluarea funcției peste regiuni, în cadrul cărora rata de schimbare este maximă.

1.2.3. POSIBILITĂȚI MODERNE DE REZOLVARE, UTILIZÂND METODA ELEMENTELOR FINITE. PROGRAME DE SIMULARE.

Literatura de specialitate [50] descrie diverse proceduri de rezolvare a ecuațiilor lui MAXWELL, și anume:

- **metode analogice**
- **metode grafice**
- **metode analitice**
- **metode numerice**

Ținând cont de stadiul actual de dezvoltare a tehnicii de calcul, de efortul de timp necesar și de precizia de rezolvare dorită actualmente, cele mai adecvate metode sunt cele numerice.

Din cadrul procedurilor numerice, metoda cea mai răspândită, implementată într-o relativ mare diversitate de programe pentru calculatoare mari, workstation-uri și calculatoare personale, este metoda elementelor finite.

Secțiunea de față nu va intra în detalii privind rezolvarea numerică a câmpului, scopul său principal fiind prezentarea programelor de simulare a fenomenelor electromagnetice, folosind MEF (metoda elementelor finite) în vederea utilizării acestora ca mijloace de investigare, pentru atingerea țelului impus: perfecționarea ecranării multistrat a aparaturii electronice și a studiului perturbațiilor de pe plăcile cu circuite imprimate.

Asemenea programe CAD (Computer Aided Design) au fost dezvoltate în ultimii 20 de ani și se utilizează pe scară largă în simulări de câmp electromagnetic, începând de la frecvențe foarte joase și până la cele mai înalte frecvențe. Aceste programe iau în considerare proprietățile electromagnetice ale elementelor din sisteme și unele caracteristici particulare ca anisotropii, pierderi, neliniarități etc., diferențiat după gradul de evoluție.

Implementarea MEF pentru studiul fenomenelor electromagnetice este astăzi unanim apreciată ca o metodă foarte exactă și fiabilă de rezolvare a problemelor de câmp electromagnetic [18].

Un studiu comparativ al programelor de simulare electromagnetică, utilizând MEF, pune în evidență o structurare unitară și modulară a acestora cuprinzând trei segmente de bază (fig.1.1):

1. **Preprocesor:** Este modul de intrare, care permite definirea geometriei sistemului analizat (editor grafic), specificarea materialelor utilizate cu indicarea parametrilor de material (ϵ , μ , σ etc.), precizarea condițiilor de frontieră ale sistemului, definirea surselor în sistem (mărime, frecvență, defazaaj) precum și indicarea preciziei de simulare și a condițiilor de încheiere a simulării (atingerea unei anumite precizii, număr de iterații, de elemente finite etc.). O funcție deosebit de importantă, prezentă la aproape toate programele cunoscute, este generarea rețelei de elemente finite. Funcție de structura locală, preprocesorul decide asupra acurateții de împărțire în elemente finite. De la iterație la iterație, preprocesorul realizează automat o îmbunătățire a descompunerii în elemente finite, numărul acestora putând ajunge uzual la 50.000. Evident, utilizatorul are posibilitatea de a interveni și a modifica în orice moment această rețea.
2. **Postprocesor:** Este modulul de ieșire care pune la dispoziție, în formă grafică sau numerică, rezultatele simulării, în concordanță cu modulul procesor utilizat. Pornind de la valorile determinate ale mărimilor de câmp (B, H, D, E, A_1, J), postprocesorul calculează mărimile derivate corespunzătoare ($\Phi, \Psi, R, C, L, U, I$ etc.). Programele de simulare puternice dispun și de un calculator capabil să efectueze calcule scalare și/sau vectoriale cu sau între mărimile mai sus menționate.
3. **Modulele procesor:** Sunt modulele de bază care efectuează cu adevărat rezolvarea numerică a ecuațiilor lui MAXWELL în forma discretizată. Pentru reducerea timpului de calcul și rezolvarea exclusivă a problemei dorite, aceste module sunt specializate pe tipuri de analize: electrostatic, magnetostatic, electromagnetic etc.

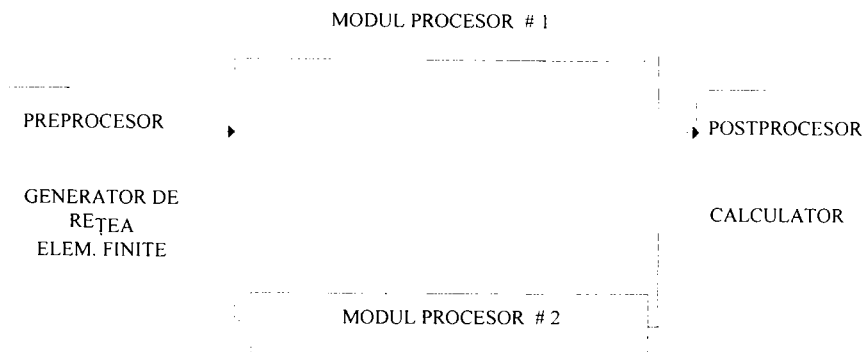


Fig. 1.1. Structura unitară și modulară a programelor MEF.

În cele ce urmează se va face o sumară trecere în revistă a celor mai uzuale programe de simulare electromagnetică, pentru sisteme 3D sau

bidimensionale 2D, cu indicarea modulelor procesor pe care le cuprind [45].

Programul MAFIA (CST Darmstadt) este unul dintre cele mai utilizate programe în Germania și cuprinde următoarele module procesor:

- S: simulări de câmp electrostatic sau magnetostatic, respectiv distribuții de temperatură (3D/2D);
- W3: simulări de câmp electromagnetic în regim staționar, pentru domeniu larg de frecvențe (3D);
- E2/E3: simulări de valori proprii și frecvențe proprii ale structurilor rezonante (2D/3D);
- T2/T3: simulări ale câmpului electromagnetic în regim tranzitoriu (2D/3D);
- TS2/TS3: simulări de câmp electromagnetic și interacțiunile acestuia cu sarcini mobile (2D/3D).

• **Programul MAXWELL** (Ansoft Corporation-USA) este un program larg răspândit în SUA și include două pachete identice de module procesor, pentru simulări 3D, respectiv 2D, fiecare pachet cuprinzând următoarele module procesor:

- DC Electric Field Simulator: simulări în câmp electrostatic;
- DC Magnetic Field Simulator: simulări de câmp magnetostatic;
- EDDY CURRENTS: simulări de câmp electromagnetic și curenți turbionari;
- DC Conduction Field Simulation: simulări de câmpuri produse de curenți continui în conductoare și dielectrics cu pierderi;
- AC Conduction Field Simulation: simulări de câmpuri produse de curenți alternativi în conductoare și dielectrics cu pierderi;
- EDDY AXIAL Field Simulation: analiza curenților turbionari în obiecte plasate în câmp magnetic variabil în timp.

Programul CAE-Electromagnetic Software (Integrated Engineering Software-USA) cuprinde 7 module independente:

- COULOMB: simulări 3D de câmp electrostatic;
- ELECTRO: simulări 2D de câmp electrostatic;
- AMPERES: simulări 3D de câmp magnetostatic;
- MAGNETO: simulări 2D de câmp magnetostatic;
- FARADAY: simulări 3D de câmp electromagnetic;
- OERSTED: simulări 2D de câmp electromagnetic;
- KELVIN: analiza distribuțiilor de temperatură în sisteme 2D.

Familia de programe VECTOR (Vector Fields-USA) include patru variante, conținând diferite module procesor:

- PC-OPERA: ST+SS+TR/2D;
- PE 2D: ST+SS+TR+PF+VL/2D;
- TOSCA: ST/3D;
- ELEKTRA: SS+TR+VL/3D;

modulele procesor fiind:

- ST(Static): simulări de câmp electrostatic și electromagnetic;
- PF(Packing Factor): simulări de câmp electrostatic și electromagnetic pentru materiale anizotrope;
- SS(Steady State): simulări de câmp electromagnetic staționar;
- TR(Transient): simulări de câmp electromagnetic variabil în timp;
- VL(Velocity): simulări de câmp electromagnetic și ale interacțiunii acestuia cu sarcini mobile.

ANSYS-EMAG (Multi-Purpose Design Analysis Software) include trei module independente:

- Electromagnetism
 1. Cuplarea circuitelor
 2. Electrostatică
 3. Câmpuri electromagnetice
 - statice
 - armonice
 - variabile în timp
- Curgerea fluidelor
 1. Calculul dinamicii fluidelor (CFD)
 2. Transport multiplu
 3. Curgerea de-a lungul unui tub
 4. Curgere potențială
 5. Prelingere (Seepage)
- Câmp cuplat
 6. Fluid-structură
 7. Fluid-termal
 8. Fluid-magnetic
 9. Magneto-structural
 10. Magneto-termal
 11. Termal-electric.

MSC/EMAS (MacNeal-Schwendler Corporation-Los Angeles) cuprinde patru module independente:

- ELECTRICAL APPARATUS, incluzând analiza tridimensională a curenților turbionari (3D-EDDY CURRENT);
- EMC/EMI (electromagnetic coupling/electromagnetic interference) calculează matricile circuitelor și asigură posibilitatea predicției interferenței și susceptibilității;
- RF și MICROWAVES cu frontieră absorbantă și parametri S;
- ANTENNAS furnizează directivitatea și felul radiației la orice distanță față de sursă.

QUICKFIELD (Tera Analysis Co.-Tarzana) cuprinde cinci module independente:

- MAGNETOSTATIC ANALYSIS-utilizată pentru proiectarea și analiza diferitelor dispozitive, cum ar fi solenoizi, motoare electrice, ecrane magnetice, magneți permanenți etc. Quickfield realizează o analiză liniară și neliniară magnetostatică pentru modele bidimensionale și modele simetrice față de axe.
- ELECTROSTATIC ANALYSIS-utilizată pentru proiectarea și analiza unei largi varietăți de sisteme capacitive, cum ar fi liniile de transmisie etc. Quickfield realizează o analiză electrostatică liniară pentru modele bidimensionale și modele simetrice față de axe.
- CURRENT FLOW ANALYSIS-utilizată pentru analiza sistemelor conductoare. Quickfield realizează o analiză liniară a curgerii curentului pentru modele bidimensionale și modele simetrice față de axe.
- THERMAL ANALYSIS-utilizată pentru proiectarea diferitelor sisteme mecanice și electrice. Quickfield realizează o analiză termică liniară și neliniară pentru modele bidimensionale și modele simetrice față de axe.
- STRESS ANALYSIS-utilizată pentru proiectarea diferitelor componente mecanice și electrice. Quickfield realizează o analiză liniară a tensiunilor pentru modele bidimensionale și modele simetrice față de axe.

2. MODURI DE ABORDARE A PROBLEMELOR DE ECRANARE

2.1. PROBLEMA ECRANĂRII APARATURII ELECTRONICE

Problema ecranării aparaturii electronice comportă numeroase dificultăți atât teoretice cât și experimentale.

Următoarele probleme se vor trata în cadrul prezentei lucrări:

- Posibilități de utilizare a metodelor numerice,
- Abaterile unui ecran real față de modelul teoretic,
- Efectul găurilor, a îmbinărilor și a fantelor,
- Efectul geometriei ecranului,
- Caracterizarea materialelor folosite pentru ecranare,
- Standarde privind evaluarea ecranelor,
- Măsurarea caracteristicilor materialelor pentru ecrane.

2.2. ECUAȚIILE DE PROPAGARE A CÂMPULUI ELECTROMAGNETIC

Studiul propagării câmpului electromagnetic are la bază ecuațiile obținute prin particularizarea legilor generale ale electrotehnicii pentru un mediu în repaus, liniar, omogen și izotrop, lipsit de polarizație permanentă, de magnetizare permanentă și de câmp electric imprimat; aceste ecuații sunt:

- legea inducției electromagnetice (Faraday):

$$\operatorname{rot} \bar{\mathbf{E}} = -\mu \frac{\delta \bar{\mathbf{H}}}{\delta t}; \quad (2.1)$$

- legea circuitului magnetic (Ampère):

$$\operatorname{rot} \bar{\mathbf{H}} = \sigma \bar{\mathbf{E}} + \varepsilon \frac{\delta \bar{\mathbf{E}}}{\delta t}; \quad (2.2)$$

- legea fluxului magnetic:

$$\operatorname{div} \bar{\mathbf{B}} = 0; \quad (2.3)$$

- legea fluxului electric (Coulomb):

$$\operatorname{div} \bar{\mathbf{D}} = \rho, \quad (2.4)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \mu \bar{\mathbf{H}}, \quad (2.5)$$

$$\bar{\mathbf{D}} = \varepsilon \bar{\mathbf{E}}, \quad (2.6)$$

$$\bar{\mathbf{J}} = \sigma \bar{\mathbf{E}}. \quad (2.7)$$

În cazul unei variații armonice a câmpului electromagnetic:

$$\bar{\mathbf{E}}(x, y, z, t) = \bar{\mathbf{E}}(x, y, z)e^{j\omega t}, \quad (2.8)$$

$$\bar{\mathbf{H}}(x, y, z, t) = \bar{\mathbf{H}}(x, y, z)e^{j\omega t}. \quad (2.9)$$

Pe lângă **caracterul vectorial** $\bar{\mathbf{E}}$, $\bar{\mathbf{H}}$ au și **caracter fazorial**. În continuare se va subînțelege că mărimile respective sunt și **fazori**.

Ecuțiile (2.9) și (2.10) devin:

$$\text{rot}\bar{\mathbf{E}} = -j\omega\mu\bar{\mathbf{H}}, \quad (2.10)$$

$$\text{rot}\bar{\mathbf{H}} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\bar{\mathbf{E}}. \quad (2.11)$$

Deoarece atât în spațiul lipsit de sarcini, cât și în metale sunt valabile ecuațiile (2.10) și (2.11), aplicând operatorul rotor relațiilor precedente și ținând cont că:

$$\text{rot}(\text{rot}\bar{\mathbf{A}}) = \text{grad}(\text{div}\bar{\mathbf{A}}) - \Delta\bar{\mathbf{A}}. \quad (2.12)$$

Rezultă:

$$\Delta\bar{\mathbf{E}} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\bar{\mathbf{E}}, \quad (2.13)$$

$$\Delta\bar{\mathbf{H}} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\bar{\mathbf{H}}. \quad (2.14)$$

Ecuțiile (2.13) și (2.14) reprezintă ecuațiile de propagare a undelor electromagnetice cu frecvența $f = \omega/2\pi$, într-un mediu caracterizat de constantele σ , μ , ε . Se poate nota cu Γ **constanta de propagare**:

$$\Gamma^2 = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon). \quad (2.15)$$

Constanta de propagare Γ , se poate separa într-o parte reală și una imaginară:

$$\Gamma = \alpha + j\beta = \alpha + j\Gamma_0. \quad (2.16)$$

Se obțin astfel ecuațiile de propagare cunoscute și sub numele de **ecuațiile lui Helmholtz**:

$$\Delta\bar{\mathbf{E}} = \Gamma^2\bar{\mathbf{E}}, \quad (2.17)$$

$$\Delta\bar{\mathbf{H}} = \Gamma^2\bar{\mathbf{H}}. \quad (2.18)$$

O posibilitate de rezolvare a problemelor de ecranare constă în rezolvarea ecuațiilor vectoriale ale lui Helmholtz în exteriorul, interiorul și în peretele ecranului, în condiții la limită date și deducerea factorului de ecranare prin utilizarea ingenioasă a condițiilor la limită. Ecuația lui Helmholtz are o infinitate de soluții și dificultățile apar atât la separarea variabilelor, cât și la restrângerea soluției generale la o formă care să satisfacă restricțiile impuse de condițiile la limită. Deseori, prin separarea variabilelor se obțin ecuații diferențiale a căror **rezolvare este posibilă numai numeric** [18]. Datorită dificultăților de determinare a constantelor de integrare care intervin în soluțiile ecuațiilor, numai un număr mic de probleme de curenți variabili pot fi rezolvate analitic exact prin separarea variabilelor. Deoarece $\varepsilon_0 = 1/(36\pi) \cdot (10)^{-9} \text{F/m}$, și $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$, iar în metale $\sigma = (10^5 - 10^8) \cdot 1/\Omega\text{m}$, rezultă că, la toate frecvențele de interes, în peretele ecranului se poate aproxima:

$$\sigma \gg \omega \epsilon. \quad (2.19)$$

Această relație arată că în metale bune conductoare, se poate neglija curentul de deplasare față de curentul de conducție aproximând:

$$\Gamma^2 = j\omega\mu\sigma. \quad (2.20)$$

Din cauza efectului pelicular, repartiția densității de curent în interiorul conductorului nu este uniformă. Distanța în interiorul materialului conductor la care câmpul aplicat pe suprafața sa scade de e ori, unde $e = 2,71\dots$, este baza logaritmilor naturali, se numește **adâncime de pătrundere**, și se notează cu δ :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (2.21)$$

Deci:

$$\Gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \frac{\sqrt{2j}}{\delta} = \frac{1+j}{\delta} \quad (2.22)$$

În mediul dielectric $\sigma = 0$ și:

$$\Gamma = j\omega\sqrt{\epsilon\mu} = j\Gamma_0 = j\frac{\omega}{v} = j\frac{2\pi}{\lambda}. \quad (2.23)$$

Pentru aer:

$$\Gamma_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}. \quad (2.24)$$

Dacă, în mediul dielectric, se neglijează curentul de deplasare, rezultă $\Gamma=0$. Se obișnuiește să se facă această aproximație la frecvențe joase (de exemplu $f \leq 30\text{MHz}$, $\lambda \geq 10\text{m}$), regimul corespunzător numindu-se **regim cvasistaționar** [12].

În regim nestacionar, la ÎF, neglijarea curentului de deplasare în aer nu mai este posibilă și trebuie folosite relațiile (2.13) și (2.14).

În deducerea ecuației undelor s-a presupus în mod implicit că sursa de câmp electromagnetic este amplasată la infinit. În cazul undelor plane omogene (uniforme), planele de fază constantă sunt și plane de amplitudine constantă (vectorii \vec{E} , respectiv \vec{H} au aceleași amplitudini și faze în plane infinite perpendiculare pe direcția de propagare). În mod practic este necesară o sursă de dimensiuni infinite pentru a crea un câmp uniform, iar sursele reale de câmp au dimensiuni finite. Totuși, la distanță mare de sursă, o porțiune mică a frontului de undă poate fi considerată plană. Astfel de unde pot exista numai în medii infinite și omogene, fiind create de surse plasate la infinit [39]. Undele plane uniforme sunt un caz particular de unde plane și sunt unde de tip TEM.

2.3 FACTORUL DE ECRANARE ȘI ATENUAREA ECRANULUI

Efectul de ecranare poate fi apreciat în funcție de reducerea câmpului magnetic și/sau electric cauzată de ecran. Dacă se notează cu \bar{H}_e , câmpul în absența ecranului (sau **câmpul incident perpendicular la ecran**, la distanță mare de ecran) și cu \bar{H}_i câmpul din spațiul protejat, se poate aprecia efectul ecranului cu ajutorul unei mărimi complexe adimensionale, numită **factor de ecranare** și notată cu F .

Prin definiție:

$$F = \frac{H_i}{H_e} \quad (2.25)$$

Considerând câmpurile electromagnetice cu variație armonică, din cauza defazajului care apare la trecerea lor prin ecran, H_i și H_e nu sunt în fază.

Datorită condițiilor la limită câmpurile magnetice și electrice reale sunt pe aceeași dreaptă, deci:

$$\bar{H}_i = H_i \bar{n},$$

$$\bar{H}_e = H_e \bar{n},$$

$$|\bar{n}| = 1.$$

Considerând câmpurile electromagnetice cu variație armonică, din cauza defazajului care apare la trecerea lor prin ecran, H_i , H_e nu sunt în fază.

Conform definiției, rezultă:

$$|F| \leq 1. \quad (2.26)$$

Dacă ecranul asigură o reducere importantă a câmpului, atunci:

$$|F| \ll 1. \quad (2.27)$$

Deoarece în cazul unei unde plane raportul E/H este constant și egal cu Z_0 (impedanța de undă în aer), în câmp depărtat [42], factorul de ecranare se poate calcula și cu relația:

$$F = \frac{E_i}{E_e}. \quad (2.28)$$

În cazul câmpului apropiat, efectele de ecranare pentru câmpul electric și magnetic sunt diferite și se calculează separat. În practică, se apreciază efectul ecranului, cu ajutorul mărimii numite **atenuarea ecranului (a)** în decibeli [dB]. Prin definiție:

$$a = 20 \log \frac{1}{|F|} , \quad [dB] \quad (2.29)$$

$$a_E = 20 \log \left| \frac{E_e}{E_i} \right| , \quad [dB] \quad (2.30)$$

$$a_H = 20 \log \left| \frac{H_e}{H_i} \right| \quad [dB] \quad (2.31)$$

Dacă atenuarea se calculează folosind metoda impedanțelor [41], în loc de notația a se va folosi SE (*eficacitatea ecranării*), care este o notație consacrată pentru această metodă. Utilizarea $[dB]$ permite ca atenuările produse de diferite ecrane, sau prin diferite mecanisme fizice de ecranare, să fie sumate pentru a obține atenuarea totală. De exemplu, în cazul calculării atenuării ecranului prin metoda impedanțelor se poate scrie:

$$SE = A + R + B \quad [dB] \quad (2.32)$$

unde: $SE[dB]$ - atenuarea totală a câmpului electric sau/și magnetic;

$A[dB]$ - atenuarea câmpului electric sau/și magnetic datorată absorbției (pierderile prin absorbție);

$R[dB]$ - atenuarea câmpului electric sau/și magnetic datorată reflexiei (pierderile prin reflexie);

$B[dB]$ - factor de corecție în cazul ecranelor subțiri.

În felul acesta se pun în evidență cele trei mecanisme care contribuie la asigurarea ecranării: absorbția, reflexia și reflexiile multiple.

Factorul de ecranare F și atenuarea a , respectiv SE , variază cu frecvența, cu geometria ecranului, cu materialul din care este făcut ecranul, cu locul în care este măsurat câmpul, cu tipul de câmp ce trebuie atenuat, direcția de incidență a câmpului și polarizarea sa.

2.4. CALCULUL ECRANELOR PRIN METODA IMPEDANȚELOR

Problemele de ecranare pot fi abordate analitic prin metoda separării variabilelor, încercându-se o rezolvare directă a ecuațiilor Helmholtz. Totuși, doar geometriile Wiener-Hopf [11] permit separarea, iar calculele sunt dificile chiar și în cazurile simple (ecran plan-parallel, cilindric sau sferic). Deși importantă din punct de vedere științific, metoda separării variabilelor este greu de utilizat pentru calcule inginerești. Plecând de la faptul că într-o linie de transmisie, în care se propagă modul TEM, câmpul electromagnetic are o structură de undă plană și făcând o analogie cu propagarea unei unde plane în spațiul liber, A.Schelkunoff [20] a dezvoltat

o metodă alternativă de calcul a ecranelor [13], [14], [15], [47] metodă pe care o numim în continuare **metoda impedanțelor**. Această metodă este și în prezent cea mai folosită pentru calcule de dimensionare, iar o serie de dezvoltări recente au resuscitat interesul științific pentru această abordare. În formă inițială, metoda impedanțelor era riguroasă doar pentru ecranul plan de dimensiuni infinite (practic mult mai mari decât λ), dar în prezent metoda a fost extinsă și pentru alte tipuri de ecrane [20], [41]. Trebuie de asemenea subliniat că o serie de concepte introduse de A.Schelkunoff în cadrul acestei abordări s-au dovedit extrem de utile și în cazul metodei separării variabilelor, mai ales pentru calculul ecranelor în câmp nestaționar și pentru calculul ecranelor multistrat.

2.5. ANALOGIA DINTRE SPAȚIUL LIBER ȘI O LINIE DE TRANSMISIE

Studiul undei plane pune în evidență o asemănare remarcabilă cu fenomenele cunoscute din analiza propagării undelor de tensiune și de curent pe liniile de transmisie [43]. A.Schelkunoff a observat această asemănare [20], [44] și a folosit-o pentru interpretarea fenomenelor de propagare.

Constanta de propagare și impedanța intrinsecă a mediului corespund constantei de propagare și impedanței caracteristice din teoria liniilor de transmisie. Comparând aceste ecuații, cu ecuațiile specifice liniilor de transmisie se pot pune în evidență următoarele corespondențe [40]:

1. linie de transmisie

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.33)$$

- $\gamma[\text{m}^{-1}]$ - constanta de propagare pe linie,
- $L[\text{H/m}]$ - inductanța liniei pe unitatea de lungime,
- $G[\Omega\text{m}]$ - conductanța liniei pe unitatea de lungime,
- $C[\text{F/m}]$ - capacitatea liniei pe unitatea de lungime.

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.34)$$

- $Z_c[\Omega]$ - impedanța caracteristică a liniei,
- $U[\text{V}]$ - tensiunea între conductoarele liniei,
- $I[\text{A}]$ - intensitatea curentului prin linie.

2. câmp electromagnetic

$$\Gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (2.35)$$

- $\Gamma[\text{m}^{-1}]$ - constanta de propagare a mediului,
- $\mu[\text{H/m}]$ - permeabilitatea mediului,
- $\sigma[\Omega\text{m}]$ - conductivitatea mediului,

- $\epsilon[\mathbf{F}/\mathbf{m}]$ - constanta dielectrică a mediului.

$$Z_{im} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (2.36)$$

- $Z_{im}[\Omega]$ - impedanța intrinsecă a mediului,
- $\mathbf{E}[\mathbf{V}/\mathbf{m}]$ - intensitatea câmpului electric,
- $\mathbf{H}[\mathbf{A}/\mathbf{m}]$ - intensitatea câmpului magnetic.

Prin separarea constantei de propagare în partea reală și respectiv, imaginară, $\gamma=\alpha+j\beta$, partea reală se numește **constantă de atenuare**, iar partea imaginară **constantă de fază**. Ca și în cazul liniilor de transmisie, viteza de propagare a fazei este $v=\omega/\beta$. Rezultă:

I. Spațiul liber

- $\alpha[\mathbf{dB}/\mathbf{m}]$ - constanta de atenuare a mediului,
- $\beta[\mathbf{rad}/\mathbf{m}]$ - constanta de fază a mediului,
- $\mathbf{v}[\mathbf{m}/\mathbf{s}]$ - viteza de propagare.

II. Linia de transmisie

- $\alpha[\mathbf{dB}/\mathbf{m}]$ - constanta de atenuare a liniei,
- $\beta[\mathbf{rad}/\mathbf{m}]$ - constanta de fază a liniei,
- $\mathbf{v}[\mathbf{m}/\mathbf{s}]$ - viteza de propagare.

Deci, propagarea undei plane într-un mediu omogen și izotrop cu parametrii μ , ϵ și σ corespunde propagării pe o linie de transmisie de lungime infinită cu parametrii L , G și C (fără pierderi ohmice, $R=0$).

3. ANALIZA ȘI MODELAREA ECRANULUI MULTISTRAT PLAN-PARALEL

Acest capitol se va concentra asupra următoarelor contribuții originale:

- un calcul mai exact al factorului de ecranare F pentru **ecranul multistrat plan-parallel**;
- realizarea unui model **SPICE** pentru **ecranul multistrat plan-parallel**, abordare cu linii de transmisie, care include și elemente ce țin de geometria ecranului;
- răspunsul în domeniul timp al modelului **ecranului multistrat plan-parallel**.

3.1. ECRANE PLAN-PARALELE CU DOUĂ STRATURI. GENERALITĂȚI.

Se consideră un ecran realizat din două straturi (1 și 2) plasate unul peste altul, fără aer între ele (ecran laminat). Pentru mai multă claritate, în Fig.3.1 s-a desenat ecranul cu o anumită distanță între straturi. Se presupune, de asemenea, că cele două straturi sunt plane. Se consideră pentru început cazul unui ecran iluminat din interior de câmpul \bar{H}_i , câmp produs de o sursă punctiformă, de exemplu de un mic dipol. Se consideră amplitudinea normată de valoare egală cu unitatea.

S-a arătat în [20] că ecranul produce un câmp de reflexie, creat de circulația curenților turbionari prin ecran, proporțional cu factorul de reflexie W_{i1} . O parte a câmpului perturbator, cea care conține factorul W_{i1} este reflectată de stratul 1. O parte a câmpului traversează ecranul și se regăsește atenuată de F_1 ori (F_1 este factorul de ecranare al stratului 1). Acest câmp rezidual întâlnește acum stratul 2. O parte este din nou reflectată cu factorul de reflexie W_{i2} , iar o altă parte a câmpului traversează stratul 2, fiind atenuată de F_2 ori (F_2 fiind factorul de atenuare al stratului 2). Câmpul exterior este așadar atenuat de $F_1 F_2$ ori și are de asemenea forma unui câmp incident.

Câmpul reflectat de suprafața interioară a stratului 2 întâlnește suprafața exterioară a stratului 1 și o parte traversează acest strat iar o parte se reflectă. În consecință, câmpul care ajunge în interior, traversând stratul 1, are amplitudinea $F_1^2 W_{i2}$ și se adună la câmpul reflectat inițial (câmpul incident de amplitudine 1, multiplicat cu factorul de reflexie W_{i1}), astfel că în interior există acum un câmp de reflexie total, $W_{i1} + F_1^2 W_{i2}$. Partea de câmp reflectată de suprafața interioară a stratului 2 și reflectată din nou la suprafața exterioară a stratului 1 are amplitudinea $F_1 W_{i2} W_{e1}$. Acest câmp reflectat întâlnește suprafața interioară a stratului 2.

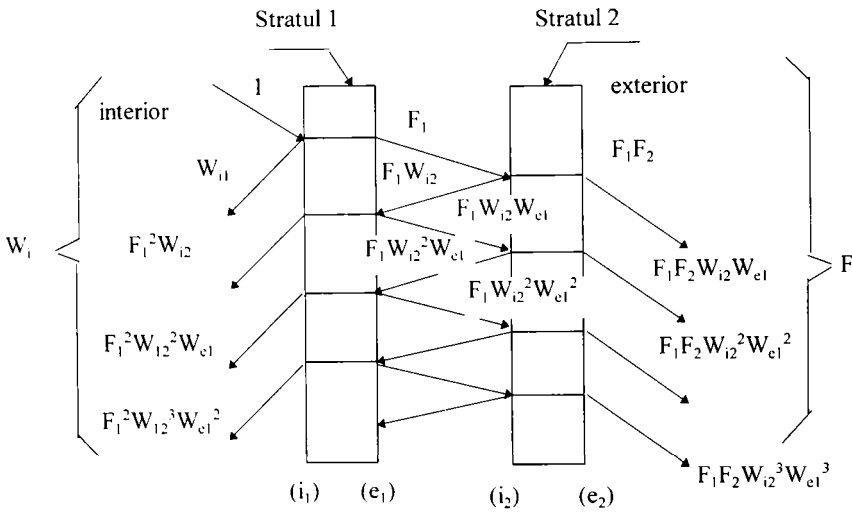


Fig. 3.1. Ecran plan-parallel format din două straturi.

Procesul continuă la infinit. Deoarece câmpul incident a fost normal, amplitudinea câmpului total în exterior este numeric egală cu factorul de ecranare. Deci reflexiile multiple produc în exterior, conform Fig.3.1 și discuției de mai sus, un câmp total:

$$F = \sum_{n=0}^{\infty} F_1 F_2 (W_{i2} W_{e1})^n. \quad (3.1)$$

Această serie reprezintă o progresie geometrică având rația subunitară

$|W_{i2} W_{e1}| < 1$, astfel că:

$$F = \frac{F_1 F_2}{1 - W_{i2} W_{e1}} \quad (3.2)$$

Relația (3.2) reprezintă expresia factorului de ecranare pentru un ecran cu două straturi. Factorul de reflexie în interior conform Fig.3.1, rezultă:

$$W_i = W_{i1} + W_{i2} \sum_{n=0}^{\infty} F_1^2 (W_{i2} W_{e1})^n. \quad (3.3)$$

Rezultă din nou o progresie geometrică cu aceeași rație subunitară $|W_{i2} W_{e1}| < 1$:

$$W_i = W_{i1} + W_{i2} \frac{F_1^2}{1 - W_{i2} W_{e1}} \quad (3.4)$$

Dacă spațiul protejat ar fi fost interiorul, iar sursa de câmp omogen la exterior, tratarea ar fi fost analogă. Factorul de ecranare ar fi rezultat tot de forma (3.2), iar factorul de reflexie ar fi fost un factor de reflexie exterior (notațiile rămânând cele din Fig.3.1):

$$W_e = W_{e2} + W_{e1} \frac{F_2^2}{1 - W_{i2}W_{e1}} \quad (3.5)$$

3.2. ECRANE PLAN-PARALELE CU TREI STRATURI

În cazul unor ecrane formate din trei straturi relațiile corespunzătoare se pot obține cu ușurință folosindu-se relațiile deja deduse pentru ecranul din două straturi. Se vor aplica relațiile deduse pentru două straturi (1 și 2), iar apoi cele două straturi le vom considera ca un nou strat echivalent și se va aplica din nou relația corespunzătoare ecranului cu două straturi: stratul echivalent (1+2) și stratul 3 (vezi Fig.3.2a și Fig.3.2b).

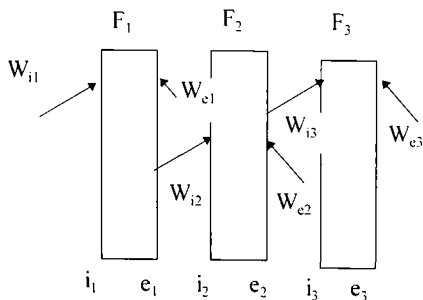


Fig.3.2.a Ecran format din trei straturi.

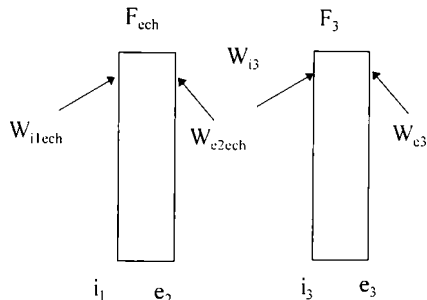


Fig.3.2.b Structură echivalentă.

Rezultă:

$$F = \frac{F_{echiv} F_3}{1 - W_{i3}W_{e2echiv}} = \frac{\frac{F_1 F_2}{1 - W_{i2}W_{e1}} \cdot F_3}{1 - W_{i3}[W_{e2} + W_{e1} \frac{F_2^2}{1 - W_{i2}W_{e1}}]} \quad (3.6)$$

După un calcul simplu se obține:

$$F = \frac{F_1 F_2 F_3}{(1 - W_{i2}W_{e1})(1 - W_{i3}W_{e2}) - W_{e1}W_{i3}F_2^2} \quad (3.7)$$

S-a folosit pentru $W_{e2echiv}$ relația (3.5), deoarece pentru stratul 3 câmpul dependent de $W_{e2echiv}$ este un câmp incident, ca și cum stratul 3 ar fi plasat în exterior față de acest câmp.

Analog se poate calcula factorul de reflexie. Pentru cazul sursei de câmp plasate la interior, se calculează factorul de reflexie intern, aplicând relația (3.4) pentru Fig.3.2b:

$$W_i = W_{i\text{lechiv}} + W_{i3} \frac{F_{echiv}^2}{1 - W_{i3}W_{e2echiv}} \quad (3.8)$$

Înlocuind (3.2), (3.4) și (3.5) în (3.8) se obține:

$$W_i = W_{i1} + \frac{[W_{i2}(1 - W_{i3}W_{e2}) + W_{i3}F_2^2]F_1^2}{(1 - W_{i2}W_{e1})(1 - W_{i3}W_{e2}) - W_{e1}W_{i3}F_2^2} \quad (3.9)$$

Se poate repeta calculul și pentru cazul când sursa de câmp este la exterior, iar spațiul protejat este interiorul ecranului. Factorul de reflexie, care în acest caz este un factor de reflexie exterior, rezultă:

$$W_e = W_{e3} + W_{e2echiv} \frac{F_3^2}{1 - W_{i3}W_{e2echiv}} \quad (3.10)$$

Înlocuind (3.5) în (3.10), se obține:

$$W_e = W_{e3} + \frac{[W_{e2}(1 - W_{i2}W_{e1}) + W_{e1}F_2^2]F_3^2}{(1 - W_{i2}W_{e1})(1 - W_{i3}W_{e2}) - W_{e1}W_{i3}F_2^2} \quad (3.11)$$

3.3. UN CALCUL MAI EXACT AL FACTORULUI DE ECRANARE F PENTRU ECRANUL MULTISTRAT PLAN-PARALEL

Factorul de ecranare al ecranului format din două plăci plan paralele se poate calcula și renunțând la ipoteza simplificatoare a neglijării curentului de deplasare [40]. În acest caz considerând în continuare câmpul omogen și simetric (deci sursa de câmp plasată la infinit), se obține :

- **Câmpul în interior.** În interior $\sigma=0$ și, din ecuația lui Helmholtz [41], rezultă:

$$\frac{d^2 H_y}{dx^2} = \Gamma^2 H_y \quad \Gamma = j\Gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0},$$

$$H_y(x) = C_1 e^{j\Gamma x} + C_2 e^{-j\Gamma x}, \text{ pentru } |x| \leq x_0, \quad (3.12)$$

unde:

- x_0 reprezintă jumătate din distanța dintre cele două plăci ale ecranului plan-paralel.

Datorită simetriei:

$$H_y(x) = H_y(-x) \quad C_1 = C_2 = C, \\ H_y(x) = 2C \cos \Gamma_0 x.$$

Se notează:

$$H_y(0) = H_i,$$

$$H_y(x) = H_i \cos \Gamma_0 x \quad |x| \leq x_0 \quad (3.13)$$

Câmpul în interior are un caracter de undă staționară. Utilizând relațiile deduse în [41] se poate obține expresia câmpului \bar{E} (câmp armonic $C=0$):

$$E_z(x) = jZ_0 H_i \sin \Gamma_0 x \quad |x| \leq x_0 \quad (3.14)$$

Deoarece $\Gamma \cdot x$ are dimensiuni de unghi în continuare se va nota $\Gamma_i \cdot x_j = \alpha_{ij}$.

• **Câmpul în exterior.** În mod analog:

$$H_y(x) = C_1 e^{j\alpha_0} + C_2 e^{-j\alpha_0} \quad |x| \geq x_0 + d$$

unde:

- $2x_0$ distanța dintre cele două plăci ale ecranului plan-parallel;
- d grosimea totală a ecranului;
- x variabilă ce definește poziția câmpului față de ecran.

În rezolvarea acestei ecuații s-a neglijat efectul de capăt (sau, altfel spus, reflexia în exteriorul ecranului) deoarece influența sa asupra câmpului

H este redusă, iar pe de altă parte, acest efect poate fi inclus în calculul ulterior. Câmpul \bar{E} în exterior ($C=0$ câmp armonic, pentru $x \rightarrow \infty$ $\lim H_y(x) = \text{finit}$), rezultă:

$$E_z(x) = -Z_0 H_e e^{-j\alpha_0} \quad |x| \geq x_0 + d \quad (3.15)$$

• **Câmpul în perete.** Câmpul în perete este de forma:

$$H_y = Ae^{\alpha} + Be^{-\alpha},$$

$$E_z(x) = Z_S (Ae^{\alpha} - Be^{-\alpha}) \quad x_0 \leq |x| \leq x_0 + d.$$

Condițiile la limită sunt:

$$H_t(x_0)_- = H_t(x_0)_+,$$

$$H_t(x_0 + d)_- = H_t(x_0 + d)_+,$$

$$E_t(x_0)_- = E_t(x_0)_+.$$

Rezolvând sistemul de mai sus rezultă:

$$A = \frac{1}{2} (\cos \alpha_{00} + K_0 \sin \alpha_{00}) H_i e^{-\Gamma x_0},$$

$$B = \frac{1}{2} (\cos \alpha_{00} - K_0 \sin \alpha_{00}) H_i e^{\Gamma x_0}$$

$$\text{cu: } K_0 = \frac{\mu_0}{\mu} \frac{\Gamma}{\Gamma_0} = j \frac{Z_0}{Z_S}$$

unde: Z_S reprezintă impedanța ecranului,

Z_0 reprezintă impedanța spațiului liber.

După efectuarea calculelor:

$$F_2 = \frac{H_y(0)}{H_y(x_0 + d)} = \frac{H_t}{H_e e^{-j\Gamma_0(x_0 + d)}} = \frac{1}{\cos \alpha_{00} \cosh \Gamma d + K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma d}, \quad (3.16)$$

$$a_2 = 20 \log |\cos \alpha_{00} \cosh \Gamma d + K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma d|. \quad (3.17)$$

S-a obținut astfel o nouă relație mai generală pentru factorul de ecranare F decât cea existentă în literatura de specialitate [20], [41], [47].

Deoarece s-a neglijat efectul de capăt și s-a considerat câmpul exterior constant, este normal să nu se conserve câmpul E_z la exteriorul ecranului. Într-adevăr, dacă se utilizează condiția $E_z(x_0+d)_+ = E_z(x_0+d)_-$, rezultă:

$$F_3 = \frac{H_i}{H_c e^{-\beta_0(x_0+d)}} = \frac{Z_S \cosh \Gamma d + Z_0 \sinh \Gamma d}{Z_S \cos \alpha_{00}} \quad (3.18)$$

Relația (3.18) diferă mult de (3.16), lucru previzibil în condițiile problemei analizate. Un avantaj important al relațiilor (3.16) și (3.17) constă în extinderea valabilității acestei abordări la ÎF, precum și posibilitatea punerii în evidență a unor rezonanțe în interiorul ecranului în spațiul protejat ($-x_0 \leq x \leq x_0$).

La JF se poate aproxima:

$$\cos(\alpha_{00}) \cong 1 \quad \sin(\alpha_{00}) \cong \alpha_{00} \quad \Rightarrow F = \frac{1}{\cosh \Gamma d + K \sinh \Gamma d} \quad (3.19)$$

Aceasta este o aproximație de argument mic și implică: $\Gamma_0 x_0 \ll 1$, $2\pi x_0 / \lambda_0 \ll 1$.

Pornind de la expresia factorului de ecranare pentru un ecran cu două straturi (3.2):

$$F = \frac{F_1 F_2}{1 - W_2 W_{e1}}$$

și folosind ca și ipoteză simplificatoare factorul de reflexie externă W_e egal cu factorul de reflexie internă W_i , în sensul că reflexia apare la exterior, dacă sursa de câmp este la exterior și apare cu aceeași valoare la interior, dacă sursa de câmp este la interior se vor obține pentru situația în care se ține cont de curentul de deplasare următoarele relații proprii mai generale decât în [41], [47], [126], :

$$F_1 = \frac{1}{\cos \alpha_{00} \cos \Gamma_1 d_1 + K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma_1 d_1}, \quad (3.20)$$

$$F_2 = \frac{1}{\cos \alpha_{00} \cos \Gamma_2 d_2 + K_0 \sin \Gamma_0 x_0 \sinh \Gamma_2 d_2} \quad (3.21)$$

unde:

- d_1 grosimea primului strat al ecranului plan-paralel;
- d_2 grosimea celui de-al doilea strat al ecranului plan-paralel.

Se deduc relațiile pentru factorii de reflexie interni și externi având la bază relația factorului de reflexie intern, respectiv extern, pentru care s-a ținut cont de curentul de deplasare:

$$W = \frac{K \sinh \Gamma d}{\cos \Gamma d + K \sinh \Gamma d} \quad (3.22)$$

Se obțin relațiile proprii:

$$W_{i1} = \frac{K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma_1 d_1}{\cos \alpha_{00} \cos \Gamma_1 d_1 + K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma_1 d_1}, \quad (3.23)$$

$$W_{i2} = \frac{K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma_2 d_2}{\cos \alpha_{00} \cos \Gamma_2 d_2 + K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma_2 d_2}, \quad (3.24)$$

$$W_{i2} = W_{e1}. \quad (3.25)$$

Înlocuind în relația (3.2) relațiile prezentate mai sus pentru ecranul cu două straturi, se va obține (3.26):

$$F = \frac{1}{(\cos \alpha_{00})^2 [K_0 \tan \alpha_{00} (\sinh \Gamma_1 d_1 \cos \Gamma_2 d_2 + \sinh \Gamma_2 d_2 \cos \Gamma_1 d_1) + \cos \Gamma_1 d_1 \cos \Gamma_2 d_2]}.$$

Un avantaj important al relației originale obținute constă în valabilitatea expresiei și la înaltă frecvență, datorită faptului că în cadrul expresiei se ține cont și de parametrul frecvență, prin intermediul constantei de propagare a mediului. Deoarece s-a considerat câmpul, în exteriorul ecranului cu două straturi, constant și s-a neglijat efectul de capăt, câmpul E_i la exteriorul ecranului nu s-a conservat.

Într-adevăr, dacă se utilizează condiția $E_i(x_0+d)_+ = E_i(x_0+d)_-$ și se consideră factorii de reflexie identici cu situația anterioară, atunci vom obține următoarele relații noi pentru factorii de ecranare și impedanțele ecranului cu 2 straturi plan-paralele:

$$F_1 = \frac{Z_{S1} \cosh \Gamma_1 d_1 + Z_0 \sinh \Gamma_1 d_1}{Z_{S1} \cos \alpha_{00}}, \quad (3.27)$$

$$F_2 = \frac{Z_{S2} \cosh \Gamma_2 d_2 + Z_0 \sinh \Gamma_2 d_2}{Z_{S2} \cos \alpha_{00}}, \quad (3.28)$$

$$Z_{S1} = \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0 \mu_{r1}}{\sigma_{MAT1} \sigma_{r(MAT1)}}}, \quad (3.29)$$

$$Z_{S2} = \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0 \mu_{r2}}{\sigma_{MAT2} \sigma_{r(MAT2)}}} \quad (3.30)$$

unde: $\sigma_{r(MAT1)}$ - conductivitatea electrică relativă la materialul 1;

$\sigma_{r(MAT2)}$ - conductivitatea electrică relativă la materialul 2

Înlocuind aceste relații în (3.2) se va obține următoarea relație pentru factorul de ecranare al ecranului cu două straturi plan-paralele (3.31):

$$F = \frac{\cosh \Gamma_1 d_1 \cosh \Gamma_2 d_2 (1 + \frac{Z_0}{Z_{S1}} \sinh \Gamma_1 d_1) (1 + \frac{Z_0}{Z_{S2}} \sinh \Gamma_2 d_2)}{(\cos \alpha_{00})^2 (1 - \frac{(K_0 \sin \alpha_{00})^2 \sinh \Gamma_1 d_1 \sinh \Gamma_2 d_2}{(\cos \alpha_{00} \cos \Gamma_1 d_1 + K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma_1 d_1)(\cos \alpha_{00} \cos \Gamma_2 d_2 + K_0 \sin \alpha_{00} \sinh \Gamma_2 d_2)})}$$

Relația originală obținută are o formă mai complicată decât factorul de ecranare calculat anterior, dar în ea se ține seama de

efectul de capăt, iar câmpul exterior nu s-a considerat constant. Avantajul formulei este că se poate utiliza și la înaltă frecvență, ținându-se cont de parametrul frecvență din cadrul constantei de propagare a mediului.

În mod analog se pot deduce relațiile factorilor de ecranare, pentru cele două situații prezentate mai sus, și în cazul ecranelor plan-paralet cu trei straturi.

3.4. UTILIZAREA METODEI IMPEDANTELOR ÎN STUDIUL ECRANELOR MULTISTRAT

Pornind de la coeficientul de transmisie global al câmpului magnetic dedus în [40]:

$$T_H = p_H (1 - q_H e^{-2\gamma d}) \quad (3.32)$$

unde:

$$p_H = \frac{2Z_0 2Z_s}{(Z_0 + Z_s)(Z_s + Z(d))} \quad q_H = \frac{Z_0 - Z_s}{Z_0 + Z_s} \frac{Z(d) - Z_s}{Z(d) + Z_s} \quad (3.33)$$

Z_0 - impedanța spațiului liber;

Z_s - impedanța ecranului;

$Z(d)$ - impedanța văzută spre dreapta în punctul $x=d$.

Aplicând formula (3.32) pentru un strat și ținând cont de notațiile din Fig.3.3 se poate rescrie aceasta în următorul mod:

$$T_{H1} = \frac{H(d_1)}{H_1} = p_1 (1 - q_1 e^{-2\Gamma_1 d_1})^{-1} e^{-\Gamma_1 d_1} \quad (3.34)$$

unde:

$$p_1 = \frac{2Z_0 2Z_1}{(Z_0 + Z_1)(Z_1 + Z(d_1))} \quad q_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \frac{Z_1 - Z(d_1)}{Z_1 + Z(d_1)} \quad (3.35)$$

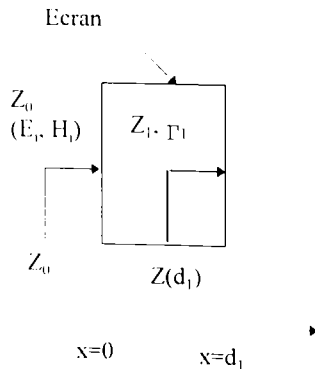


Fig.3.3. Ecran simplu.

Pentru cazul a două straturi Fig.3.4, se poate scrie:

$$T_{H2} = \frac{H(d_2)}{H_i} = \frac{H(d_2)}{H(d_1)} \frac{H(d_1)}{H(0)} \frac{H(0)}{H_i} = \frac{H(d_2)}{H(d_1)} T_{H1} \quad (3.36)$$

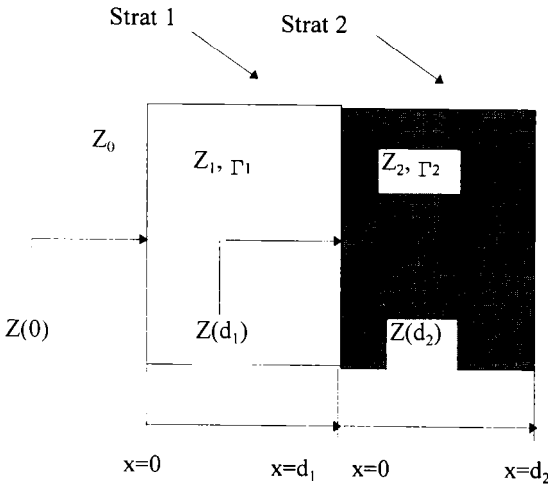


Fig.3.4. Ecran cu două straturi.

Folosind aceeași procedură ca cea utilizată în [40], se obține:

$$\frac{H(d_2)}{H(d_1)} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z(d_2)} \frac{1}{1 + \frac{Z_2 - Z(d_2)}{Z_2 + Z(d_2)} e^{-2\Gamma_2 d_2}} \quad (3.37)$$

Înlocuind relațiile (3.34) și (3.37) în (3.36) rezultă:

$$T_{H2} = p_2 (1 - q_1 e^{-2\Gamma_1 d_1})^{-1} (1 - q_2 e^{-2\Gamma_2 d_2})^{-1} e^{-\Gamma_1 d_1} e^{-\Gamma_2 d_2} \quad (3.38)$$

unde:

$$p_2 = \frac{2Z_0 2Z_1 2Z_2}{(Z_0 + Z_1)(Z_1 + Z_2)(Z_2 + Z(d_2))} \quad (3.39)$$

$$q_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \frac{Z_1 - Z(d_1)}{Z_1 + Z(d_1)} \quad q_2 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \frac{Z_2 - Z(d_2)}{Z_2 + Z(d_2)} \quad (3.40)$$

Prin inducție matematică, aceste relații pot fi extinse pentru un număr n de ecrane (Fig.3.5).

Rezultă:

$$T = p_n [(1 - q_1 e^{-2\Gamma_1 d_1})(1 - q_2 e^{-2\Gamma_2 d_2}) \dots (1 - q_n e^{-2\Gamma_n d_n})]^{-1} e^{-\Gamma_1 d_1} e^{-\Gamma_2 d_2} e^{-\Gamma_3 d_3} \dots e^{-\Gamma_n d_n} \quad (3.41)$$

unde:

$$p_n = \frac{2Z_0 2Z_1 2Z_2 \dots 2Z_n}{(Z_0 + Z_1)(Z_1 + Z_2)(Z_2 + Z_3) \dots (Z_n + Z_0)} \quad (3.42)$$

$$q_k = \frac{(Z_k - Z_{k-1})[Z_k - Z(d_k)]}{(Z_k + Z_{k-1})[Z_k + Z(d_k)]} \quad (3.43)$$

S-a presupus aer înainte de primul strat și aer după ultimul strat, impedanța intrinsecă a aerului fiind notată cu Z_0 . Cele n straturi pot fi din

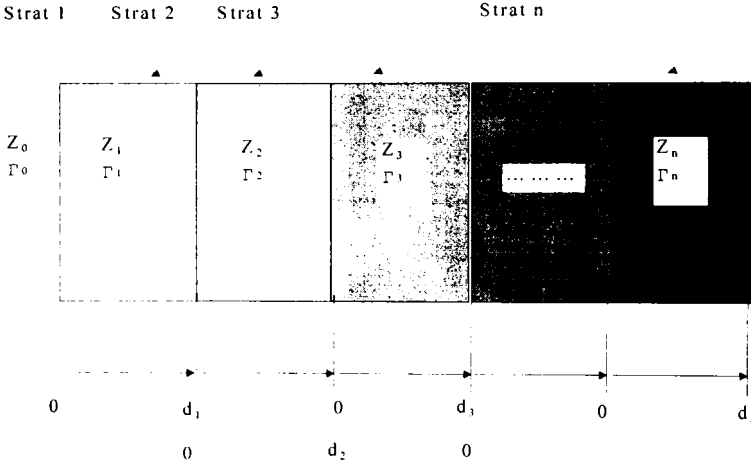


Fig.3.5. Ecran format din n straturi.

orice material cu o comportare liniară în raport cu variația câmpului (deci pot fi și din metal și din aer). În continuare vom denumi ecranele multistrat cu aer între straturi **ecrane multiple** (dublu, triplu etc.), iar ecranele multistrat fără aer între straturi, **ecrane laminate**.

3.4.1 Ecranul laminat cu două straturi

Particularizând relațiile (3.40)-(3.42) pentru un ecran laminat cu două straturi ($n=2$), rezultă:

$$T = p_2 [(1 - q_1 e^{-2\Gamma_1 d_1})(1 - q_2 e^{-2\Gamma_2 d_2})]^{-1} e^{-\Gamma_1 d_1} e^{-\Gamma_2 d_2} \quad (3.44)$$

unde:

$$p_2 = \frac{8Z_0 Z_1 Z_2}{(Z_0 + Z_1)(Z_1 + Z_2)(Z_2 + Z_0)},$$

$$q_1 = \frac{(Z_1 - Z_0)[Z_1 - Z(d_1)]}{(Z_1 + Z_0)[Z_1 + Z(d_1)]} \quad q_2 = \frac{(Z_2 - Z_1)(Z_2 - Z_0)}{(Z_2 + Z_1)(Z_2 + Z_0)},$$

$$Z(d_1) = Z_2 \frac{Z_0 \cosh \Gamma_2 d_2 + Z_2 \sinh \Gamma_2 d_2}{Z_2 \cosh \Gamma_2 d_2 + Z_0 \sinh \Gamma_2 d_2}. \quad (3.45)$$

Conform relațiilor de definire a eficienței ecranării SE :

$$SE = 20 \log \left| \frac{H_i}{H(d)} \right| \quad SE = 20 \log \left| \frac{E_i}{E(d)} \right|$$

$$SE = A + R + B$$

și a expresiilor (3.44) și (3.45) rezultă:

$$A = 20 \log \left| e^{\Gamma_{d_1} + \Gamma_{d_2}} \right| = 8.69 \left(\frac{d_1}{\delta_1} + \frac{d_2}{\delta_2} \right) = A_1 + A_2,$$

$$R = -20 \log |p| = 20 \log \left| \frac{1}{8} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_0} \right) \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \left(1 + \frac{Z_0}{Z_2} \right) \right|, \quad (3.46)$$

$$B = 20 \log \left| \frac{Z_0 + Z_1}{2Z_0} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_1 + Z_2}{2Z_1} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_2 + Z_0}{2Z_2} \right|. \quad (3.47)$$

Deci, pierderile prin absorbție ale ecranului laminat sunt egale cu suma pierderilor prin absorbție ale fiecărui strat, iar pierderile prin reflexie sunt suma pierderilor prin reflexie la fiecare interfață $R=R_{01}+R_{12}+R_{20}$. Deoarece atât Z_1 cât și Z_2 depind la fel de frecvență, fiind proporționale cu \sqrt{f} , la interfața metal-metal pierderile prin reflexie nu depind de frecvență. În schimb, la interfața metal-aer aceste pierderi depind de frecvență, aspect important în ecranarea la JF.

În cazul a două metale diferite termenul din mijloc al relației (3.47) devine:

$$R_{12} = 20 \log \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{\mu_2 \sigma_1}{\mu_1 \sigma_2}} \right). \quad (3.48)$$

Dacă câmpul este în exterior și are incidență normală față de ecran, pentru a avea performanțe maxime, este bine ca stratul 2 să aibă μ_r mare și σ mic (material magnetic, de exemplu permalloy), iar stratul 1 să aibă μ_r mic și σ mare (de exemplu, cupru).

3.4.2. Ecranul dublu

Se consideră două ecrane plane, separate de aer, ca în Fig.3.6.

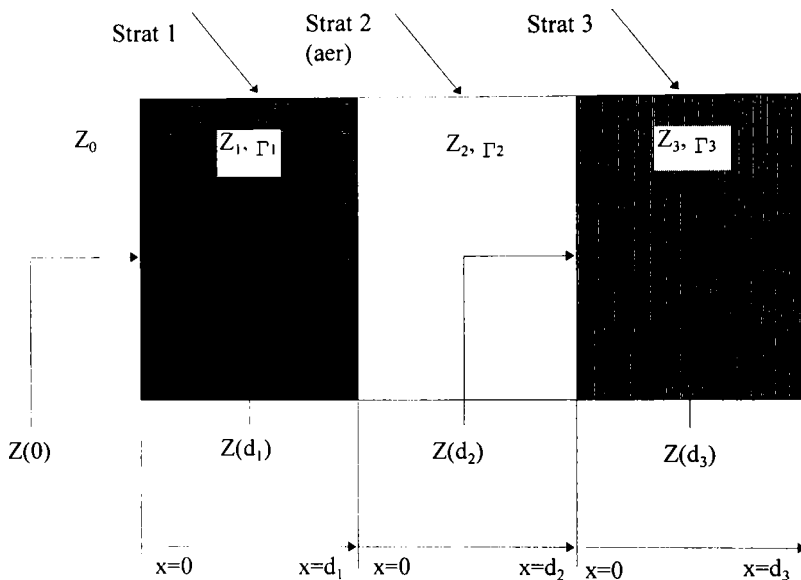


Fig.3.6. Ecran dublu.

Atenuarea se poate calcula particularizând relațiile (3.40)÷(3.42) pentru $n=3$. Deoarece stratul 2 este de aer, rezultă:

$$Z_2 = Z_0 \quad \Gamma_2 = j\Gamma_0 = j\frac{2\pi}{\lambda_0}. \quad (3.49)$$

Deci:

$$p_3 = \frac{16Z_0^2 Z_1 Z_2}{(Z_0 + Z_1)^2 (Z_0 + Z_3)^2},$$

$$q_1 = \frac{(Z_1 - Z_0)[Z_1 - Z(d_1)]}{(Z_1 + Z_0)[Z_1 + Z(d_1)]} \quad q_2 = \frac{(Z_0 - Z_1)[Z_0 - Z(d_2)]}{(Z_0 + Z_2)[Z_0 + Z(d_2)]},$$

$$q_3 = \frac{(Z_3 - Z_0)^2}{(Z_3 + Z_0)^2},$$

$$Z(d_1) = Z_0 \frac{Z(d_2) + jZ_0 \tan \Gamma_0 d_2}{Z_0 + jZ(d_2) \tan \Gamma_0 d_2}, \quad (3.50)$$

$$Z(d_2) = Z_3 \frac{Z_0 + Z_3 \tanh \Gamma_3 d_3}{Z_3 + Z_0 \tanh \Gamma_3 d_3},$$

$$T = p_3 [(1 - q_1 e^{-2\Gamma_1 d_1}) (1 - q_2 e^{-2\Gamma_0 d_2}) (1 - q_3 e^{-2\Gamma_3 d_3})]^{-1} e^{-\Gamma_1 d_1} e^{-\Gamma_0 d_2} e^{-\Gamma_3 d_3} =$$

$$= p_3 \prod_{i=1}^3 (1 - q_i e^{-2\Gamma_i d_i}) e^{-\Gamma_i d_i}. \quad (3.51)$$

Rezultă:

$$A = 8.69 \left(\frac{d_1}{\delta_1} + \frac{d_2}{\delta_3} \right) = A_1 + A_3, \quad (3.52)$$

$$R = 20 \log \left| \frac{Z_0 + Z_1}{2Z_0} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_1 + Z_0}{2Z_1} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_0 + Z_3}{2Z_0} \right| + 20 \log \left| \frac{Z_3 + Z_0}{2Z_3} \right| \quad (3.53)$$

$$B = 20 \log |1 - q_1 e^{-2\Gamma_1 d_1}| + 20 \log |1 - q_2 e^{-j2\Gamma_0 d_2}| + 20 \log |1 - q_3 e^{-2\Gamma_3 d_3}|. \quad (3.54)$$

Deoarece $\Gamma_0 \ll |\Gamma_1|, |\Gamma_2|$ termenul din expresia lui B care îl conține pe Γ_0 poate fi semnificativ când ceilalți doi termeni sunt neglijabili. Pentru exemplificare, se consideră un ecran dublu format din două foi metalice identice: $\Gamma_1 d_1 = \Gamma_3 d_3 = \Gamma d$, $Z_1 = Z_2 = Z_s$.

Particularizând relațiile (3.52)÷(3.54), rezultă:

$$A = 2 \times \left(8.69 \frac{d}{\delta} \right), \quad (3.55)$$

$$R = 2 \times 20 \log \left| \frac{(Z_0 + Z_s)^2}{4Z_0 Z_s} \right|, \quad (3.56)$$

$$B = 20 \log |1 - q_1 e^{-2\Gamma d}| + 20 \log |1 - q_2 e^{-j2\Gamma_0 d_2}| + 20 \log |1 - q_3 e^{-2\Gamma d}|.$$

Deci, pierderile prin absorbție (A) și prin reflexie (R) sunt duble față de cazul unui singur ecran. Totuși, factorul de corecție B este diferit în cazul ecranului dublu. Dacă se notează cu B_1, B_2, B_3 cei trei termeni din relația (3.54), rezultă relațiile proprii:

$$B = B_1 + B_2 + B_3,$$

$$B_1 = 20 \log \left| 1 - q_1 \left(\cos 4\pi \frac{d_1}{\lambda_1} - j \sin 4\pi \frac{d_1}{\lambda_1} \right) \right|,$$

$$B_2 = 20 \log \left| 1 - q_2 \left(\cos 4\pi \frac{d_2}{\lambda_0} - j \sin 4\pi \frac{d_2}{\lambda_0} \right) \right|, \quad (3.57)$$

$$B_3 = 20 \log \left| 1 - q_3 \left(\cos 4\pi \frac{d_3}{\lambda_3} - j \sin 4\pi \frac{d_3}{\lambda_3} \right) \right|.$$

În cazul unui ecran gros din punct de vedere electric, se poate neglija reflexia care se propagă dinspre d_3 spre d_2 . În acest caz, al doilea ecran se comportă ca un semispațiu și se poate aproxima $Z(d_2) = Z_s$. Neglijând termenii care conțin impedanța Z_s la puterea a doua, rezultă:

$$q_2 = \frac{(Z_0 - Z_s)^2}{(Z_0 + Z_s)^2} \cong 1 - \frac{4Z_s}{Z_0} \quad (Z_0 \gg Z_s). \quad (3.58)$$

Înlocuind în (3.57), se obține:

$$B_2 = 20 \log \left| 1 - \left(1 - \frac{4Z_s}{Z_0}\right) \left(\cos 4\pi \frac{2}{\delta} - j \sin 4\pi \frac{d_2}{\lambda_0}\right) \right|. \quad (3.59)$$

Pentru argument mic al funcțiilor trigonometrice, se poate aproxima:

$$\cos 4\pi \frac{d_2}{\lambda_0} \cong 1, \quad \sin 4\pi \frac{d_2}{\lambda_0}, \quad \text{pentru } d_2 \ll \frac{\lambda_0}{8}, \quad (3.60)$$

$$B_2 \cong 20 \log \left| \frac{4Z_s}{Z_0} - j4\pi \frac{d_2}{\lambda_0} \right| < 0.$$

Deci, într-un interval larg de frecvențe, ecranul dublu confecționat din același material, este mai puțin eficient decât ecranul simplu având grosimea egală cu suma a două ecrane simple. De exemplu, dacă se consideră un ecran dublu din cupru, cu un strat de aer de grosime $d_2=2.5\text{cm}$, la $f=1\text{MHz}$, rezultă $B_2 \cong -60\text{dB}$.

La rezonanțele spațiului dintre ecrane (rezonanță de tip paralel), se poate scrie:

$$d_2 = (2k + 1) \frac{\lambda_0}{4}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.61)$$

$$B_2 \cong 20 \log |1 + q_2| \cong 20 \log 2 = 6\text{dB}.$$

La aceste frecvențe, performanțele ecranului dublu sunt cu cel mult 6dB mai bune decât un singur ecran de grosime egală cu suma grosimilor celor două ecrane care alcătuiesc ecranul dublu.

În concluzie, metoda impedențelor se poate utiliza pentru studiul ecranelor multistrat. Rezultatele sunt intuitive și relativ ușor de interpretat.

Trebuie totuși precizat că această abordare este valabilă numai pentru ecrane plane infinite (de dimensiuni mult mai mari decât lungimea de undă). De asemenea, efectele specifice geometriei ecranului nu sunt luate în calcul.

3.5. UN MODEL SPICE PENTRU ECRANUL MULTISTRAT PLAN-PARALEL

Schema echivalentă cu linii de transmisie a ecranului plan paralel [40], sugerează posibilitatea unui model SPICE pentru un ecran multistrat. Un astfel de model ar fi interesant din mai multe puncte de vedere:

- Viteza și comoditatea în utilizare a programului SPICE,
- Posibilitatea extinderii imediate a analizei pentru regim tranzitoriu folosindu-se semnale de forme deosebite: exponențiale, dreptunghiulare etc., cu care se poate simula comportarea ecranului la fenomene de tip: ESD, EMP, NEMP, LIGHTNING etc.,
- Constituirea unor biblioteci standard, care ar putea fi folosite pentru o primă evaluare a atenuării asigurate de unele incinte ecranate.

Parametrii necesari, care pot fi și expresii, sunt: LEN (lungimea electrică), R, L, G, C (expresie Laplace). În cazul linii de transmisie care modelează peretele ecranului, parametrii necesari sunt:

$$LEN = d \frac{c}{v} = dc \sqrt{\frac{\sigma\mu}{2\omega}} = dc \sqrt{\frac{\sigma\mu}{2\sqrt{-s^2}}}, \quad R=0, \quad L=\mu, \quad G=\sigma, \quad C=\epsilon. \quad (3.62)$$

În prezenta modelare s-a utilizat schema de cuadripol a unei linii de transmisie. Orice cuadripol liniar, pasiv și reciproc admite o schemă echivalentă în T (Fig.3.7).

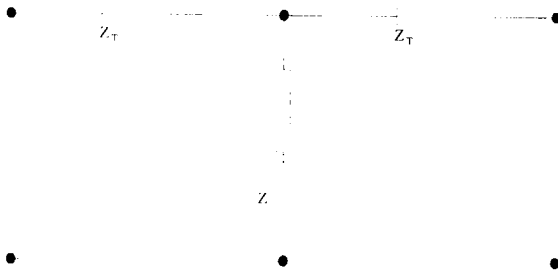


Fig.3.7. Schemă echivalentă în T.

Se poate deduce [26], schema echivalentă din Fig.3.7, unde:

$$Z_T = \frac{\cosh \Gamma d - 1}{\sinh \Gamma d} Z_s, \quad Z = \frac{Z_s}{\sinh \Gamma d} \quad (3.63)$$

Schema echivalentă a ecranului plan paralel devine cea din Fig.3.8,

unde:

- sursa $I_1 = nI_0$ simulează reflexia câmpului incident la exterior, unde $n \in (0.25 \div 0.75)$ în funcție de tipul de material;
- impedanțele Z_{T1}, Z_{T2} și Z sunt dependente de frecvență.

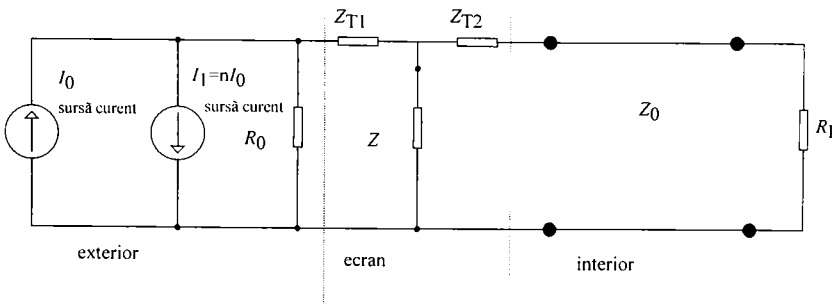


Fig.3.8 Schema echivalentă a ecranului plan paralel.

O componentă (R, L, C sau G) dependentă de frecvență poate fi modelată prin intermediul programului SPICE utilizând următoarele relații:

$$V(4) = I_1 R_C \quad E_1 = V(4)h(s) = I_1 h(s) \quad R_C = 1$$

$$Z(f) = \frac{V_1}{I_1} = \frac{E_1 - V_M}{I_1} = \frac{E_1}{I_1} = h(s). \quad (3.64)$$

Schema echivalentă corespunzătoare modelului SPICE este reprezentată în Fig.4.9.

Din (3.64) se pot face particularizări în funcție de tipul componentei: pentru $h(s)=sf(s)$ se obține o inductanță dependentă de frecvență $L(s)=f(s)$, iar pentru $h(s)=1/sg(s)$ se obține o capacitate dependentă de frecvență $C(s)=g(s)$.

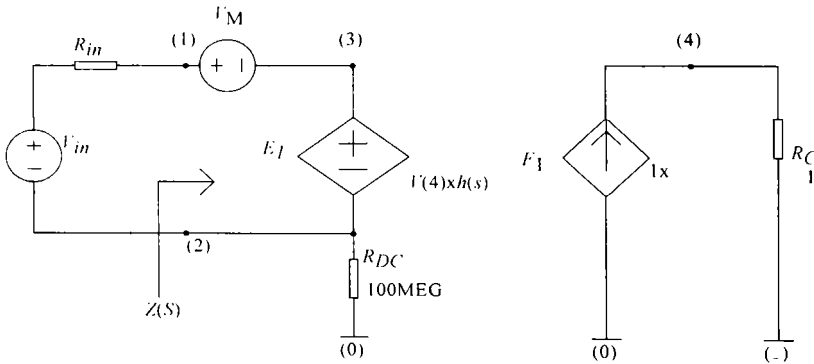


Fig. 3.9. Schema echivalentă modelului SPICE.

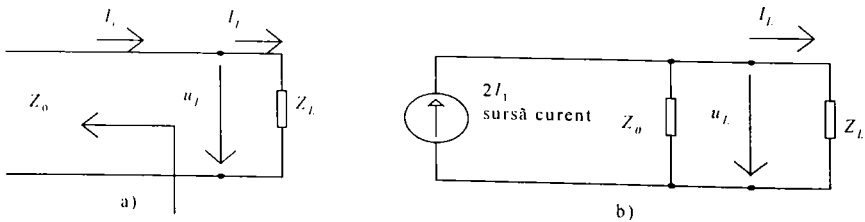


Fig. 3.10. a) Reflexia unei incidente la capătul liniei de transmisie; b) Schema echivalentă în care reflexia și transmisia la extremitatea liniei de transmisie este modelată de un circuit echivalent cu constante concentrate.

Reflexia în exterior se poate include în schema echivalentă din Fig.3.8 prin adăugarea unei a doua surse $I_1 = nI_0$, unde $n \in (0.25 \div 0.75)$ în funcție de tipul de material.

Într-adevăr, ținând cont de [41], rezultă curentul prin sarcină, care caracterizează reflexia multiplă:

$$I_L = I_i(1 + \rho_{(H)}) = \tau_{(H)}I_i = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_L}I_i = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_L}(2I_i) \quad (3.65)$$

unde: $\rho(H)$ - coeficientul de reflexie a câmpului magnetic,

$\tau(H)$ - coeficientul de transmisie a câmpului magnetic.

În Fig.3.10a este prezentată reflexia unei unde incidente la capătul unei linii de transmisie. Din relația (3.65) rezultă schema echivalentă din Fig.3.10b, în care reflexia și transmisia la extremitatea unei linii de transmisie sunt corect modelate de un circuit echivalent cu constante concentrate.

Conform celor de mai sus, schema echivalentă a ecranului multistrat laminat în câmp magnetic omogen este prezentată în Fig.3.11, iar schema echivalentă a ecranului plan paralel multiplu în câmp magnetic omogen este prezentată în Fig.3.12, iar listingul fișierelor EPPMUL și EPPLAM utilizate în simulările SPICE se regăsesc în Anexa I.

În urma simulărilor s-au obținut rezultatele din Fig.3.13 - Fig.3.18. Aceste rezultate sunt în perfectă concordanță cu rezultatele obținute prin calcul și reprezentare directă (în MATLAB), aspect previzibil, deoarece modelul dedus este un model mai apropiat de realitate.

Deoarece interesează atenuarea ecranului, deci un raport, sursele I_0 , I_1 trebuie să fie suficient de mari pentru ca, în interior, câmpul să aibă o valoare finită, diferită de 0. De exemplu, dacă $I_0 = I_1 = 2 \cdot 10^6 \mu A$, se poate evalua un ecran cu atenuarea $a \leq 160 \text{dB}$. Ecranul fiind liniar, o creștere de 10 ori a excitației I_0 , I_1 va permite calcularea unei atenuări cu 20dB mai mari.

În figurile 3.13, 3.14, 3.15 sunt prezentate o serie de simulări pentru ecrane din cupru, de grosime $d = 10 \mu m$ și distanța dintre plăci $L = 1 \text{mm}$ ($x_0 = 0,5 \text{mm}$). Se regăsesc rezonanțele la $f = 300 \cdot k \text{ [MHz]}$ ($k = 1, 2, \dots$), curbele fiind similare celor obținute prin reprezentare MATLAB. Atenuarea este proporțională cu grosimea ecranului, iar frecvențele de rezonanță depind numai de distanța dintre plăci [126].

În figurile 3.11, 3.12 linia de transmisie care modelează spațiul interior a fost scindată în două tronsoane T_1 și T_2 . În acest fel s-a creat un nod, care permite calculul atenuării într-un punct arbitrar în interiorul ecranului. Se poate pune astfel în evidență variația câmpului și implicit a atenuării, în interiorul ecranului plan paralel. Simulările realizate în acest capitol concordă cu rezultatele experimentale obținute în Cap.7.

Folosindu-se comenzile .PARAM și .FUNC, programul SPICE a putut fi scris într-o formă compactă și foarte flexibilă pentru utilizator.

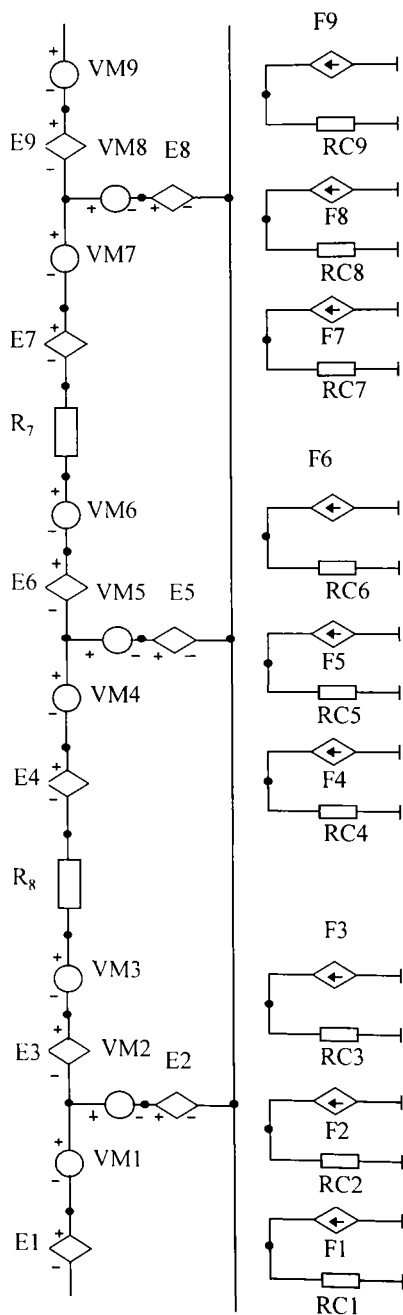


Fig.3.11. Schema echivalentă a ecranului multistrat laminat în câmp magnetic omogen.

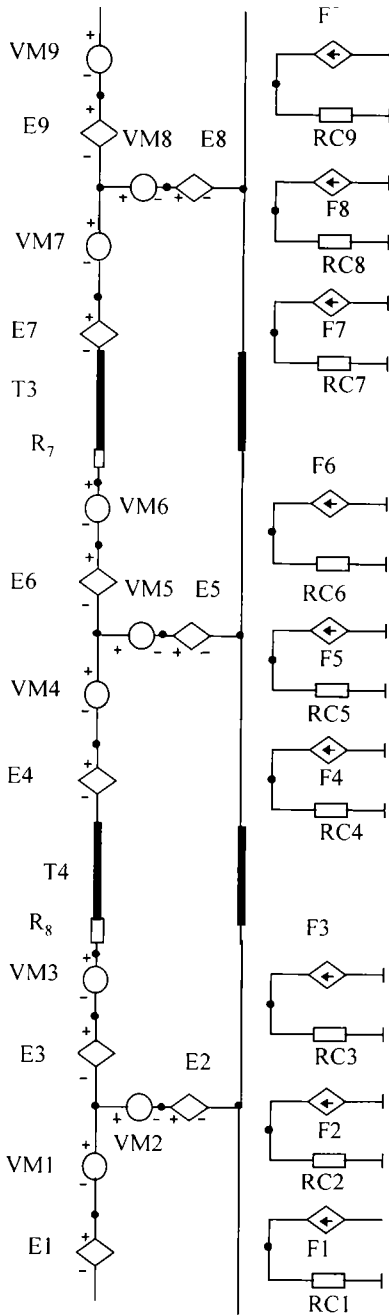


Fig.3.12. Schema echivalentă a ecranului plan paralel multiplu în câmp magnetic omogen.

Se poate folosi comanda .STEP pentru a obține familii de curbe în funcție de oricare din mărimile introduse prin comanda .PARAM.

Utilizatorul trebuie să introducă parametrii σ_r , $L=2x_0$, grosimea D a ecranului și tipul materialului ($M=0$ nemagnetic, $M=1$ magnetic).

Programul poate fi ușor adaptat și pentru alte tipuri de familii de curbe. De exemplu, dacă se dorește trasarea pe același grafic a atenuării pentru Cu și Fe, se pot face modificările de mai jos:

.PARAM GRM=0.17

.PARAM GRN=1

.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}

Comparând atenuarea în funcție de frecvență din centrul (Fig.3.13.1), din interiorul (Fig.3.13.2) și la peretele interior al ecranului simplu (Fig.3.13.3)

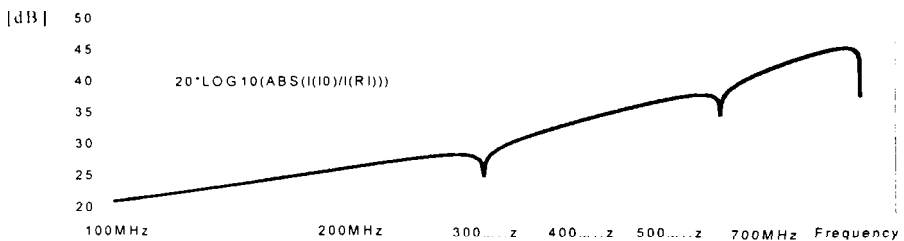


Fig.3.13.1 Atenuarea în funcție de frecvență în centrul ecranului plan paralel simplu.

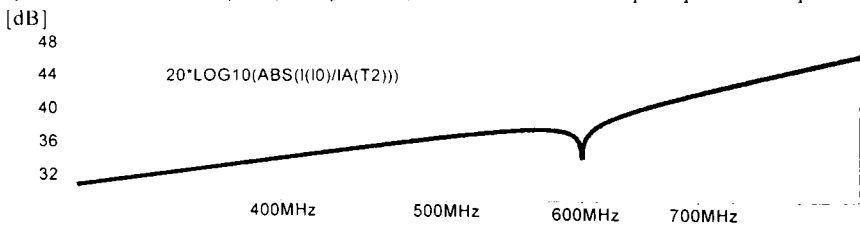


Fig.3.13.2 Variația atenuării în funcție de frecvență și poziție (T_2) la ecranul simplu plan.

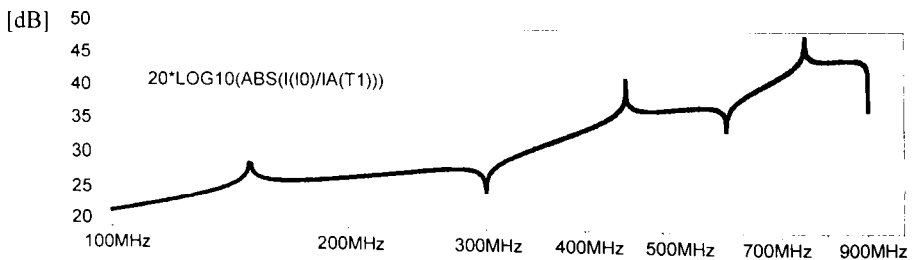


Fig.3.13.3 Atenuarea în funcție de frecvență la peretele interior (T_1) la ecranul simplu.

cu atenuarea generată de ecranul plan paralel laminat (Fig.3.14) și ecranul plan paralel multiplu (Fig.3.15) se poate concluziona: la ecranul plan-paralel simplu se observă frecvențele de rezonanță, precum și o variație

neliniară a atenuării cu frecvența, spre deosebire de o atenuare mai mare,

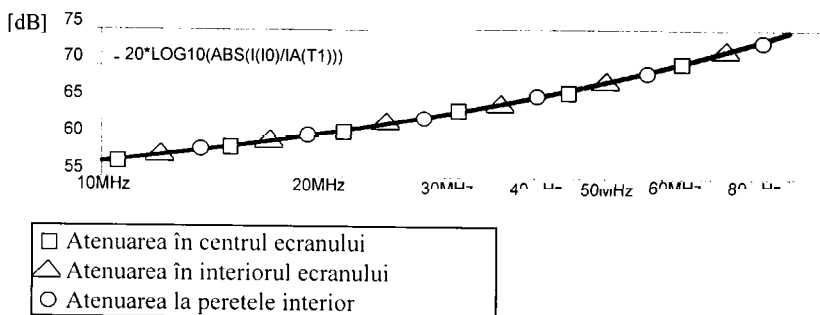


Fig.3.14. Atenuarea cu frecvența în centru ecranului, în interiorul ecranului și la peretele interior (T_1) pentru ecranul laminat.

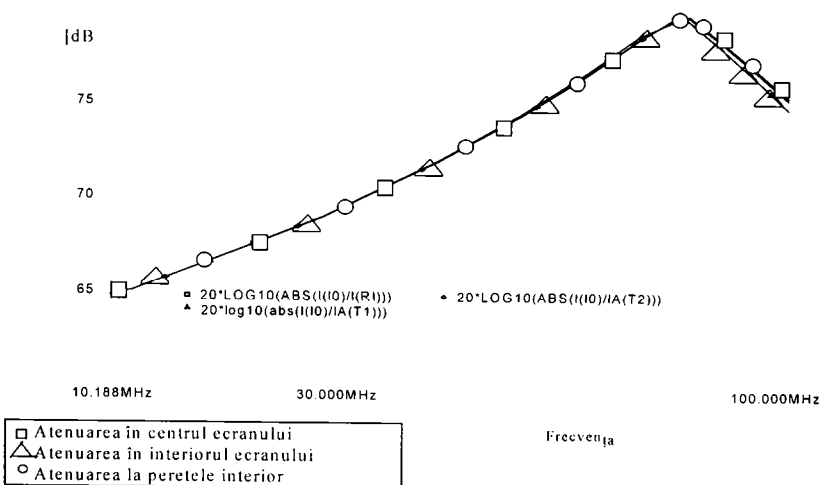


Fig.3.15. Atenuarea în funcție de frecvență în centrul ecranului, în interiorul ecranului și la peretele interior al ecranului multiplu plan paralel.

liniar variabilă la ecranul plan paralel laminat; aceleași fenomene ca la ecranul plan-paralel laminat se regăsesc și la ecranul multiplu, cu deosebirea că, datorită liniilor de transmisie introduse, care simulează aerul dintre straturi, atenuarea la frecvențe foarte înalte cade brusc. Acest fenomen are loc datorită faptului că liniile de transmisie sunt caracterizate prin impedanțe caracteristice, care scad mult o dată cu creșterea a frecvenței.

Modelul prezentat este prima abordare cu linii de transmisie care include și elemente ce țin de geometria ecranului; este primul

model SPICE pentru un ecran multistrat (laminat, multiplu), demonstrându-se că acest lucru este posibil și util; iar prin modificarea surselor I_0 și I_1 se poate studia regimul tranzitoriu pentru diferite tipuri de câmpuri perturbatoare nesinusoidale. I_0 reprezintă excitația din exterior, iar I_1 partea reflectată din excitație.

Ecranul plan paralel este cel mai utilizat model pentru camerele ecranate, folosite în măsurări de CEM. În acest caz, calculul se bazează pe **metoda punctului central**: se calculează câmpul în centru și se presupune că, într-un mic volum în jurul punctului central câmpul se păstrează constant. Posibilitatea pe care o oferă modelul SPICE, de investigare rapidă a neuniformității câmpului în spațiul protejat, devine astfel importantă.

Atenuările de sute de dB care rezultă din anumite simulări, prezentate de alți autori, demonstrează **caracterul teoretic al ecranului studiat** (altfel corect în limitele ipotezelor acceptate). **Atenuarea unui ecran real nu depășește 160dB (tipic 60÷80dB), datorită influenței aspectelor tehnologice și a abaterii ecranului real de la modelul teoretic [40].**

Dacă se consideră prea mică excitația, care afectează ecranul, atunci, datorită erorilor de prelucrare foarte mari vor rezulta atenuări de n.100 dB, unde $n=1÷10$, ca în [40], deși în practică ele nu depășesc 180dB.

În Fig. 3.16 este reprezentată atenuarea în funcție de frecvență a câmpului magnetic și electric pentru ecranul simplu plan paralel în câmp

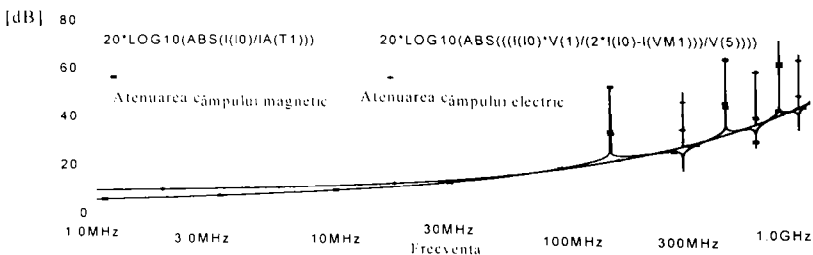


Fig.3.16. Atenuarea în funcție de frecvență a câmpului magnetic și electric pentru ecranul simplu plan paralel în câmp magnetic omogen.

magnetic omogen.

În Fig.3.17 se prezintă atenuarea în funcție de frecvență a câmpului magnetic pentru ecranul laminat; în Fig.3.18 este ilustrată atenuarea în funcție de frecvență a câmpului electric fără reflexie și cu reflexie în exterior pentru ecranul laminat.

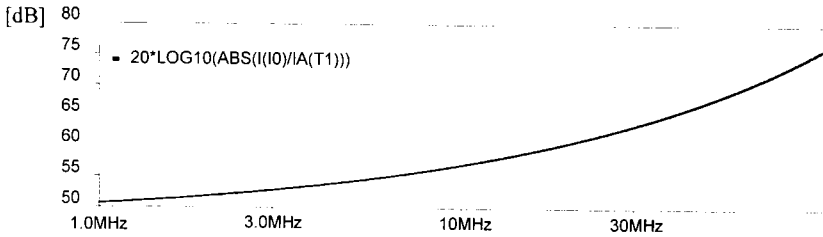


Fig.3.17. Atenuarea în funcție de frecvență a câmpului magnetic pentru ecranul laminat.

Deoarece în $x=0$ câmpul electric este nul, comparația se face pentru câmpul în $x=x_0$, la suprafața interioară a ecranului. Se poate constata [41], că la $f=100\text{Hz}$, a_E este cu peste 100dB mai mare decât a_H , tocmai din cauză că, în cazul câmpului electric, reflexia la exterior este reflexia principală; pentru câmpul electric nu este important că, la JF, $Z_i(x_0) \ll Z_0$, dar neglijarea reflexiei la exterior este catastrofală pentru evaluarea câmpului electric.

În situația din Fig.3.17 se observă că atenuarea câmpului magnetic este de aproximativ 50dB, deci de aproximativ 5 ori mai mare decât în cazul ecranului simplu și prezintă o variație liniară a atenuării cu frecvența, spre deosebire de variația câmpului magnetic din Fig.3.16 a ecranului plan paralel simplu. Atenuarea câmpului electric din Fig.3.18 este de aproximativ 55dB, de aproape 3 ori mai mare decât în cazul ecranului simplu și prezintă o variație liniară a atenuării cu frecvența. Atenuarea câmpului electric fără reflexie Fig.3.18 scade la aproximativ 43dB, față de situația atenuării cu reflexie, deci o scădere de 12dB, ceea ce confirmă din nou, că **în cazul câmpului electric reflexia principală este la exterior.**

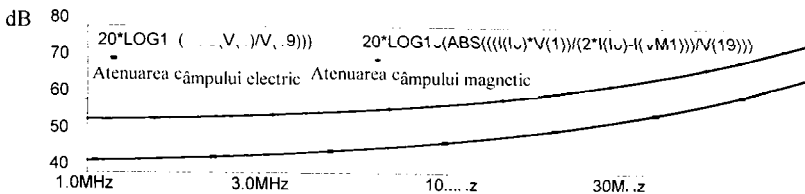


Fig.3.18. Atenuarea în funcție de frecvență a câmpului electric fără reflexie și cu reflexie în exterior.

Concluzie: Cu toate inexactitățile, respectiv aproximațiile anterior expuse, modelele multistrat plan paralele ale ecranelor își pot găsi aplicații practice în determinarea perturbațiilor electromagnetice. Totodată, aceste modele se vor putea utiliza în constituirea unor ecrane standard care ar putea fi folosite pentru o primă evaluare a atenuării asigurate de unele incinte ecranate. În plus, majoritatea proiectanților sunt familiarizați cu

programul **SPICE** și astfel ar putea estima atenuarea fără a fi specializați în calculul ecranelor.

Realizând o modificare în structura geometrică a ecranului, considerând doar un eșantion pătrat de dielectric cu o depunere de cupru de $1\mu\text{m}$ și modificând condițiile inițiale pe care le îndeplinește ecranul (grosimea ecranului se va considera foarte redusă de ordinul μm , precum și excitația din partea sursei $1\text{E}+5$, în loc de $1\text{E}+20$, cum s-a luat în studiul comparativ dintre ecrane, atunci când atenuările au luat valori prea mari) s-au putut astfel obține atenuările unui ecran simplu plan paralel în câmp magnetic omogen, atenuarea unui ecran plan paralel multiplu în câmp magnetic omogen, precum și atenuarea unui ecran plan paralel multistrat laminat în câmp magnetic omogen în funcție de frecvență. Valorile atenuărilor obținute sunt conforme cu realitatea, deci cu literatura de specialitate [47], ca în Tab.1.

Tabelul 1. Câteva valori ale atenuării pentru câteva domenii de frecvență ale ecranului multiplu și laminat din literatură de specialitate.

Domeniul de frecvență în [MHz]	Valoarea atenuării în [dB]
100 - 230	92
230 - 240	110
250 - 572	92
582 - 1170	92

La ecranul simplu atenuarea obținută este de aproximativ 20dB, la cel multiplu de aproximativ 85 dB, iar la cel laminat de aproximativ 100 dB.

3.6. RĂSPUNSUL ÎN DOMENIUL TIMP AL MODELULUI ECRANULUI MULTISTRAT PLAN PARALEL

Programul **SPICE**, realizat pe baza modelului cu linii de transmisie al ecranului plan paralel multistrat, poate fi folosit și pentru estimarea comportării ecranului în regim tranzitoriu. Cunoscând comportarea în frecvență și folosind transformarea FFT inversă, s-ar fi putut estima comportarea în domeniul timp și fără un model **SPICE** dar, deoarece oricum s-ar fi ajuns la o metodă numerică, avantajele unui model **SPICE** sunt evidente (parametrizare, postprocesare grafică etc.).

Analiza de regim tranzitoriu poate eșua dacă se ignoră câteva particularități ale programului **SPICE**. Deoarece circuitul analizat conține surse de tensiune exprimate cu expresii LAPLACE, programul **SPICE** calculează întâi răspunsul acestor surse la impuls Dirac (funcțiile pondere).

Ulterior, în regim tranzitoriu, ieșirea dispozitivelor descrise cu expresii LAPLACE se calculează prin convoluție între valoarea calculată anterior (la pasul de timp precedent) și răspunsul la impuls al dispozitivului, calculat separat, înainte de începerea analizei de regim tranzitoriu a circuitului principal. În ambele cazuri sursele LAPLACE pot avea răspuns necauzal și, din acest motiv, se recomandă o mică întârziere ($T_D=5\text{ns}$, de exemplu).

Acest tip de analiză calculează variabilele de ieșire ca funcții de timp, într-un interval specificat de utilizator.

În cadrul Anexei II. sunt prezentate condițiile inițiale în punctul static de funcționare, atât pentru calculul punctului de funcționare, cât și pentru regimul tranzitoriu.

Interpretarea răspunsului în domeniul timp este mai dificilă deoarece diverse elemente ale modelului depind de frecvență, dar nu există o reprezentare a lor în domeniul timp, iar linia de transmisie care modelează ecranul este dispersivă [26].

Această linie de transmisie este dispersivă, dar are și o impedanță caracteristică dependentă de frecvență - $Z_s(f)$. Pentru a face o legătură între domeniul timp și domeniul frecvență este utilă o estimare a spectrului semnalului aplicat.

Dacă se folosesc impulsuri cu factor de umplere mic, acestea fiind de energie mică și componentele spectrale vor avea amplitudini mici. Rezoluția de calcul trebuie astfel aleasă încât să nu fie insuficientă, pentru a se putea pune în evidență maximele și minimele locale ale atenuării.

Propagarea unui impuls se poate interpreta ca o propagare de semnale sinusoidale corespunzătoare spectrului semnalului de intrare datorită faptului că ecranul analizat este liniar și se poate astfel folosi superpoziția.

În Anexa I. se prezintă listingul fișierelor programelor SPICE:

- TEPP - Răspunsul în domeniul timp al ecranului plan paralel,
- TEPLAM - Răspunsul în domeniul timp al ecranului multistrat laminat plan paralel,
- TEPPMUL - Răspunsul în domeniul timp al ecranului multistrat multiplu plan paralel.

Având în vedere discuția de mai sus curbele din Fig.3.23.a, și Fig.3.23.b. reprezentând răspunsul ecranului în domeniul timp la semnal treaptă, pot fi interpretate.

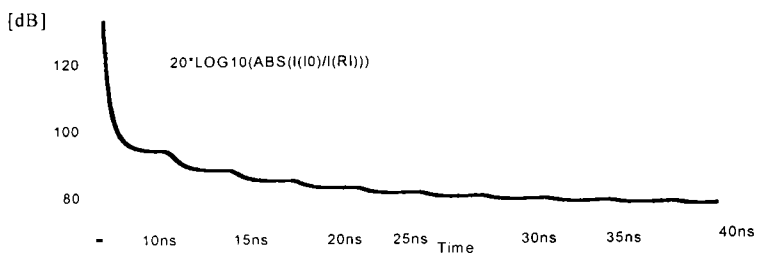


Fig. 3.23.a. Variația atenuării în domeniul timp al ecranului plan paralel simplu la semnal treaptă.

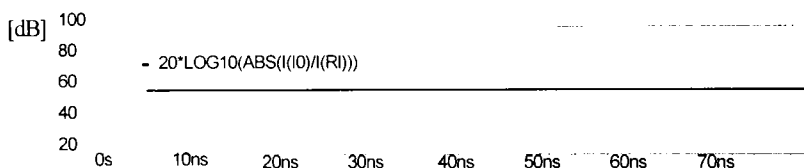


Fig. 3.23.b. Variația atenuării în domeniul timp al ecranului plan paralel multiplu și al ecranului plan paralel laminat la semnal treaptă.

Din cauza caracterului dispersiv al ecranului plan paralel simplu, semnalele de diverse frecvențe ajung pe rând în centrul ecranului: întâi componentele de frecvențe mai ridicate și pe urmă cele joase. Din cauză că Z_S variază cu frecvența și atenuarea ecranului de asemenea variază cu frecvența, amplitudinile diferitelor componente vor fi atenuate diferit [31]: cele de frecvență ridicată mai mult, cele de frecvență joasă mai puțin. Din acest motiv la frecvențe înalte (timpuri mici) atenuarea este mare, iar la frecvențe joase (timpuri mari) atenuarea scade. La timpurile deja amintiți [31] de traversare a ecranului se adaugă timpul necesar parcurgerii spațiului ecran-centru (1.66ns în exemplul ales, cu $L=1m$). Acest timp de răspuns este afectat de o serie de neuniformități (minime și maxime locale), datorate comportării rezonante a liniei de transmisie care modelează spațiul interior, la frecvențe egale cu multiplii de $\lambda_0/3$ (λ_0 lungimea de undă în vid). Aceste neuniformități se pot constata pe Fig.3.24.

Dacă ne referim la frecvența maximă de eșantionare, ea se va propaga prin peretele ecranului în timpul τ_{\min} și va ajunge în centrul ecranului la timpul $(\tau_{\min} + \tau_{\text{interior}})$. Din acest motiv atenuarea este $a = +\infty$ pentru un timp egal cu $t = \tau_{\min} + \tau_{\text{interior}} > 0$.

Un prim exemplu este prezentat în Fig.3.24. Ecranul fiind subțire ($10\mu m$), atenuarea este relativ mică și rezonanțele locale pot fi evidențiate, deși valoarea lor relativă este mică ($\pm 2dB$).

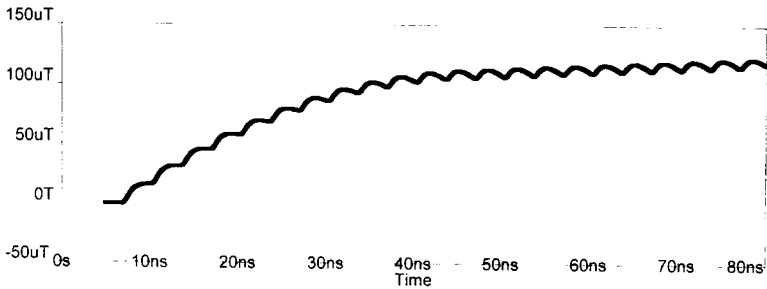


Fig.3.24. Răspunsul în domeniul timp al câmpului magnetic în centrul ecranului plan paralel la semnal treaptă.

Răspunsul în domeniul timp poate fi interpretat și utilizând teoria reflexiilor multiple pe linii de transmisie [20]. Dacă în exteriorul ecranului se aplică un semnal de tip treaptă, ca în exemplul din Fig.3.24 ($t_r=1ps$), din cauza caracterului dispersiv al ecranului, frontul semnalului la ieșirea din ecran va fi rotunjit. În cazul ecranului plan paralel, acest semnal pătrunde într-o linie de transmisie terminată practic în scurtcircuit la ambele capete. Au loc reflexii multiple, rezultând un regim de tip scară, cu periodicitatea $2\tau=2 \times 1.66ns$ pentru $L=1m$. Figura 3.24 poate fi interpretată în acest mod (rezonanțele în $\lambda_0/2$, la 300MHz, 600MHz, corespund timpilor de sosire a reflexiilor succesive 2τ , 3τ , ș.a.m.d). Reflexiile undei transmise în interiorul peretelui ecranului complică și mai mult interpretarea în domeniul timp.

Transformata Fourier din Fig.3.25 pune în evidență rezonanțele la frecvențe multiplu de 300MHz. Aceste transformate Fourier sunt utile și pentru verificarea corectitudinii unor răspunsuri tranzitorii prin regăsirea

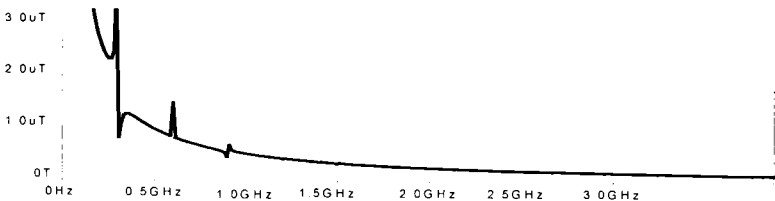


Fig. 3.25. Transformata FOURIER a câmpului magnetic în centrul ecranului. (regim tranzitoriu).

unor rezultate deja verificate prin analiza de c.a..

Dacă ecranul este mai gros, atenuarea crește și rezonanțele locale sunt mai greu de evidențiat, în principal din cauza rezoluției de calcul.

Analizând Fig.3.23 care reprezintă atenuarea ecranului în funcție de frecvență a ecranului plan paralel simplu, a ecranului multiplu multistrat și

a ecranului laminat multistrat plan paralel se poate constata că aceste tipuri de ecrane prezintă o atenuarea constantă în timp, precum și un câmp magnetic în centrul ecranului constant în timp; iar câmpul electric la peretele interior este, de asemenea, constant în timp. În toate exemplele prezentate incidența excitației s-a considerat perpendiculară. **Ecranele multistrat au eliminat reflexiile undei transmise în interiorul peretelui ecranului, deci rezonanțele locale vizibile, precum și rezonanțele la frecvențele multiplu de 300MHz au dispărut.** Concluzionând, acest aspect reprezintă unul dintre avantajele importante ale ecranelor multistrat.

4. ANALIZA ȘI MODELAREA ECRANULUI MULTISTRAT CILINDRIC ÎN CÂMP MAGNETIC LONGITUDINAL ȘI TRANSVERSAL

În cadrul acestui capitol se pune accentul pe realizarea originală a unor modelări **MATLAB** ale ecranelor multistrat cilindrice în câmp magnetic longitudinal și transversal, ecrane cu două și trei straturi. Cu ajutorul acestor modelări se pot stabili atenuările diferitelor tipuri de ecrane multistrat cilindrice cu o deosebită ușurință. De asemenea o contribuție personală se poate considera și modelul **SPICE** pentru ecranul multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal.

4.1. FACTORUL DE ECRANARE AL ECRANULUI CILINDRIC INFINIT LUNG ÎN CÂMP MAGNETIC LONGITUDINAL ȘI TRANSVERSAL, CVASISTAȚIONAR

Proprietățile de ecranare ale unui cilindru infinit lung, plasat în câmp electromagnetic, depind de orientarea vectorului \vec{H} în raport cu axa cilindrului. În mod uzual, se analizează două cazuri extreme: ecranul cilindric în câmp magnetic longitudinal și ecranul cilindric în câmp magnetic transversal. Cazurile reale, situate între aceste extreme, se pot studia descompunând câmpul incident după direcția longitudinală (axială) și transversală (normală) și suprapunând efectele calculate separat pentru fiecare din cele două componente.

Pentru început se analizează cazul ecranului cilindric în câmp magnetic longitudinal. Se consideră ecranul format dintr-o coajă cilindrică, de lungime infinită și rază interioară r_0 , cu peretele de grosime $d(d \ll r_0)$, plasat într-un câmp electromagnetic sinusoidal, omogen, cu vectorul \vec{H} paralel cu axa cilindrului. Ca și în cazul ecranului plan paralel, sub acțiunea câmpului incident extern, în ecran se induc curenți turbionari I_F , care circulă, și produc un câmp \vec{H}_F , opus câmpului extern \vec{H}_e . În peretele ecranului și în spațiul protejat, câmpul \vec{H}_F se sumează vectorial cu \vec{H}_e . Câmpul rezultat în interior, \vec{H}_i , este astfel diminuat (efectul de ecranare). Considerând câmpul incident cvasistaționar, se neglijează curentul de deplasare. Deoarece lungimea ecranului s-a considerat infinită, se neglijează efectul de capăt. Din punct de vedere fizic, în cilindrul de lungime finită există o legătură prin intermediul fluxului între cele două capete ale cilindrului, prin regiunea cu aer din interior, care anulează o parte din fluxul primar. În cazul unui cilindru infinit, câmpul datorat curenților turbionari se închide pe la infinit și nu modifică structura câmpului în exteriorul ecranului.

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

Calculul factorului de ecranare [11], [126], [127], [128] se bazează pe rezolvarea ecuației lui Helmholtz pentru acest caz particular, în condițiile la limită impuse de problemă. În coordonate cilindrice, cu axa Oz aleasă în lungul axei cilindrului, componentele câmpului variază numai după coordonata r și se poate scrie:

$$\begin{aligned} \bar{H} &= H_z(r)\bar{e}_z, & \frac{\delta H_z}{\delta r} &= 0, & \frac{\delta H_z}{\delta \varphi} &= 0, & \frac{\delta H_z}{\delta z} &= 0, \\ \bar{E} &= -E_\varphi(r)\bar{e}_\varphi, & \frac{\delta E_\varphi}{\delta r} &= 0, & \frac{\delta E_\varphi}{\delta \varphi} &= 0, & \frac{\delta E_\varphi}{\delta z} &= 0. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Ecuția lui Helmholtz se reduce la o ecuație scalară:

$$\Delta \bar{H} = \Gamma^2 \bar{H} \quad \text{sau} \quad \frac{d^2 H_z}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH_z}{dr} = \Gamma^2 H_z. \quad (4.2)$$

Se determină câmpul în exterior, în interior și în perete [20] obținându-se factorul de ecranare F și atenuarea a de următoarea formă:

$$F = \frac{H_i}{H_e} = \frac{1}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{2} K \sinh \Gamma d} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} a[dB] &= 10 \log \left[\frac{1}{2} \left(\cosh \frac{2d}{\delta} + \cos \frac{2d}{\delta} \right) + \frac{\mu_0 r_0}{2\mu \delta} \left(\sinh \frac{2d}{\delta} - \right. \right. \\ &\left. \left. \sin \frac{2d}{\delta} \right) + \left(\frac{\mu_0 r_0}{2\mu \delta} \right)^2 \left(\cosh \frac{2d}{\delta} - \cos \frac{2d}{\delta} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.4)$$

unde:

$$K = \frac{\mu_0}{\mu} \Gamma r_0. \quad (4.5)$$

Această demonstrație poate fi găsită în literatură [20], [47], [126]. Ecranul cilindric prezintă importanță practică și datorită **aplicațiilor sale în studiul ecranării cablurilor** (pentru care este mult folosită și o altă metodă bazată pe impedanța de transfer a suprafeței STI -surface transfer impedance [47], [48]).

În continuare, se va analiza modul de variație a câmpului cu frecvența, în interiorul ecranului cilindric infinit lung aflat în câmp magnetic transversal [11, 20, 47, 118, 126, 127].

Deoarece comportarea ecranului cilindric depinde de orientarea vectorului \bar{H} în raport cu axa cilindrului, se analizează comportarea cilindrului în câmp magnetic transversal. Se consideră același ecran cilindric studiat: un cilindru gol, de lungime infinită, de rază interioară r_0 , cu peretele de grosime $d \ll r_0$, plasat într-un câmp electromagnetic sinusoidal, omogen, cvasistaționar, cu vectorul \bar{H} perpendicular pe axa cilindrului, iar vectorul \bar{E} paralel cu axa Oz . Câmpul incident este o undă plană,

propagându-se spre ecranul cilindric în lungul axei Ox , sursa de câmp fiind plasată la infinit. În absența ecranului sau la distanță mare de ecran, în coordonate carteziene se poate scrie:

$$\vec{H} = H_y \vec{j}, \quad \vec{E} = E_z \vec{k}, \quad \frac{\delta H_y}{\delta z} = 0, \quad \frac{\delta E_z}{\delta z} = 0. \quad (4.6)$$

Din punct de vedere fizic, funcționarea ecranului poate fi înțeleasă pe baza circulației curenților turbionari: câmpul incident extern induce în ecran curenți turbionari, I_{F_i} , producând un câmp \vec{H}_F , de sens opus câmpului incident \vec{H}_e . Câmpul \vec{H}_F se sumează vectorial cu câmpul \vec{H}_e , câmpul rezultat în spațiul protejat, \vec{H}_i , fiind mai mic. Pentru deducerea factorului de ecranare [11], [12], [20],[40],[41] trebuie calculat câmpul în exterior, în interior și în peretele ecranului și impuse condiții adecvate de conservare la suprafețele de separație (pe peretele exterior și pe cel interior al ecranului). Se folosesc coordonate cilindrice, cu axa Oz aleasă în lungul axei cilindrului. Din cauza lungimii infinite a cilindrului se poate ignora efectul de capăt.

După calcule [20], [41] dacă:

$$r_0 \gg d, \quad r_0 \gg \frac{\delta}{\sqrt{2}}, \quad K = \frac{\mu_0}{\mu} \Gamma r_0, \quad \Gamma = \frac{(1+j)}{\delta}. \quad (4.7)$$

se obține:

$$F = \frac{1}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sinh \Gamma d}, \quad (4.8)$$

$$W = \frac{\frac{1}{2} \left(K - \frac{1}{K} \right) \sinh \Gamma d}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sinh \Gamma d}. \quad (4.9)$$

Atât F cât și W sunt mărimi complexe, dar se poate constata că sunt constante în raport cu poziția (nu depind de r și φ). Expresia reală a atenuării a , se poate calcula cu relația:

$$a = 20 \log \frac{|H_e|}{|H_i|} = 20 \log \frac{1}{|F|} = 20 \log \frac{1}{|F|} = 20 \log \sqrt{\operatorname{Re}^2\left(\frac{1}{F}\right) + \operatorname{Im}^2\left(\frac{1}{F}\right)}. \quad (4.10)$$

După calcule se obține:

$$a[dB] = 10 \log \left[\frac{1}{2} \left(\cosh \frac{2d}{\delta} + \cos \frac{2d}{\delta} \right) + (A^2 + B^2) \left(\cosh \frac{2d}{\delta} - \cos \frac{2d}{\delta} \right) + A \left(\sinh \frac{2d}{\delta} + \sin \frac{2d}{\delta} \right) + B \left(\sinh \frac{2d}{\delta} - \sin \frac{2d}{\delta} \right) \right] \quad (4.11)$$

unde:

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

$$A = \frac{\mu\delta}{4\mu_0 r_0}, \quad B = \frac{\mu_0 r_0}{2\mu\delta}, \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}}. \quad (4.12)$$

4.2. ECRANUL CILINDRIC CU DOUĂ STRATURI ÎN CÂMP MAGNETIC TRANSVERSAL

Se consideră pentru început un ecran cu două straturi, la care stratul interior 1 este dintr-un metal cu conductivitate ridicată, iar stratul exterior 2 este din material magnetic, Fig.4.1.1. Sursa de câmp este plasată în interiorul ecranului, iar exteriorul este spațiul protejat. Se poate calcula factorul de ecranare cu relația (4.2). Pentru F_1 și F_2 se folosește relația (4.7). Evident $|F_1| \ll 1$ și $|F_2| \ll 1$. Factorii de reflexie se pot calcula cu relația (4.8).

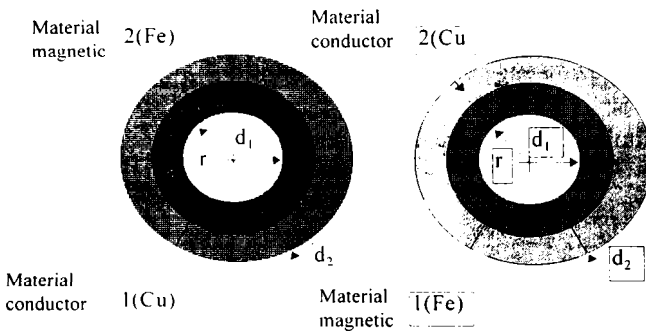


Fig.4.1.1. Ecran Fe-Cu

Fig.4.1.2. Ecran Cu-Fe

Așadar: $W_{i2} = W_{Fe} = -1$ $W_{e1} = W_{Cu} = +1$ (4.13)

Deci: $F = \frac{1}{2} F_1 F_2$ (4.14)

$$F_{1(Cu)} = \frac{1}{\cosh \Gamma_1 d_1 + \frac{1}{2} \left(K_1 + \frac{1}{K_1} \right) \sinh \Gamma_1 d_1} = \frac{1}{\frac{1}{2} K_1 \sinh \Gamma_1 d_1} \quad (4.15)$$

$$F_{2(Fe)} = \frac{1}{\cosh \Gamma_2 d_2 + \frac{1}{2} \left(K_2 + \frac{1}{K_2} \right) \sinh \Gamma_2 d_2} = \frac{1}{\frac{1}{2K_2} \sinh \Gamma_2 d_2} \quad (4.16)$$

În deducerea aproximațiilor (4.15) și (4.16) s-a ținut cont că:

$$K = \frac{\mu_0}{\mu} \Gamma r_0 = (1 + j) \frac{\mu_0}{\mu} \frac{r_0}{\delta} \quad \text{și} \quad |K| = \sqrt{2} \frac{\mu_0}{\mu} \frac{r_0}{\delta} \quad (4.17)$$

Pentru $\delta \ll (r_0 \sqrt{2})$, se pot face aproximațiile:

$$|K_1| \gg 1, \quad |K_2| \ll 1. \quad (4.18)$$

Rezultă:

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

$$F = \frac{2K_2}{K_1 \sinh \Gamma_1 d_1 \sinh \Gamma_2 d_2}, \quad (4.19)$$

$$a = 20 \log \frac{1}{|F|} = 20 \log \frac{1}{2} \left| \frac{K_1}{K_2} \sinh \Gamma_1 d_1 \sinh \Gamma_2 d_2 \right|, \quad (4.20)$$

$$|K_1| = \left| \frac{\mu_0}{\mu} \Gamma_1 r_0 \right| = |\Gamma_1 r_0| = \left| (1+j) \frac{r_0}{\delta_1} \right| = \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_1}, \quad (4.21)$$

$$|K_2| = \left| \frac{\mu_0}{\mu_2} \Gamma_2 r_0 \right| = \left| (1+j) \frac{r_0}{\delta_2} \frac{\mu_0}{\mu_2} \right| = \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_2} \frac{\mu_0}{\mu_2}. \quad (4.22)$$

Dacă $\frac{d_1}{\delta_1} \ll 1$ și $\frac{d_2}{\delta_2} \ll 1$, (4.23)

se pot face aproximațiile : $|\sinh \Gamma_1 d_1| = |\Gamma_1 d_1| = \left| (1+j) \frac{d_1}{\delta_1} \right| = \sqrt{2} \frac{d_1}{\delta_1}$, (4.24)

$$|\sinh \Gamma_2 d_2| = |\Gamma_2 d_2| = \left| (1+j) \frac{d_2}{\delta_2} \right| = \sqrt{2} \frac{d_2}{\delta_2}. \quad (4.25)$$

Înlocuind în (4.20), rezultă:

$$a = 20 \log \frac{\mu_2}{\mu_0} \frac{d_1 d_2}{\delta_1^2} = 20 \log \frac{\mu_2}{\mu_0} d_1 d_2 \frac{\omega \sigma_1 \mu_1}{2}.$$

Deoarece $\mu_1 = \mu_0$, relația se reduce la:

$$a = 20 \log \frac{1}{2} \omega \mu_2 \sigma_1 d_1 d_2. \quad (4.26)$$

S-a presupus o repartiție uniformă a curentului în cele două straturi, presupunere conținută implicit în relația (4.23). Dacă $d = d_1 + d_2$, se poate arăta ușor, căutând maximum relației (4.26), că atenuarea este maximă dacă cele două straturi au aceeași grosime, $d_1 = d_2 = d/2$. În acest caz:

$$a_{\max} = 20 \log \frac{\omega \mu_2 \sigma_1 d^2}{8}. \quad (4.27)$$

Din (4.26) și (4.27) se observă că **atenuarea este independentă de raza r_0 a ecranului**. Atenuarea este cu atât mai mare cu cât permeabilitatea μ_2 a stratului de material magnetic este mai mare și cu cât conductivitatea σ_1 a stratului de material conductor este mai mare. Relațiile deduse sunt valabile la frecvențe suficient de mici pentru a fi îndeplinite condițiile (4.23) și suficient de mari pentru ca $|F_1| \ll 1$ și $|F_2| \ll 1$. La frecvențe mai joase, ecranul se comportă ca un ecran magnetostatic și doar stratul 2 joacă un rol în ecranare. La frecvențe foarte înalte, materialele magnetice se comportă la fel cu cele nemagnetice ($\mu_2 = \mu_0$) iar, pe de altă parte, din cauza efectului pelicular puternic, se poate obține o atenuare remarcabilă folosind un singur strat din material conductor (de exemplu Cu). Așadar ecranele multistrat sunt de preferat la frecvențe medii.

Exemplificare Fe+Cu

Deoarece $\sigma_{Fe} = 0.17\sigma_{Cu}$, este de preferat să se plaseze stratul de Cu spre câmpul perturbator și stratul de Fe spre spațiul protejat. În acest fel, datorită efectului pelicular, densitatea curenților turbionari va fi maximă în stratul de Cu și minimă în cel de Fe, accentuând astfel pierderile. De exemplu, dacă se ecranează un cablu și se consideră firul central sursa de câmp perturbator, se plasează stratul de Fe la exterior. Dacă se dorește protejarea firului central de acțiunea unui câmp perturbator extern, atunci stratul de Fe trebuie plasat în interior Fig.4.1.2.

În figura 4.2. s-au reprezentat în **MATLAB** atenuările pentru diferite tipuri de ecrane cu două straturi din diferite tipuri de materiale. Programele **MATLAB** se vor putea utiliza și pentru alte tipuri de materiale, făcând modificările corespunzătoare în programele realizate în **MATLAB**. Programele se regăsesc în Anexa III și au fost realizate pentru ecrane cu straturi de aceeași grosime și pentru straturi de grosimi diferite. Ecranele sunt studiate pentru frecvențe joase, medii și înalte.

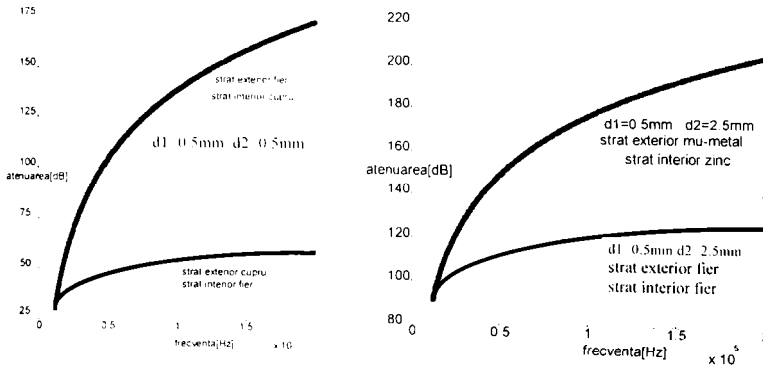


Fig.4.2. Atenuare ecranului cilindric cu două straturi în câmp magnetic transversal.

Făcând o comparație între graficele atenuărilor ecranelor s-au putut constata următoarele aspecte:

- dacă ambele straturi sunt din același tip de material, atenuările obținute sunt de valori mult mai mici, decât în situația în care un material este de tip magnetic, iar celălalt de tip nemagnetic;
- dacă cele două straturi sunt din material magnetic, atunci atenuarea este mai mare, decât în situația în care ambele materiale ar fi fost din material nemagnetic;
- în situația în care stratul interior este nemagnetic, iar stratul exterior este magnetic, atenuarea care se obține este cea mai mare (aspect confirmat

și de structurile: strat interior cupru, strat exterior fier; strat interior aluminiu, strat exterior oțel; strat interior zinc, strat exterior μ -metal);

- modificând structura unuia dintre straturi, respectiv, crescând grosimea unui strat, se poate observa creșterea atenuării ecranului.

Făcând acest studiu comparativ între diferitele tipuri de ecrane se poate ajunge la concluzia că cel mai ieftin și cel mai avantajos este ecranul cu două straturi egale, realizat din material nemagnetic pe interior și din material magnetic pe exterior.

Folosind programele **MATLAB**, acestea se pot utiliza pentru o testare practică comparativă rapidă a diferitelor ecrane realizate cu două straturi.

4.3. ECRANUL CILINDRIC CU TREI STRATURI ÎN CÂMP MAGNETIC TRANSVERSAL

În unele cazuri interiorul ecranului este și sursă de câmp și spațiu protejat. De exemplu, dacă în interior sunt conductoare care asigură legături duplex, acestea vor fi pe rând surse de câmp (la emisie) și spațiu protejat (la recepție). În astfel de cazuri, poate fi preferabil un ecran cu trei straturi. Cel mai folosit este ecranul cu un strat de Fe între două straturi de Cu ($d_1=d_2=d_3$), pentru care se poate calcula factorul de ecranare cu relația (4.7). Ca și în paragraful precedent, se pot folosi aproximațiile:

$$\begin{aligned} W_{e1} = W_{Cu} = +1 & & W_{i2} = W_{Fe} = -1 \\ W_{e2} = W_{Fe} = -1 & & W_{i3} = W_{Cu} = +1 \end{aligned} \quad (4.28)$$

Deci:

$$F = \frac{F_1 F_2 F_3}{4 - F_2^2}. \quad (4.29)$$

Deoarece $|F_2| \ll 1$, rezultă:

$$F = \frac{1}{4} F_1 F_2 F_3. \quad (4.30)$$

Deoarece straturile 1 și 3 sunt identice ca material și grosime rezultă $F_1=F_3$, iar cu aproximațiile (4.15) și (4.16), rezultă:

$$F = \frac{1}{4} F_1^2 F_2 = \frac{2K_2}{K_1^2 \sinh^2 \Gamma_1 d_1 \sinh \Gamma_2 d_2}. \quad (4.31)$$

Cu aceleași aproximații (4.23) folosite anterior, se obține:

$$F = \frac{2(\sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_2} \frac{\mu_0}{\mu_2})}{(\sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_1})^2 (\sqrt{2} \frac{d_1}{\delta_1})^2 (\sqrt{2} \frac{d_2}{\delta_2})} = \frac{\mu_0 \delta_1^4}{2\mu_2 r_0 d_1^2 d_2}. \quad (4.32)$$

Atenuarea ecranului rezultă:

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

$$a = 20 \log 2 \frac{\mu_2}{\mu_0} \frac{r_0 d_1^2 d_2}{\delta_1^4} . \quad (4.33)$$

Dacă grosimea ecranului este $d=d_1+d_2+d_3$, se poate arăta că atenuarea maximă se obține dacă $d_1=d_2=d_3=d/3$. Se obține:

$$a_{\max} = 20 \log \frac{2}{27} \frac{\mu_2}{\mu_0} \frac{r_0 d^3}{\delta_1^4} . \quad (4.34)$$

Ținând cont că $\delta_1^2 = \frac{2}{\omega \sigma_1 \mu_1}$ și $\mu_1 = \mu_0$, rezultă că:

$$a_{\max} = 20 \log \frac{\mu_0 \mu_2 \omega^2 \sigma_1^2 r_0 d^3}{54} . \quad (4.35)$$

Spre deosebire de ecranul cu două straturi, **atenuarea ecranului cu trei straturi depinde de raza r_0 a ecranului**. În toată discuția de mai sus, s-a considerat raza ecranului constantă, deci s-a presupus $r_0 \gg d$. S-a presupus de asemenea că există conducție în toate cele trei straturi, lucru acceptabil dacă adâncimea de pătrundere este mai mare decât grosimea ecranului - condiție presupusă în relațiile (4.23). Dacă am avea un ecran dintr-un singur strat de grosime d , conductivitate σ_1 și permeabilitate $\mu_1 = \mu_0$ (material nemagnetic), atenuarea ce s-ar obține, dacă respectivul ecran ar fi tot de tip cilindric, cu raza r_0 , se poate calcula cu relația aproximativă pentru joasă frecvență:

$$a = 10 \log [1 + (\frac{\mu_0 r_0 d}{\mu_1 \delta_1^2})^2] = 20 \log \frac{r_0 d}{\delta_1^2} . \quad (4.36)$$

S-a folosit aproximația de joasă frecvență pentru a avea curent de conducție aproximativ uniform în peretele ecranului și s-a presupus $(r_0 d / \delta_1^2) > 1$. În acest caz, scăzând (4.36) din (4.34), rezultă:

$$a_{\max}^{(3strat)} - a^{(1strat)} = 20 \log \frac{2}{27} \frac{\mu_2}{\mu_0} \left(\frac{d}{\delta_1}\right)^2 . \quad (4.37)$$

Se constată că diferența dintre ecranul cu trei straturi față de cel cu un singur strat, de aceeași grosime totală, este cu atât mai mare cu cât permeabilitatea stratului de mijloc (Fe) este mai mare. De exemplu, dacă:

$$\frac{d}{\delta_1} = 1 \quad \text{și} \quad \frac{\mu_2}{\mu_0} = 1000 \quad (4.38)$$

ecranul cu trei straturi asigură o atenuare mai mare cu 37dB față de un ecran la fel de gros cu un singur strat, realizat din material nemagnetic.

În Fig.4.3. s-au reprezentat în **MATLAB** atenuările pentru diferite tipuri de ecrane cu trei straturi din diferite tipuri de materiale. Programele **MATLAB** se găsesc în Anexa III. și se vor putea utiliza și pentru alte tipuri de materiale și grosimi de straturi, făcând modificările corespunzătoare în programele realizate în **MATLAB**. Programele au fost realizate pentru

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

ecrane cu straturi de aceeași grosime și pentru straturi de grosimi diferite. Datorită faptului, că atenuarea ecranului cu trei straturi depinde de raza r_0 a ecranului, reprezentările grafice au fost făcute și pentru $r_0=25\text{mm}$ și $r_0=50\text{mm}$.

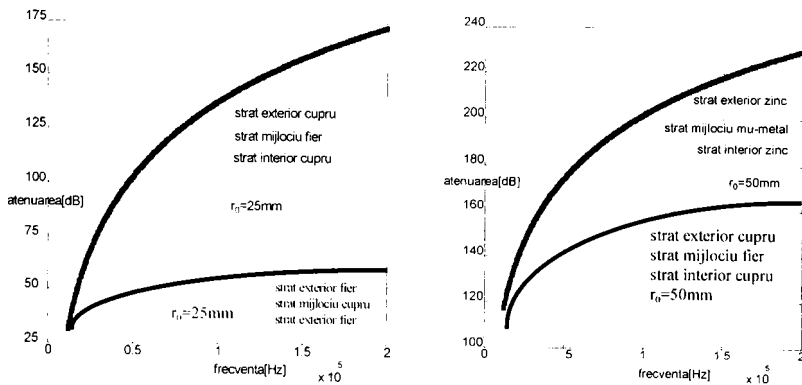


Fig. 4.3. Atenuarea ecranului cilindric cu trei straturi în câmp magnetic transversal $d_1=d_2=d_3=d/3$, $r_0=25\text{mm}$ și $r_0=50\text{mm}$.

Făcând o comparație între graficele atenuărilor ecranelor cu trei straturi s-au putut constata următoarele aspecte:

- dacă raza cilindrului este mai mică, atunci atenuarea obținută va fi mai redusă;
- structurile care au materialul magnetic în mijloc prezintă o atenuare mai ridicată (structuri de genul cupru-fier-cupru; zinc- μ metal-zinc);
- atenuarea maximă se obține pentru $d_1=d_2=d_3=d/3$.

Făcând acest studiu comparativ între diferitele tipuri de ecrane cu trei straturi, se poate ajunge la concluzia, că cel mai ieftin și cel mai avantajos este ecranul cu trei straturi egale, realizat cu material magnetic la mijloc, iar stratul superior și inferior confecționat din material nemagnetic.

Folosind programele **MATLAB**, acestea se pot utiliza pentru o testare practică comparativă rapidă a diferitelor ecrane realizate din trei straturi.

4.4. UN CALCUL MAI EXACT AL FACTORULUI DE ECRANARE PENTRU UN ECRAN CILINDRIC MULTISTRAT ÎN CÂMP MAGNETIC LONGITUDINAL ȘI TRANSVERSAL

Într-o primă etapă se poate lua în considerare curentul de deplasare, renunțându-se la ipoteza de regim cvasistaționar [6]. Deoarece câmpul incident se consideră în continuare omogen, rezultă, în mod implicit, că sursa de câmp este plasată la infinit.

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

Particularizând pentru suprafața exterioară a ecranului, se pot deduce noi factori de ecranare în câmp magnetic longitudinal și transversal.

$$F = \frac{H_z(0)}{H_z(r_0 + d)} = \frac{1}{J_0(\Gamma_0 r_0) \cosh \Gamma d + \alpha_0 J_1(\Gamma_0 r_0) \sinh \Gamma d} \quad (4.39)$$

$$F = \frac{1}{\cos \Gamma_0 r_0 \cosh \Gamma_1 d_1 + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sin \Gamma_0 r_0 \sinh \Gamma_1 d_1} \quad (4.40)$$

unde J reprezintă funcția Bessel.

$$J_\nu(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{\nu+2n}}{2^{\nu+2n} n! \Gamma_E(\nu+n+1)} = \left(\frac{x}{2}\right)^\nu \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n! \Gamma_E(\nu+n+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2n},$$

$$J_{-\nu}(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{-\nu+2n}}{2^{-\nu+2n} n! \Gamma_E(-\nu+n+1)} = \left(\frac{x}{2}\right)^{-\nu} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n! \Gamma_E(-\nu+n+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2n}$$

unde: $x \in R, x > 0, J_\nu(x), J_{-\nu}(x) \in R$.

În relațiile anterioare s-a utilizat funcția lui Euler de speța a-II-a (denumită și funcția Γ_E sau funcția factorială), care se poate defini astfel:

$$\Gamma_E(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt \quad x > 0$$

$$\Gamma_E(x) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{n^x n!}{(x+1)(x+2)\dots(x+n)}$$

$$\Gamma_E(1) = 1 \quad \Gamma_E(x+1) = x \Gamma_E(x)$$

$$\Gamma_E(n+1) = n!$$

dacă n este un număr natural.

Relația factorului de ecranare (4.40) în câmp magnetic transversal se obține prin analogie cu factorul de atenuare determinat în cazul ecranului plan paralel.

La joasă frecvență, $\Gamma_0 r_0 \rightarrow 0$ și aproximațiile funcțiilor Bessel pentru argument mic sunt:

$$J(\Gamma_0 r_0) \cong 1 \quad J_1(\Gamma_0 r_0) \cong \frac{\Gamma_0 r_0}{2} \quad (4.41)$$

În continuare trebuie precizate particularitățile de aplicare a relațiilor (4.2), (4.3), (4.4). De exemplu, în cazul unui ecran cilindric, alcătuit din două straturi, se vor folosi, pentru factorii de ecranare F , relații de tipul (4.39), (4.40). Factorul de reflexie externă W_c este egal cu factorul de reflexie internă W_i în cazul ecranului cilindric, în sensul că reacția apare la exterior dacă sursa de câmp este la exterior și apare cu aceeași valoare la interior, dacă sursa de câmp este la interior. Deci, atât pentru W_{i1} , cât și pentru W_{c1} , se pot folosi aceleași relații, ținându-se însă cont de curentul de

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

deplasare și utilizând datele specifice ecranului 1, iar pentru W_{i2} și/sau W_{e2} se va folosi aceeași relație, ținându-se cont de curentul de deplasare, dar se vor înlocui datele corespunzătoare ecranului 2.

$$W_{i,e} = \frac{\frac{1}{2} \left(K - \frac{1}{K} \right) \sinh \Gamma d}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sinh \Gamma d}. \quad (4.42)$$

În cadrul relației (4.42) nu se ține cont de curentul de deplasare. Factorul de reflexie al câmpului transversal în cadrul căruia se ține cont de curentul de deplasare are următoarea formă:

$$W = \frac{\frac{1}{2} \left(K - \frac{1}{K} \right) \sin \Gamma_0 r_0 \sinh \Gamma d}{\cos \Gamma_0 r_0 \cosh \Gamma d + \frac{1}{2} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sin \Gamma_0 r_0 \sinh \Gamma d}. \quad (4.43)$$

Înlocuind expresiile (4.40) și (4.43) în expresia (3.2) se obține, după calcule, următoarea formă a factorului de ecranare pentru ecranul cilindric în câmp magnetic transversal (4.44):

Notând:

$$Q_i = \frac{1}{2} \left(K_i + \frac{1}{K_i} \right) \sin \Gamma_0 r_0 \sinh \Gamma_i d_i \quad \text{unde: } i = 1, 2$$

$$Y_i = \frac{1}{2} \left(K_i - \frac{1}{K_i} \right) \sin \Gamma_0 r_0 \sinh \Gamma_i d_i \quad \text{unde: } i = 1, 2$$

Deci:

$$F = \frac{1}{(\cos \Gamma_0 r_0 \cosh \Gamma_1 d_1 + Q_1)(\cos \Gamma_0 r_0 \cosh \Gamma_2 d_2 + Q_2) - Y_1 Y_2}$$

unde:

$$r_0 \gg d_1, d_2, \quad r_0 \gg \frac{\delta_1}{\sqrt{2}}, \frac{\delta_2}{\sqrt{2}}, \quad K_1 = \frac{\mu_0}{\mu_1} \Gamma_1 r_0, \quad K_2 = \frac{\mu_0}{\mu_2} \Gamma_2 r_0.$$

Avantajul expresiei de mai sus este că factorul de atenuare este determinat cu o mai mare precizie, relația fiind totodată valabilă și la **frecvențe înalte**.

Factorul de ecranare pentru câmpul magnetic longitudinal se poate calcula în următorul mod pentru structurile cu două straturi:

• pentru frecvențe joase, medii și mari

$$F_1 = \frac{1}{J_0(\Gamma_0 r_0) \cosh \Gamma_1 d_1 + \alpha_0 J_1(\Gamma_0 r_0) \sinh \Gamma_1 d_1},$$

$$F_2 = \frac{1}{J_0(\Gamma_0 r_0) \cosh \Gamma_2 d_2 + \alpha_0 J_1(\Gamma_0 r_0) \sinh \Gamma_2 d_2}.$$

Prin analogie se obțin:

$$W_{i1} = \frac{\frac{1}{2} \left(K_1 - \frac{1}{K_1} \right) J_1(\Gamma_0 r_0) \sinh \Gamma_1 d_1}{J_0(\Gamma_0 r_0) \cosh \Gamma_1 d_1 + \frac{1}{2} \left(K_1 + \frac{1}{K_1} \right) J_1(\Gamma_0 r_0) \sinh \Gamma_1 d_1},$$

$$W_{i2} = \frac{\frac{1}{2} \left(K_2 - \frac{1}{K_2} \right) J_1(\Gamma_0 r_0) \sinh \Gamma_1 d_1}{J_0(\Gamma_0 r_0) \cosh \Gamma_2 d_2 + \frac{1}{2} \left(K_2 + \frac{1}{K_2} \right) J_1(\Gamma_0 r_0) \sinh \Gamma_1 d_1}.$$

Se știe că:

$$r_0 \gg d_1, d_2 \quad r_0 \gg \frac{d_1}{\sqrt{2}}, \frac{d_2}{\sqrt{2}} \quad K_1 = \frac{\mu_0}{\mu_1} \Gamma_1 r_0 \quad K_2 = \frac{\mu_0}{\mu_2} \Gamma_2 r_0$$

Se obține:

$$F = \frac{F_1 F_2}{1 - W_{i1} W_{i2}}.$$

• pentru frecvențe joase

Se ține cont că la joasă frecvență: $\Gamma_0 r_0 \rightarrow 0$ și aproximațiile funcțiilor Bessel pentru argument mic sunt:

$$J_0(\Gamma_0 r_0) = 1, \quad J_1(\Gamma_0 r_0) = \frac{\Gamma_0 r_0}{2}.$$

Relațiile factorilor de atenuare și a factorilor de reacție se vor simplifica ținând cont de aceste condiții. Aceștia devin:

$$F_1 = \frac{1}{\cosh \Gamma_1 d_1 + \alpha_0 \frac{\Gamma_0 r_0}{2} \sinh \Gamma_1 d_1},$$

$$F_2 = \frac{1}{\cosh \Gamma_2 d_2} + \alpha_0 \frac{\Gamma_0 r_0}{2} \sinh \Gamma_2 d_2,$$

$$W_{i1} = \frac{\frac{1}{2} \left(K_1 - \frac{1}{K_1} \right) \frac{\Gamma_0 r_0}{2} \sinh \Gamma_1 d_1}{\cosh \Gamma_1 d_1 + \frac{1}{2} \left(K_1 + \frac{1}{K_1} \right) \frac{\Gamma_0 r_0}{2} \sinh \Gamma_1 d_1},$$

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

$$W_{i2} = \frac{\frac{1}{2} \left(K_2 - \frac{1}{K_2} \right) \frac{\Gamma_0 r_0}{2} \sinh \Gamma_2 d_2}{\cosh \Gamma_2 d_2 + \frac{1}{2} \left(K_2 + \frac{1}{K_2} \right) \frac{\Gamma_0 r_0}{2} \sinh \Gamma_2 d_2}.$$

Se obține relația:

$$F = \frac{F_1 F_2}{1 - W_{i1} W_{i2}}.$$

În cazul în care studiul ecranului se face numai la frecvențe joase, atunci este de preferat să se utilizeze relația anterioară, în caz contrar se va utiliza expresia generalizată. Reprezentările grafice ale factorilor de ecranare se pot realiza cu ușurință în Matlab.

În Tabelul 4.1 se prezintă o comparație între valorile obținute cu relația aproximativă și relația mai exactă pentru frecvențe joase, medii și mari.

Tabelul 4.1. Valoarea factorilor de ecranare la diferite frecvențe.

Frecvență	joasă (1kHz)	medie (1MHz)	mare (1GHz)
Formula aproximativă	0.1324	0.10752	0.077
Formula mai exactă	0.1328	0.10764	0.081

4.5. UN MODEL SPICE PENTRU ECRANUL MULTISTRAT CILINDRIC ÎN CÂMP MAGNETIC LONGITUDINAL

Deducerea unui model **SPICE** pentru ecranul cilindric multistrat în câmp magnetic longitudinal, se poate face într-un mod asemănător modelării **SPICE** a ecranului multistrat plan-paralel. În continuare se vor discuta doar deosebirile care apar, specifice ecranului cilindric multistrat, fără a se repeta unele aspecte cu caracter general tratate la ecranul plan paralel multistrat.

Cunoscând impedanța intrinsecă Z_0 a spațiului exterior și analogia dintre spațiul liber și o linie de transmisie fără pierderi, reflexia la exterior poate fi inclusă în model exact la fel ca la modelul multistrat plan paralel.

Este interesant de observat că, folosind relațiile generale [44], **peretele ecranului cilindric în câmp magnetic longitudinal nu poate fi asimilat cu o linie de transmisie**. Acest lucru poate fi demonstrat și direct: de exemplu, se poate calcula impedanța $[Z]$ pentru peretele ecranului, astfel încât:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

unde:

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

$$\begin{aligned} E_1 &= E_\varphi(r_0+d), & H_1 &= H_2(r_0+d), \\ E_2 &= E_\varphi(r_0), & H_2 &= H_z(r_0). \end{aligned} \quad (4.46)$$

În cazul matricii impedanță condiția de simetrie este $Z_{11}=Z_{22}$, iar condiția de reciprocitate $Z_{21}=Z_{12}$. Numai un cuadripol liniar, pasiv și reciproc admite o schemă echivalentă în T, iar pentru cazul de mai sus condiția de reciprocitate este îndeplinită numai dacă:

$$r_0 + d \cong r_0 \quad \text{deci: } d = 0. \quad (4.47)$$

Pe de altă parte, liniile de transmisie, inclusiv cele cu pierderi, sunt liniare, pasive și reciproce. Deci, peretele ecranului cilindric în câmp magnetic longitudinal ar putea fi asimilat cu o linie de transmisie numai dacă ar fi foarte subțire în comparație cu raza interioară.

În concluzie, cu excepția frecvențelor foarte joase și dacă peretele este subțire față de raza interioară a ecranului, se pot folosi aproximațiile asimptotice ale funcțiilor Bessel [2], rezultând impedanța de undă:

$$Z_p(r) = Z_s \frac{Z_i(r_0) \cosh \Gamma(r - r_0) + Z_s \sinh(r - r_0)}{Z_s \cosh \Gamma(r - r_0) + Z_i(r_0) \sinh \Gamma(r - r_0)} \quad (4.48)$$

unde: $r_0 \leq |r| \leq r_0 + d$

$$\text{și } Z_i(r_0) = j\omega(\mu_0 \frac{r_0}{2}). \quad (4.49)$$

specifică unei linii de transmisie dispersive, cu pierderi. În acest caz, se poate modela peretele ecranului cu un cuadripol echivalent în T, exact ca și în cazul ecranului plan paralel multistrat.

Cele mai mari dificultăți le ridică modelarea spațiului interior. Din [40] rezultă $E_\nu(0)=0$, ceea ce sugerează un scurtcircuit în punctul din model corespunzător centrului ecranului. Impedanța de undă a spațiului interior este dată de relația:

$$Z_i(r) = jZ_0 \frac{J_1(\Gamma_0 r)}{J_0(\Gamma_0 r)}$$

deci impedanța de intrare în spațiul interior, rezultă:

$$Z_i(r_0) = jZ_0 \frac{J_1(\Gamma_0 r_0)}{J_0(\Gamma_0 r_0)}. \quad (4.50)$$

La **joasă frecvență** se pot folosi aproximațiile funcțiilor Bessel pentru argument mic, adică:

$$J_0(z) = 1, \quad J_1(z) = \frac{z}{2}, \quad |z| \ll 1.$$

Rezultă:

$$Z_i(r_0) \cong jZ_0 \frac{\Gamma_0 r_0}{2}. \quad (4.51)$$

Deoarece, pentru argument mic $\text{tg}x \cong x$, se poate aproxima (4.51) cu:

$$Z_i(r_0) \cong jZ_0 \tan(\Gamma_0 \frac{r_0}{2}). \quad (4.52)$$

Relația (4.52) reprezintă impedența de intrare într-o linie de transmisie cu impedența caracteristică Z_0 și lungime $l=r_0/2$, terminată în scurtcircuit.

La **înalță frecvență** se pot folosi aproximațiile funcțiilor Bessel pentru argument mare:

$$J_n(x) \cong \sqrt{\frac{2}{\pi x}} \cos(x - \frac{\pi}{4} - n \frac{\pi}{2}). \quad (4.53)$$

Înlocuind în (5.50), rezultă:

$$Z_i(r_0) \cong jZ_0 \tan(\Gamma_0 r_0 - \frac{\pi}{4}) = jZ_0 \tan \Gamma_0(r_0 - \frac{\lambda_0}{8}). \quad (4.54)$$

Relația (4.54) reprezintă impedența de intrare într-o linie de transmisie cu impedență caracteristică Z_0 , lungime $l=r_0-\lambda_0/8$, terminată în scurtcircuit. Se poate constata că la înaltă frecvență, când $\lambda_0 \ll r_0$, lungimea liniei l tinde spre r_0 , în acest caz ecranul de diametru $2r_0$ comportându-se practic identic cu ecranul plan paralel având distanța $2x_0$ între plăci cu $x_0=r_0$. Acest rezultat este logic din punct de vedere fizic, deoarece ecranul plan paralel poate fi considerat un caz limită al ecranului cilindric. La înaltă frecvență, lungimea de undă poate să scadă suficient de mult pentru ca raza de curbură să devină mult mai mare și, din punctul de vedere al unde incidente perpendicular, ecranul cilindric să se comporte ca un ecran plan.

În concluzie, aproximațiile (4.52) și (4.54) sunt acceptabile și pot fi utilizate pentru modelare. **Pentru joasă frecvență, modelarea este simplă, utilizându-se linia de transmisie fără pierderi, terminată în scurtcircuit. La înaltă frecvență, lungimea liniei este dependentă de frecvență. Se poate folosi o schemă echivalentă de tip cuadripol reciproc în T, cu elementele dependente de frecvență, ca și în cazul peretelui ecranului, dar în acest caz este mai dificilă introducerea unui nod cu poziție variabilă în spațiul interior, pentru a se studia neuniformitatea atenuării (și a câmpului) în funcție de poziția în interiorul ecranului.**

Modelul de JF este valabil în intervalul $(0 \div f_x)$, iar pentru $f \geq f_x$ trebuie folosit modelul de ÎF. Frecvența f_x depinde de raza ecranului și se poate calcula astfel:

$$\Gamma_0 r_0 = \frac{\pi}{2}, \quad r_0 = \frac{\lambda_0}{4}, \quad f_x = \frac{c}{4r_0}. \quad (4.55)$$

Modelul **SPICE** complet al ecranului cilindric laminat multistrat și modelul **SPICE** complet al ecranului cilindric multiplu multistrat sunt identice cu cele prezentate în figurile 4.11, 4.12, iar programele sunt prezentate în Anexa I. Utilizatorul trebuie să selecteze modelul de JF sau

modelul de ÎF, prin inițializarea corespunzătoare a parametrului N și să introducă linia de comandă .AC în acord cu modelul ales. În rest, toate facilitățile programelor sunt identice programului utilizat pentru ecranul plan paralel multistrat.

În urma simulărilor și analizelor [101], [105] autoarea a obținut rezultatele din Fig.4.4÷4.7, multe dintre ele fiind asemănătoare celor obținute pentru ecranul plan-paralel multistrat. În continuare se face un studiu comparativ între ecranul cilindric simplu și ecranele multistrat laminate și multiple.

În Fig.4.4. este prezentată atenuarea câmpului magnetic în centrul ecranului pentru $1\text{MHz} \leq f \leq 1\text{GHz}$, folosind modelul de ÎF. De data aceasta parametrul N trebuie inițializat $N=1$, iar în linia de comandă .AC frecvența minimă trebuie să fie $f \geq 1\text{MHz}$. Se pot constata rezonanțele locale, la frecvențele corespunzătoare rădăcinilor funcțiilor Bessel $J_1(\Gamma_0 r_0)$, cu o aproximație foarte bună (eroare $\leq 4\%$). În Fig.4.4. se urmărește de asemenea și variația atenuării cu frecvența în punctul $r_0/2$. Se știe [40], că la JF, câmpul în interior este practic constant în funcție de poziția în interiorul ecranului. La frecvențe ridicate, Fig.4.4. neuniformitatea câmpului în interiorul ecranului este puternic dependentă de poziție (diferențe de peste 8dB), dovedind limitările aproximației evasistaționare.

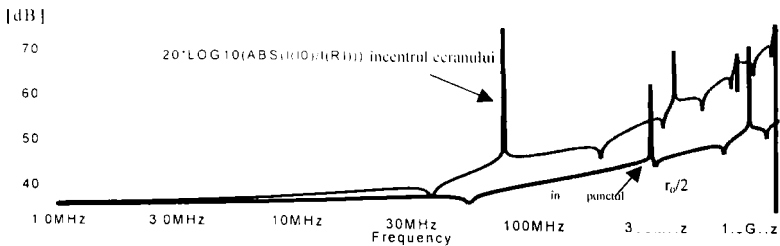


Fig.4.4. Variația atenuării cu frecvența în centrul ecranului simplu și variația atenuării cu frecvența în punctul $r_0/2$ al ecranului simplu.

În Fig.4.5. este reprezentată atenuarea la peretele interior, grafic în cadrul căruia se observă din nou neuniformitatea câmpului. De asemenea în Fig.4.5. este ilustrată atenuarea în punctul $r_0/2$, scoțându-se în evidență variațiile câmpului în această poziție.

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

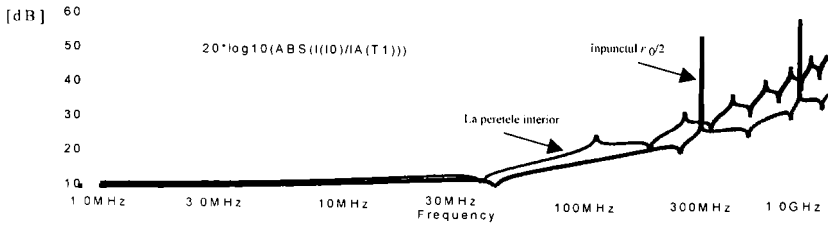


Fig. 4.5. Atenuarea în funcție de frecvență la peretele interior al ecranului simplu și atenuarea în funcție de frecvență în punctul $r_0/2$ al ecranului simplu.

În Fig.4.6. se poate urmări atenuarea în funcție de frecvență în centrul ecranului cilindric laminat cu trei straturi. La 10MHz, atenuarea are o valoare de aproximativ 40dB, deci cu aproximativ 20dB mai mare decât la ecranul cilindric simplu, însă graficul prezintă oscilații, care în cazul ecranului plan paralel laminat și multiplu cu trei straturi nu s-au mai manifestat. La 1GHz apare o tăiere a atenuării, tăiere datorată faptului că impedanțele caracteristice ale liniilor de transmisie, specifice ecranelor multistrat scad mult o dată cu creșterea mare a frecvenței.

De asemenea, în Fig.4.6. este prezentată variația atenuării cu frecvența în punctul $r_0/2$; la 10MHz atenuarea are o valoare de aproximativ 20dB față de 10dB cât este atenuarea în cazul ecranului cilindric cu un strat. Din păcate însă graficul prezintă oscilații, nu are o comportare liniară, aspect care nu se întâlnește la ecranul plan paralel laminat și multiplu.

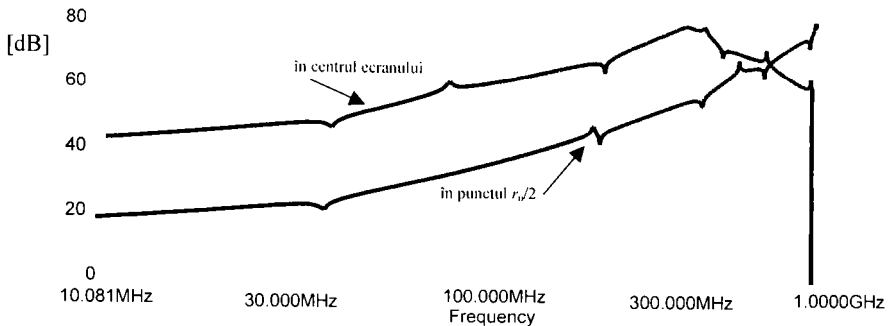


Fig. 4.6. Atenuarea în funcție de frecvență în centrul ecranului laminat și atenuarea în funcție de frecvență în punctul $r_0/2$ al ecranului laminat.

În concluzie, modelele prezentate sunt foarte utile pentru studiarea ecranului cilindric laminat și multiplu, permițând o mai bună înțelegere fizică a comportării ecranului, deoarece interpretarea soluțiilor ecuației Helmholtz este mai dificilă decât cea bazată pe modelul cu linii de

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

transmisie. Spre deosebire de modelul **SPICE** al ecranului plan-parallel multistrat, modelele **SPICE** ale ecranului cilindric laminat și multiplu în câmp longitudinal, prezentate mai sus, nu pot fi folosite pentru deducerea răspunsului în domeniul timp, decât în anumite condiții. Acest important dezavantaj se datorează faptului că ecranul cilindric este modelat diferit la JF și la ÎF.

Dacă banda câmpului perturbator este limitată și este complet acoperită fie de modelul de JF fie de modelul de ÎF, atunci modelul respectiv se poate folosi și pentru obținerea unui răspuns tranzitoriu corect. De exemplu, pentru un câmp perturbator armonic, având o frecvență f oarecare, răspunsul tranzitoriu se poate obține fără dificultăți.

Analiza de regim tranzitoriu este realizată în programele conținute în Anexa I.

Pe baza acestei analize, în Fig.4.7.1 este ilustrat câmpul magnetic, proporțional cu curentul $I(R_1)$, în centrul ecranului pentru material nemagnetic la joasă frecvență (de exemplu 1000Hz), iar în 4.7.2 pentru înaltă frecvență (de exemplu 3GHz). În Fig.4.7.1 graficul prezintă oscilații mici în comparație cu oscilațiile mari de la înaltă frecvență pentru materiale nemagnetice. $I(R_1)$ poate lua valori mult mai mari de $100\mu\text{A}$ la joasă frecvență față de 3mA la înaltă frecvență. Deci câmpul obținut la joasă frecvență este mult mai intens, decât cel de la înaltă frecvență, care manifestă oscilații tot mai pronunțate o dată cu scăderea frecvenței.

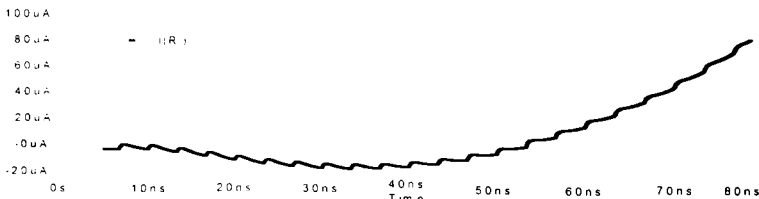


Fig. 4.7.1. Răspunsul tranzitoriu în centrul ecranului nemagnetic, pentru un semnal armonic perturbator la joasă frecvență.

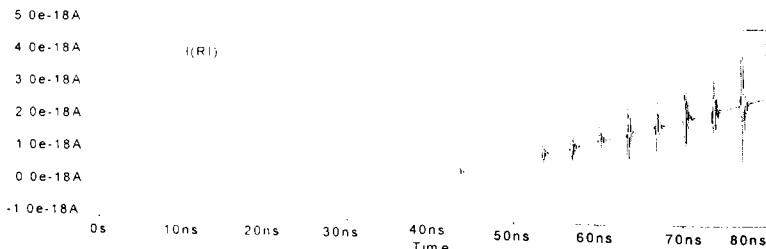


Fig. 4.7.2. Răspunsul tranzitoriu în centrul ecranului nemagnetic, pentru un semnal armonic perturbator la înaltă frecvență.

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

În continuare se consideră situația unui ecran cilindric simplu, laminat și multiplu în figurile 4.8, 4.9, 4.10 a cărui grosime este de ordinul μm , iar sursele care simulează reflexia la exterior au valoarea $I_0=I_1=2 \cdot 10^6 \mu\text{A}$ în domeniul de frecvențe $10\text{MHz} \div 10\text{GHz}$.

Spre deosebire de ecranele plan paralele multistrat, ecranele multiple cilindrice prezintă atenuări mai mari, decât cele laminat. Deci, **se preferă utilizarea ecranelor multiple cilindrice și a ecranelor laminat plane.**

Concluzionând, se poate spune, că utilizarea ecranelor cilindrice cu trei straturi, cilindrice și multiple sunt avantajoase datorită faptului, că se pot obține atenuări mult mai mari, uniformitatea câmpului cu poziția, decât în situația ecranelor cilindrice simple; ca și dezavantaj se poate menționa faptul că oscilațiile prezente, respectiv frecvențele de rezonanță existente nu se pot omite prin intermediul multistratificării cilindrice.

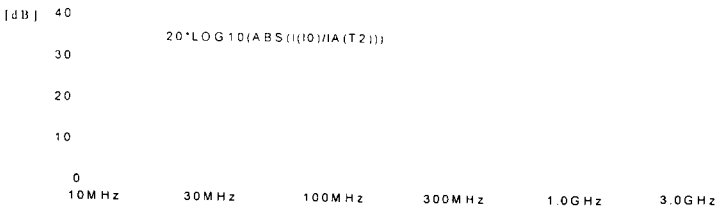


Fig.4.8. Variația atenuării cu frecvența în punctul $r_0/2$ al ecranului cilindric simplu în câmp magnetic longitudinal.

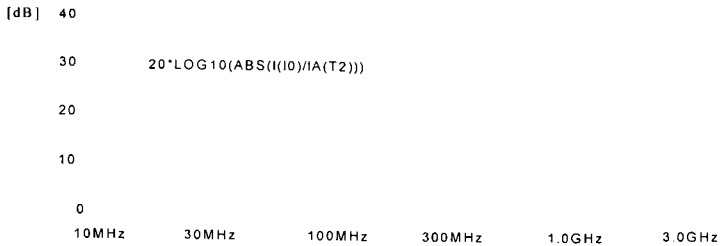


Fig.4.9. Variația atenuării cu frecvența în punctul $r_0/2$ al ecranului cilindric laminat în câmp magnetic longitudinal.

4. Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal și transversal

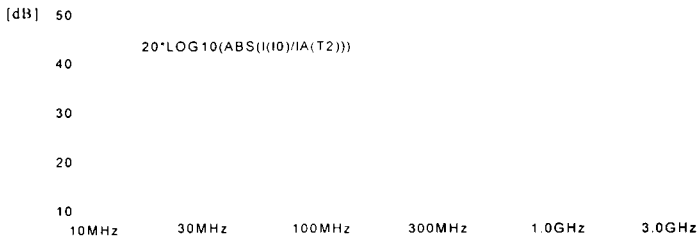


Fig.4.10. Variația atenuării cu frecvența în punctul $r_0/2$ al ecranului cilindric multiplu în câmp magnetic longitudinal.

5. ANALIZA ȘI MODELAREA ECRANULUI MULTISTRAT SFERIC

În cadrul acestui capitol autoarea aduce o serie de contribuții privind modelarea **MATLAB** a ecranelor multistrat sferice, cu două și trei straturi. Ecranul sferic multistrat este folosit pentru modelarea incintelor paralelipipedice, utilizându-se pentru calcul un ecran sferic multistrat având același volum echivalent. Cu ajutorul acestor modelări se pot stabili atenuările diferitelor tipuri de ecrane multistrat sferice cu o deosebită ușurință.

5.1. FACTORUL DE ECRANARE AL ECRANULUI SFERIC ÎN CÂMP MAGNETIC CVASISTAȚIONAR

În acest capitol se prezintă comportarea unui ecran de formă sferică [107], [111], având raza interioară r_0 și grosimea peretelui $d \ll r_0$ (coajă sferică), în câmp electromagnetic omogen, armonic, cvasistaționar. Se folosesc coordonate sferice, cu originea sistemului de coordonate în centrul sferei, iar axa corespunzătoare lui $\theta = 0$ (axa Oz) în direcția câmpului perturbator extern \vec{H}_e . Se are în vedere direcția și sensul lui \vec{H}_e la distanță mare de ecran deoarece, din cauza câmpului de reflexie (reflectat), în apropierea ecranului câmpul extern este distorsionat [11].

Din punct de vedere fizic, funcționarea ecranului sferic este asemănătoare cu cea a ecranului plan paralel sau cilindric. Câmpul perturbator exterior \vec{H}_e induce în ecran curenți turbionari I_F care, la rândul lor, creează un câmp \vec{H}_F , ce se sumează vectorial cu câmpul \vec{H}_e , diminuând câmpul rezultat în spațiul protejat.

Se calculează câmpul în exterior, în interior și în perete ca în [41] putându-se astfel obține factorul de atenuare F , factorul de reflexie W și atenuarea a .

După calcule rezultă factorul de atenuare:

$$F = \frac{1}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{3} \left(K + \frac{2}{K} \right) \sinh \Gamma d}, \quad (5.1)$$

iar dacă:

$$r_0 \gg d, \quad r_0 \gg \frac{\delta}{2}, \quad K = \frac{\mu_0}{\mu} \Gamma r_0, \quad \Gamma = \frac{\sqrt{2j}}{\delta} = \frac{1+j}{\delta}, \quad (5.2)$$

factorul de reflexie are următoarea formă:

$$W = \frac{\frac{1}{3} \left(\frac{K}{2} - \frac{2}{K} \right) \sinh \Gamma d}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{3} \left(K + \frac{2}{K} \right) \sinh \Gamma d}. \quad (5.3)$$

Relațiile (5.1), (5.3), sunt greu de utilizat sub această formă deoarece F și W sunt mărimi complexe. Factorul de reflexie W indică în ce măsură câmpul magnetic extern \vec{H}_e este distorsionat de către câmpul creat de curenții turbionari care circulă în peretele ecranului sferic. În loc de F , în practică, se preferă expresia reală a atenuării a :

$$a = 20 \log \left| \frac{H_{e1}}{H_{e2}} \right| = 20 \log \left| \frac{1}{F} \right| = 20 \log \sqrt{\operatorname{Re}^2 \left(\frac{1}{F} \right) + \operatorname{Im}^2 \left(\frac{1}{F} \right)} \quad [dB]. \quad (5.4)$$

După calcule, se obține:

$$a = 10 \log \left[\frac{1}{2} \left(ch \frac{2d}{\delta} + \cos \frac{2d}{\delta} \right) + (5A^2 + 2B^2 - 2AB) \frac{1}{2} \left(ch \frac{2d}{\delta} - \cos \frac{2d}{\delta} \right) + A \left(sh \frac{2d}{\delta} + 2 \sin \frac{2d}{\delta} \right) + B \left(sh \frac{2d}{\delta} - \sin \frac{2d}{\delta} \right) \right] \quad (5.5)$$

unde:

$$A = \frac{\mu \delta}{3\mu_0 r_0}, \quad B = \frac{\mu_0 r_0}{3\mu \delta}, \quad \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu}}. \quad (5.6)$$

5.2. ECRANUL SFERIC CU DOUĂ STRATURI

În cazul unui ecran sferic alcătuit din două straturi se vor folosi pentru factorii de ecranare F_1 și F_2 relații de tipul (5.1). În ceea ce privește factorul de reflexie, în cazul ecranului sferic situația este mai complicată decât la ecranul cilindric. Dacă sursa de câmp este în exterior, factorul de reflexie externă este dat de (5.3). Deci, pentru W_{e1} și W_{e2} se va folosi această relație adaptată la datele ecranului respectiv, iar reflexia în interiorul celor două straturi se va considera nulă.

Dacă sursa de câmp este în interiorul ecranului sferic, iar spațiul protejat este exteriorul ecranului, se poate arăta [20], că factorul de reflexie este diferit, având expresia:

$$W_i(\text{sfera}) = \frac{\frac{2}{3} \left(K - \frac{1}{K} \right) \sinh \Gamma d}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{3} \left(K + \frac{2}{K} \right) \sinh \Gamma d} \quad \text{unde: } K = \frac{\mu_0}{\mu} \Gamma r_0. \quad (5.7)$$

Pentru un ecran din material nemagnetic ($\mu=\mu_0$), cu excepția frecvențelor extrem de joase, la care adâncimea de pătrundere ar fi de ordinul de mărime al lui r_0 , se pot face aproximațiile:

$$|K| = |\Gamma r_0| = \frac{\sqrt{2}r_0}{\delta} \gg 1, \quad \frac{1}{K} \cong 0. \quad (5.8)$$

În acest caz (5.7) devine:

$$W_{(sfera)} \cong \frac{\frac{2}{3} K \sinh \Gamma d}{\cosh \Gamma d + \frac{K}{3} \sinh \Gamma d}. \quad (5.9)$$

Deci, în cazul unui ecran sferic cu sursa de câmp plasată la interior, pentru W_{i1} și W_{i2} se va folosi relația (5.9), adaptată desigur pentru ecranul 1 și, respectiv, ecranul 2, iar reflexia în exteriorul celor două straturi se va considera nulă. Analizând relația (4.2), se constată că, pentru ecranul din două straturi, factorul de ecranare total F , este egal cu produsul factorilor de ecranare F_1 și F_2 ai straturilor individuale 1 și 2, înmulțit cu factorul $1/(1-W_{i2}W_{e1})$. Așadar, dacă ambele straturi sunt din același tip de material (fie magnetic, fie nemagnetic), produsul $W_{i2}W_{e1}$ va fi apropiat de 1, și deci:

$$\frac{1}{(1 - W_{i2}W_{e1})} \gg 1. \quad (5.10)$$

În consecință, factorul de ecranare total pentru un ecran format din două straturi de același tip va fi mai mare decât produsul factorilor de ecranare F_1 și F_2 ai celor două straturi. Cu alte cuvinte, **atenuarea ecranului din două straturi va fi mai mică decât suma atenuărilor celor două straturi. Deci, un ecran din două straturi cu același tip de comportament magnetic (de exemplu Cu+Al) va atenua mai puțin decât un ecran cu un singur strat având aceeași grosime totală ca și ecranul din două straturi.** Se poate considera că, în cazul metalelor de același tip, câmpul se întărește prin reflexii, deoarece toți factorii care se sumează au același semn.

În cazul în care cele două straturi au comportare magnetică diferită (de exemplu Cu+Fe), produsul $W_{i2}W_{e1} \rightarrow (-1)$ și rezultă:

$$\frac{1}{(1 - W_{i2}W_{e1})} \cong \frac{1}{2}. \quad (5.11)$$

În acest caz, factorul de ecranare total pentru ecranul format din două straturi este mai mic decât produsul factorilor de ecranare F_1, F_2 ai fiecărui strat și, în consecință, **atenuarea oferită de ecranul din două straturi cu comportare magnetică diferită este mai mare decât suma atenuărilor celor două straturi.** Într-adevăr:

$$a = 20 \log \frac{1}{F} \cong 20 \log \frac{1}{\frac{F_1 F_2}{2}} \cong 20 \log \frac{1}{|F_1 F_2|} + 20 \log 2. \quad (5.12)$$

Deci:

$$a \cong a_1 + a_2 + 6dB. \quad (5.13)$$

În acest caz, câmpul dintre cele două straturi este slăbit deoarece diversele componente care se sumează au semnul alternant. Din acest motiv, **ecranul format din două straturi magnetic diferite are o atenuare cu 6dB mai mare decât un ecran dintr-un singur strat având aceeași grosime totală ca și ecranul din două straturi.**

În ceea ce privește W_i sau W_e , conform relațiilor (4.4) și (4.5), în cazul unui ecran din două straturi, în multe situații contează numai stratul 1, deoarece în al doilea termen intervine F_1^2 sau F_2^2 , și întrucât F_1^2 și F_2^2 sunt mărimi subunitare este posibil ca ultimile învelișuri să nu aibă un rol important în calcularea factorului de reflexie total.

Avem în vedere ecrane care conțin un strat magnetic (Fe) și unul sau două straturi nemagnetice (de exemplu Cu). Ca și la ecranul cilindric, se va considera sursa de câmp în interiorul ecranului, iar exteriorul, spațiul protejat.

Deoarece în cazul ecranului sferic factorul de reflexie exterior, cu sursa de câmp în exterior, este diferit de factorul de reflexie interior, cu sursa de câmp în interior, rezultatele diferă după cum avem:

$$\bullet \text{ 1. Stratul de Fe la exterior } (W_{e1}=W_{eCu} \cong 0.5; W_{i2}=W_{ife} \cong -1) \quad (5.14)$$

$$\bullet \text{ 2. Stratul de Fe la interior } (W_{e1}=W_{efe} \cong -1; W_{i2}=W_{icu} \cong 2) \quad (5.15)$$

Cele două situații au fost prezentate în Fig.4.1.1 și Fig.4.1.2. Valorile pentru W_{e1} și W_{i2} s-au obținut prin aproximarea relației (5.7). În ceea ce privește factorul de reflexie interior (W_{icu} , W_{ife}), particularizările relației (5.7) pentru material nemagnetic și material magnetic se pot face pe baza aceluiași aproximări ca și pentru W_e . De exemplu, pentru material magnetic:

$$|K| = \left| \frac{\mu_0}{\mu} \Gamma r_0 \right| = \left| \frac{\mu_0}{\mu} \frac{1+j}{\delta} r_0 \right| = \sqrt{2} \frac{\mu_0}{\mu} \frac{r_0}{\delta} \ll 1. \quad (5.16)$$

Din relația (5.7), rezultă:

$$W_{e1} \cong \frac{-2 \sinh \Gamma d}{3K \cosh \Gamma d + \frac{2}{3K} \sinh \Gamma d} \cong -1. \quad (5.17)$$

Pentru material nemagnetic o primă aproximație este chiar relația (4.13), din care rezultă ușor $W_{icu} \cong 0.5$. Cu aceste aproximații, din (3.2), rezultă:

$$F \cong \frac{2}{3} F_1 F_2, \quad \text{pentru cazul 1,} \quad (5.18)$$

$$F \cong \frac{1}{3} F_1 F_2, \quad \text{pentru cazul 2.} \quad (5.19)$$

Conform relației (5.1), factorul de ecranare al sferei este:

$$F = \frac{1}{\cosh \Gamma d + \frac{1}{3} \left(K + \frac{1}{K} \right) \sinh \Gamma d}. \quad (5.20)$$

Cu aproximațiile (4.15), (4.16), se obține pentru cazul 1:

$$F_{1(cu)} \cong \frac{1}{3 K_1 \sinh \Gamma_1 d_1}, \quad F_{2(cu)} \cong \frac{1}{2 \sinh \Gamma_2 d_2}. \quad (5.21)$$

Înlocuind în (5.18) și (5.19), se obține:

$$F \cong \frac{3K_2}{K_1 \sinh \Gamma_1 d_1 \sinh \Gamma_2 d_2}, \quad \text{pentru cazul 1} \quad (5.22)$$

$$F \cong \frac{3K_1}{2K_2 \sinh \Gamma_1 d_1 \sinh \Gamma_2 d_2}, \quad \text{pentru cazul 2.} \quad (5.23)$$

Dacă $\frac{d_1}{\delta_1} \ll 1$ și $\frac{d_2}{\delta_2} \ll 1$, se pot folosi aproximațiile (4.23):

$$F \cong \frac{3(\sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_2} \frac{\mu_0}{\mu_2})}{(\sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_1})(\sqrt{2} \frac{d_1}{\delta_1})(\sqrt{2} + \frac{d_2}{\delta_2})} = \frac{3 \mu_0}{2 \mu_2} \frac{\delta_1^2}{d_1 d_2}, \quad \text{pentru cazul 1} \quad (5.24)$$

$$F \cong \frac{3(\sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_1} \frac{\mu_0}{\mu_2})}{2(\sqrt{2} \frac{r_0}{\delta_2})(\sqrt{2} \frac{d_1}{\delta_1})(\sqrt{2} + \frac{d_2}{\delta_2})} = \frac{3 \mu_0}{4 \mu_2} \frac{\delta_2^2}{d_1 d_2}, \quad \text{pentru cazul 2.} \quad (5.25)$$

Deci:

$$a \cong 20 \log \frac{2 \mu_2}{3 \mu_0} \frac{d_1 d_2}{\delta_1^2}, \quad \text{pentru cazul 1} \quad (5.26)$$

$$a \cong 20 \log \frac{4 \mu_1}{3 \mu_2} \frac{d_1 d_2}{\delta_2^2}, \quad \text{pentru cazul 2.} \quad (5.27)$$

Înlocuind expresiile pentru δ_1 și δ_2 , se obține:

$$a \cong 20 \log \frac{1}{3} \omega \mu_2 \sigma_1 d_1 d_2, \quad \text{pentru cazul 1} \quad (5.28)$$

$$a \cong 20 \log \frac{2}{3} \omega \mu_1 \sigma_2 d_1 d_2, \quad \text{pentru cazul 2.} \quad (5.29)$$

Comparând (5.28) și (5.29) cu relația (4.26) de la ecranul cilindric, rezultă:

$$a_{cil} - a_{sf1} = 20 \log \frac{3}{2} = 3,5dB \quad (5.30)$$

$$a_{sf2} - a_{cil} = 20 \log \frac{4}{3} = 2,5dB \cdot \quad (5.31)$$

Deci:

$$a_{sf2} = a_{cil} + 2,5dB = a_{sf1} + 6dB \cdot \quad (5.32)$$

Relația (5.32) arată că cea mai bună configurație este cea cu stratul de Fe la interior și stratul de Cu la exterior. În acest caz, atenuarea este cu 2,5dB mai bună decât la cilindru și cu 6dB mai bună decât dacă se plasează ecranul din Fe la exterior și cel din Cu la interior. Această ultimă configurație oferă o atenuare mai mică cu 3,5dB chiar decât cea asigurată de ecranul cilindric. Aceste observații sunt valabile pentru cazul în care sursa de câmp perturbator este la interior. Totuși, chiar și în acest caz, se poate renunța la avantajul unei atenuări mai mari și să se plaseze totuși ecranul din Cu la interior și cel din Fe la exterior, pentru a reduce pierderile [40].

Se poate căuta maximul relațiilor (3.16), (3.17) în funcție de grosimea celor două straturi ($d=d_1+d_2$). Se arată ușor că maximul se obține pentru $d_1=d_2=d/2$, caz în care:

$$a_{\max} = 20 \log \frac{1}{12} \omega \mu_2 \sigma_1 d^2 \quad , \quad \text{pentru cazul 1} \quad (5.33)$$

$$a_{\max} = 20 \log \frac{1}{6} \omega \mu_1 \sigma_2 d^2 \quad , \quad \text{pentru cazul 2} \cdot \quad (5.34)$$

În figura 5.1 s-au reprezentat în **MATLAB** atenuările pentru ecrane sferice din două straturi. Prima variantă se consideră din Fe în exterior și Cu în interior. Ce-a de a doua variantă se realizează din Cu în exterior și Fe în interior. Programele **MATLAB** se găsesc în Anexa II și se vor putea utiliza și pentru alte tipuri de materiale și alte valori ale razei interioare ale ecranului sferic cu două straturi, dacă se vor face modificările corespunzătoare în programele realizate în **MATLAB**. Programele au fost realizate pentru ecrane cu straturi de aceeași grosime. Ecranele se studiază la frecvențe joase, medii și înalte.

Făcând o comparație între graficile atenuărilor ecranelor s-au putut constata următoarele aspecte:

- atenuarea nu depinde de r_0 , raza interioară a ecranului sferic;
- dacă stratul de material magnetic este plasat în exterior, iar sursa de câmp este plasată în interiorul ecranului, atunci atenuarea obținută pe întreg domeniul de frecvențe este cu aproximativ 80dB mai mare, în cazul utilizării fierului și cuprului.

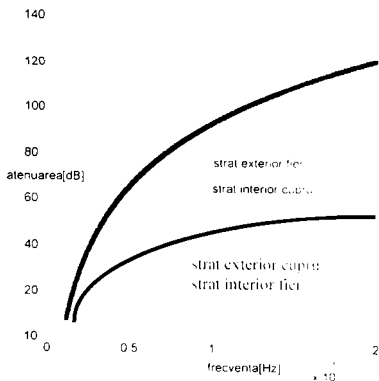


Fig.5.1. Atenuarea ecranului sferic laminat cu două straturi, cu sursă de câmp perturbator în interiorul ecranului.

Considerând sursa de câmp în interiorul ecranului sferic și făcând acest studiu comparativ între diferitele tipuri de ecrane se poate ajunge la concluzia, că cel mai ieftin și mai avantajos dintre ecranele sferice cu două straturi este ecranul sferic cu două straturi egale, realizat din material nemagnetic în interior și material magnetic în exterior.

5.3. ECRANUL SFERIC CU TREI STRATURI

Se are în vedere un ecran sferic cu trei straturi, stratul 2 fiind realizat din material magnetic (Fe), iar straturile 1 și 3 din material nemagnetic (Cu). Cu aproximațiile de la paragraful precedent și ecuația (3.7), rezultă:

$$\begin{aligned} W_{e1} = W_{eCu} &\cong 0,5 & W_{i2} = W_{iFe} &\cong -1 \\ W_{e2} = W_{eFe} &\cong -1 & W_{i3} = W_{iCu} &\cong 2 \end{aligned} \quad (5.35)$$

Deci:

$$F \cong \frac{F_1 F_2 F_3}{9 - F_2^2} \quad (5.36)$$

Deoarece $|F_2| \ll 1$, considerând din nou $d_1 = d_3 \neq d_2$, și, în consecință, $F_1 = F_3 \neq F_2$, rezultă:

$$F \cong \frac{2}{9} F_1 F_2 F_3 + \frac{2}{9} F_1^2 F_2^2 \quad (5.37)$$

Cu aproximațiile (5.22) și (4.23), din (5.38), se obține:

$$F \cong \frac{3K_2}{K_1^2 sh^2 \Gamma_1 d_1 sh \Gamma_2 d_2} = \frac{3(\sqrt{2} \frac{\mu_0 \mu_2}{\delta_2})}{(\sqrt{2} \frac{\mu_0}{\delta_1})^2 (\sqrt{2} \frac{d_1}{\delta_1})^2 (\sqrt{2} \frac{d_2}{\delta_2})} = \frac{3 \mu_0 \delta_1^4}{4 \mu_2 r_0 d_1^2 d_2} \quad (5.38)$$

Deci:

$$a \cong 20 \log \frac{4 \mu_2 r_0 d_1^2 d_2}{3 \mu_0 \delta_1^4} . \quad (5.39)$$

Înlocuind adâncimile de pătrundere cu expresiile lor, se obține:

$$a \cong 20 \log \frac{1}{3} \mu_0 \mu_2 \omega^2 \sigma_1^2 r_0 d_1^2 d_2 . \quad (5.40)$$

Din nou, atenuarea maximă se obține dacă cele trei straturi au aceeași grosime $d_1 = d_2 = d_3 = d / 3$ (în special pentru frecvențe medii):

$$a_{\max} \cong 20 \log \frac{\mu_0 \mu_2 \omega^2 \sigma_1^2 r_0 d^3}{81} . \quad (5.41)$$

În figurile 5.2, 5.3 s-au reprezentat în **MATLAB** atenuările pentru ecrane din trei straturi (Fe-Cu-Fe); (Cu-Fe-Cu) și pentru raza interioară a ecranului sferic $r_0=25\text{mm}$ și $r_0=50\text{mm}$. Programele, ce se găsesc în Anexa III, vor putea utiliza și pentru alte tipuri de materiale și alte valori ale razei interioare ale ecranului sferic cu trei straturi, dacă se fac modificările corespunzătoare în programele realizate în **MATLAB**. Programele au fost realizate pentru ecrane cu straturi de aceeași grosime. Ecranele se studiază la frecvențe joase, medii și înalte.

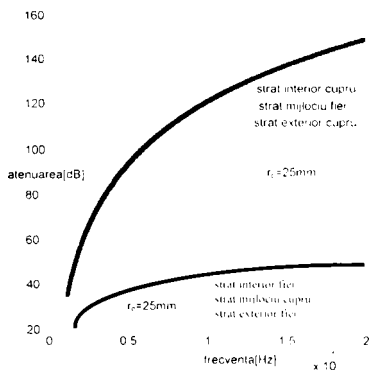


Fig.5. 2. Atenuarea ecranului sferic laminat cu trei straturi cu $r_0=25\text{mm}$, cu sursă de câmp perturbator în exterior sau interior.

Făcând o comparație între gra.Ńicile atenuărilor ecranelor cu trei straturi se pot constata următoarele:

- atenuarea depinde de raza interioară a ecranului sferic cu trei straturi, cu cât raza ecranului sferic este mai mare, cu atât atenuarea este mai mare;
- structurile care au în interior materialul magnetic și în exterior materialul nemagnetic asigură o atenuare mai mare, decât structura realizată invers, de exemplu în cazul structurii (Cu-Fe-Cu) atenuarea obținută este cu 105dB mai mare, decât în situația

structurii (Fe-Cu-Fe); cu sursă de câmp perturbator în interiorul ecranului sau în exteriorul său. Atenuările, care se obțin pentru sursa perturbatoare plasată în interior, respectiv exterior, sunt identice datorită simetriei structurii ecranului sferic laminat cu trei straturi.

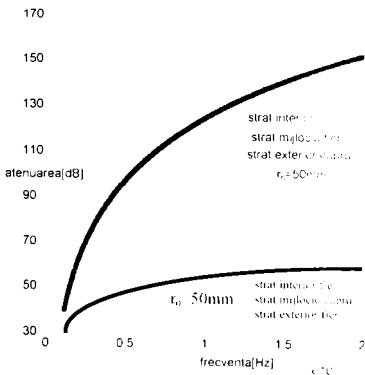


Fig.5. 3. Atenuarea ecranului sferic laminat cu trei straturi cu $r_0=50\text{mm}$, cu sursa de câmp perturbator în exterior sau interior

din două și trei straturi.

Făcând acest studiu comparativ între diferitele tipuri de ecrane se poate ajunge la concluzia că cel mai ieftin și cel mai avantajos este ecranul sferic cu trei straturi egale, realizat dintr-un strat mijlociu din material magnetic, iar stratul inferior și stratul superior din material nemagnetic. Raza ecranului sferic trebuie astfel aleasă, încât să nu deranjeze din punct de vedere constructiv.

Folosind programele **MATLAB**, acestea se pot utiliza pentru o testare practică, comparativă rapidă a diferitelor ecrane laminate realizate

6. METODA ELEMENTELOR FINITE UTILIZATĂ LA STUDIUL CÂMPULUI ELECTROMAGNETIC ÎN REGIM PERMANENT

6.1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

Marea parte a literaturii de specialitate [119], [118], [123], atunci când se referă la **metoda elementelor finite (MEF)** se asociază cu aplicabilitatea acesteia la un mediu continuu și elastic. Metodele generale [119] utilizate în cadrul acestei metode se utilizează cu aceeași eficacitate și în alte domenii ale fizicii. Referire se va face în mod special la o clasă particulară, aceea a **ecuațiilor generale cvasiarmonice**. Cazuri particulare ale acestei clase sunt binecunoscutele ecuații ale lui **Laplace și Poisson** [118]. Multe probleme ale fizicii intră în această categorie. Mai jos, se citează câteva din domeniile ce se regăsesc cel mai des în inginerie:

- propagarea undelor elastice;
- propagarea căldurii;
- infiltrații de-alungul unui mediu poros;
- curgerea unui fluid perfect;
- distribuția potențialului electric și magnetic;
- răsucirea unei bare prismatice;
- îndoirea unei grinzi prismatice;
- ungerea lagărelor.

În cadrul acestui capitol se vor trata atât structurile izotrope, cât și cele anizotrope; se abordează amîndouă aspectele cu aceeași facilitate fără a se face referință foarte des la mărimile fizice reale.

Se vor lua în considerare pentru început problemele bidimensionale. Generalizarea problemei tridimensionale se poate deduce cu ușurință avînd la bază problema bidimensională. În situația de față nu se mai asociază fiecărui punct din spațiu o singură mărime scalară necunoscută (funcția necunoscută).

Ingineria și fizica dau naștere unor probleme de natură continuă, iar aceste probleme sunt în general puse sub formă de ecuații diferențiale, sau derivate parțiale, cu condiții la limită, care trebuie verificate printr-o funcție sau funcții necunoscute. În cadrul acestui capitol se va demonstra că **MEF** se poate aplica acestor tipuri de probleme.

Pentru a se putea pune problema astfel încât ea să poată fi rezolvată în termenii cei mai generali, se consideră o funcție \mathbf{u} , care verifică un anumit număr de ecuații diferențiale:

$$\mathbf{A}(\mathbf{u}) = \begin{Bmatrix} \mathbf{A}_1(\mathbf{u}) \\ \mathbf{A}_2(\mathbf{u}) \\ \vdots \end{Bmatrix} = \mathbf{0} \quad , \quad (6.1)$$

într-un domeniu Ω (volum, suprafață, ...), astfel încât condițiile la limită:

$$\mathbf{B}(\mathbf{u}) = \begin{Bmatrix} \mathbf{B}_1(\mathbf{u}) \\ \mathbf{B}_2(\mathbf{u}) \\ \vdots \end{Bmatrix} = \mathbf{0} \quad . \quad (6.2)$$

de-alungul frontierei Γ a domeniului.

Funcția căutată poate fi o cantitate scalară sau poate reprezenta un vector cu mai multe componente, aceasta neputând fi reprezentată de o singură ecuație diferențială sau de un singur sistem. Acesta este motivul pentru care se vor lua în continuare în considerare notațiile matriciale.

Metoda elementelor finite care este o metodă de aproximare, caută o soluție sub următoarea formă aproximativă:

$$\mathbf{u} \approx \hat{\mathbf{u}} = \sum_1^n \mathbf{N}_j \mathbf{a}_j = \mathbf{N} \mathbf{a} \quad , \quad (6.3)$$

unde \mathbf{N}_j sunt funcțiile scrise în funcție de variabilele independente (cum ar fi coordonatele x, y , etc), și toți sau o parte din parametrii \mathbf{a}_j sunt necunoscuți.

Forma aproximativă obținută are aceiași formă, ca la formularea deplasărilor din cadrul problemei de elasticitate. Se poate totodată observa că funcțiile de formă definite în mod uzual pe element sau subdomeniu este necesar să fie aduse sub formă integrală pentru a se putea obține un sistem discret.

În acest spirit se rescrie ecuația ce definește parametrii necunoscuți \mathbf{a}_j sub formă integrală:

$$\int_{\Omega} \mathbf{G}_j(\hat{\mathbf{u}}) d\Omega + \int_{\Gamma} \mathbf{g}_j(\hat{\mathbf{u}}) d\Gamma = 0 \quad j = 1 \div n \quad (6.4)$$

unde \mathbf{G}_j și \mathbf{g}_j sunt funcții sau operatori cunoscuți.

Această formă integrală ne permite să obținem aproximarea element cu element și să se efectueze asamblarea datorită metodei dezvoltate în [119] pentru *structurile discrete standard*. Dacă funcțiile \mathbf{G}_j și \mathbf{g}_j sunt integrabile se obține:

$$\int_{\Omega} \mathbf{G}_j d\Omega + \int_{\Gamma} \mathbf{g}_j d\Gamma = \sum_{e=1}^m (\int_{\Omega^e} \mathbf{G}_j d\Omega + \int_{\Gamma^e} \mathbf{g}_j d\Gamma) \quad (6.5)$$

unde Ω^e reprezintă volumul fiecărui element și Γ^e reprezintă partea sa de frontieră.

Există două procedee diferite pentru a putea obține o astfel de formulare integrală. Prima metodă o reprezintă *metoda reziduurilor ponderate* (cunoscută sub numele de metoda lui Galerkin), cea de-a doua metodă referindu-se la determinarea *funcționalelor variaționale* pe care dorim să le menținem staționare. Cele două procedee se vor trata în mod succesiv.

Dacă ecuațiile diferențiale sunt lineare, relațiile (6.1) și (6.2) se vor putea scrie sub următoarea formă:

$$\mathbf{A}(\mathbf{u}) \equiv \mathbf{L}\mathbf{u} + \mathbf{p} = 0 \quad \text{în } \Omega, \quad (6.6)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{u}) \equiv \mathbf{M}\mathbf{u} + \mathbf{t} = 0 \quad \text{de -alungul } \Gamma, \quad (6.7)$$

în cazul acesta sistemul se apropie de (6.4) putându-se reduce la un sistem linear de următoarea formă:

$$\mathbf{K}\mathbf{a} + \mathbf{f} = 0, \quad (6.8)$$

cu:

$$\mathbf{K}_{ij} = \sum_{e=1}^m \mathbf{K}_{ij}^e, \quad \mathbf{f}_i = \sum_{e=1}^m \mathbf{f}_i^e. \quad (6.9)$$

• **Metoda reziduurilor ponderate sau metoda lui Galerkin**

Formularea integrală

Datorită faptului că ecuațiile diferențiale sau ecuațiile cu derivate parțiale (6.1) trebuie să fie verificate în fiecare punct al domeniului Ω , rezultă:

$$\int \mathbf{v}^T \mathbf{A}(\mathbf{u}) d\Omega \equiv \int [v_1 A_1(\mathbf{u}) + v_2 A_2(\mathbf{u}) + \dots] d\Omega \equiv 0 \quad (6.10)$$

unde:

$$\mathbf{v} = \left\{ \begin{array}{c} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \end{array} \right\}, \quad (6.11)$$

și reprezintă un ansamblu de funcții arbitrare, în număr egal cu numărul ecuațiilor (sau al componentelor soluției \mathbf{u}).

În continuare se poate afirma că dacă (6.10) este verificată pentru toate funcțiile v , atunci ecuațiile diferențiale (6.1) sunt verificate în toate punctele domeniului. Dovada validității acestei propoziții este evidentă.

Se presupune $\mathbf{A}(\mathbf{u})$ nenulă într-un punct sau pe o parte a domeniului. Se poate găsi imediat o funcție \mathbf{v} care aduce integrala (6.10) la o valoare nenulă ceea ce încheie demonstrația.

Dacă se dorește satisfacerea condițiilor la limită (6.2), trebuie fie să se asigure condițiile prin alegerea unei funcții $\hat{\mathbf{u}}$, fie să se verifice că:

$$\int_{\Gamma} \mathbf{v}^T \mathbf{B}(\mathbf{u}) d\Gamma \equiv \int_{\Gamma} [v_1 B_1(\mathbf{u}) + v_2 B_2(\mathbf{u}) + \dots] d\Gamma = 0, \quad (6.12)$$

pentru tot ansamblul funcțiilor \mathbf{v} .

De fapt, formularea integrală:

$$\int_{\Omega} \mathbf{v}^T \mathbf{A}(\mathbf{u}) d\Omega + \int_{\Gamma} \bar{\mathbf{v}}^T \mathbf{B}(\mathbf{u}) d\Gamma = 0, \quad (6.13)$$

este verificată dacă și numai dacă \mathbf{v} și $\bar{\mathbf{v}}$ verifică ecuațiile diferențiale (6.1) și condițiile la limită (6.2).

În discuția de mai sus s-a presupus în mod implicit că este posibil calculul integralelor ce apar în relația (6.13). Acest aspect impune anumite restricții asupra familiilor cărora le aparțin funcțiile \mathbf{v} sau \mathbf{u} . În general, se caută să se evite funcțiile care conduc ca unul dintre termenii de sub integrală să ia valori infinite.

Astfel, în cadrul relației (6.13) se limitează alegerea funcțiilor \mathbf{v} și $\bar{\mathbf{v}}$ la funcții de tip univoc și de valori finite, fără a restrânge însă validitatea propozițiilor precedente.

Restricțiile care trebuie puse funcțiilor $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots$ depind în mod evident de ordinul diferențierelor prezente în $\mathbf{A}(\mathbf{u})$ [sau $\mathbf{B}(\mathbf{u})$].

Se consideră, de exemplu, o funcție continuă, a cărei pantă prezintă o anumită discontinuitate în direcția x . Se imaginează că această discontinuitate este înlocuită printr-o variație continuă pe o distanță foarte mică Δ și se studiază comportamentul derivatelor succesive. Este ușor de remarcat, că dacă prima derivată nu este definită, ea este integrabilă, dar derivata a doua tinde spre infinit. O astfel de funcție se numește continuă de clasă C_0 .

Într-un mod similar, este ușor de văzut că dacă operatorii \mathbf{A} sau \mathbf{B} au derivate de ordinul n , funcțiile trebuie să aibă derivate continue până la ordinul $n-1$ (clasă de continuitate C_{n-1}).

În multe cazuri este posibilă integrarea (6.13) prin părți și să se înlocuiască această ecuație prin următoarea formulare:

$$\int_{\Omega} \mathbf{C}(\mathbf{v})^T \mathbf{D}(\mathbf{u}) d\Omega + \int_{\Gamma} \mathbf{E}(\bar{\mathbf{v}})^T \mathbf{F}(\mathbf{u}) d\Gamma = 0 \quad (6.14)$$

unde operatorii \mathbf{C} și \mathbf{F} conțin derivate de ordin mai mic decât \mathbf{A} și \mathbf{B} . Astfel se acceptă un ordin de diferențiabilitate mai redus în alegerea lui \mathbf{u} , cu prețul unei diferențieri mai mari ale \mathbf{v} și $\bar{\mathbf{v}}$.

Formularea (6.14) este mai lipsită de soliditate decât problema originală, pusă prin intermediul ecuațiilor (6.1), (6.2), sau (6.13), și se numește *formularea redusă* a ecuațiilor. Este surprinzător faptul, că această formulare redusă este deseori mai realistă, din punct de vedere fizic, decât ecuația diferențială originală, care impune o simetrie excesivă a soluției.

Formulările integrale de tipul (6.13) și (6.14) formează baza aproximărilor prin elemente finite.

• **Principii variaționale**

În următorul paragraf se va arăta utilitatea principiilor variaționale în aproximarea problemelor continue.

Un principiu variațional determină o cantitate scalară Π (sau funcțională), definită prin intermediul unei integrale de forma:

$$\Pi = \int_{\Omega} \mathbf{F}(\mathbf{u}, \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{u}, \dots) d\Omega + \int_{\Gamma} \mathbf{E}(\mathbf{u}, \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{u}, \dots) d\Gamma \quad (6.15)$$

unde \mathbf{u} este funcția necunoscută, și \mathbf{E} și \mathbf{F} sunt operatori cunoscuți. Soluția problemei continue considerate este o funcție \mathbf{u} , care duce la Π staționar în raport cu micile variații $\delta \mathbf{u}$. Astfel, pentru soluția unei probleme continue, variația lui Π este nulă:

$$\delta \Pi = 0. \quad (6.16)$$

În momentul în care este posibilă găsirea unui principiu variațional, rezultă imediat o modalitate de obținere a unei aproximații sub formă integrală standard pentru analiza cu elemente finite. Se consideră dezvoltarea unor funcții test sub forma uzuală (6.3):

$$\mathbf{u} \approx \hat{\mathbf{u}} = \sum_1^n \mathbf{N}_j \mathbf{a}_j$$

care se introduce în expresia (6.15) și se obține:

$$\delta \Pi = \frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}_1} \delta \mathbf{a}_1 + \frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}_2} \delta \mathbf{a}_2 + \dots = \frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}_n} \delta \mathbf{a}_n = 0. \quad (6.17)$$

Afirmația de mai sus fiind valabilă pentru orice variație $\delta \mathbf{a}_i$; se obține un sistem de ecuații:

$$\frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}} = \left\{ \begin{array}{c} \frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}_n} \end{array} \right\} = 0, \quad (6.18)$$

de la care pornind se pot obține valorile necunoscute \mathbf{a}_i . Aceste ecuații se pot scrie ușor sub formă integrală, datorită faptului că Π de la început a avut o formă integrală pe domeniu și frontieră. Această formă integrală necesită o aproximare prin elemente finite.

Ideea de a face o funcțională staționară în raport cu parametrii unei funcții test este veche. Ea este asociată cu numele Rayleigh și Ritz [19]. Ea

este de o mare importanță în analiza elementelor finite, care pentru majoritatea cercetătorilor reprezintă exemplul tipic al unei metode variaționale.

Dacă funcționala Π este pătratică, ceea ce înseamnă că puterea lui \mathbf{u} și a derivatelor sale în (6.15) nu depășește 2, atunci ecuația (6.18) se reduce la un sistem linear analog cu (6.8):

$$\frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}} \equiv \mathbf{K} \mathbf{a} + \mathbf{f} = 0. \quad (6.19)$$

Se poate arăta ușor că matricea \mathbf{K} este întotdeauna simetrică. Pentru a o verifica se consideră o variație arbitrară a vectorului $\frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}}$. Ea se poate scrie sub următoarea formă:

$$\delta \left(\frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}} \right) = \left[\begin{array}{c} \frac{\partial}{\partial \mathbf{a}_1} \left(\frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}_1} \right) \delta \mathbf{a}_1, \frac{\partial}{\partial \mathbf{a}_2} \left(\frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}_1} \right) \delta \mathbf{a}_2, \dots \\ \vdots \end{array} \right] \equiv \mathbf{K}_T \delta \mathbf{a}, \quad (6.20)$$

unde \mathbf{K}_T este în general cunoscută sub numele de matrice tangentă și joacă un rol important în problemele neliniare. Este ușor să se verifice că:

$$\mathbf{K}_{Tij} = \frac{\partial^2 \Pi}{\partial \mathbf{a}_i \partial \mathbf{a}_j} = \mathbf{K}_{Tij}^T \quad (6.21)$$

și deci \mathbf{K}_T este simetrică.

Pentru o funcțională pătratică, pe care o obținem din (6.19):

$$\delta \left(\frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{a}} \right) = \mathbf{K} \delta \mathbf{a} \quad \text{sau} \quad \mathbf{K} = \mathbf{K}^T, \quad (6.22)$$

de unde rezultă simetria.

Faptul că *principiile variaționale dau întotdeauna naștere unor matrici simetrice este unul dintre avantajele cele mai importante ale metodelor variaționale de discretizare [119]*. Cu toate acestea metoda Galerkin conduce frecvent în mod direct la matrici simetrice. În acest caz, se concluzionează simplu existența unui principiu variațional, dar nu este necesar ca acesta să fie utilizat.

În paragrafele următoare se va generaliza această aproximație cu ecuația cvasiarmonică generală; se va indica totodată domeniul de aplicație a unei *aproximații unificate*, care face posibilă utilizarea chiar a unui **program informatic** pentru rezolvarea unei mari varietăți de probleme fizice.

6.2. ECUAȚIA CVASIARMONICĂ GENERALĂ

6.2.1 Expresia generală

În multe cazuri ale fizicii, se pune problema determinării *difuziei* sau *fluxului* unei cantități, cum ar fi căldura, masa, potențialul electric, potențialul magnetic sau un reactiv chimic etc. În cadrul acestor probleme, procentul transferului pe unitatea de suprafață, \mathbf{q} , se poate scrie în funcție de componentele carteziene:

$$\mathbf{q}^T = [q_x, q_y, q_z]. \quad (6.23)$$

Dacă reprezentăm prin Q , procentul cu care cantitatea considerată este creată (sau distrusă) pe unitate de volum, atunci pentru o curgere staționară condițiile de echilibru sau de continuitate asigură următoarea relație:

$$\frac{\partial q_x}{\partial x} + \frac{\partial q_y}{\partial y} + \frac{\partial q_z}{\partial z} = Q. \quad (6.24)$$

Dacă se introduce operatorul gradient,

$$\nabla = \left\{ \begin{array}{c} \frac{\partial}{\partial x} \\ \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} \end{array} \right\}, \quad (6.25)$$

se va putea scrie ceea ce este scris mai sus, sub următoarea formă:

$$\nabla^T \mathbf{q} - Q = 0. \quad (6.26)$$

În general fluxul se consideră legat de *gradientul* unui potențial ϕ dat. Se va putea scrie relația generală:

$$\mathbf{q} = \begin{Bmatrix} q_x \\ q_y \\ q_z \end{Bmatrix} = -\mathbf{k} \begin{Bmatrix} \frac{\partial \phi}{\partial x} \\ \frac{\partial \phi}{\partial y} \\ \frac{\partial \phi}{\partial z} \end{Bmatrix} = -\mathbf{k} \nabla \phi \quad (6.27)$$

unde \mathbf{k} reprezintă o matrice 3×3 . Considerațiile energetice confirmă simetria acesteia.

Ecuția care determină în final potențialul ϕ se obține înlocuind (6.27) în (6.26), ceea ce conduce la a rezolva:

$$\nabla^T \mathbf{k} \nabla \phi + Q = 0, \quad (6.28)$$

în cadrul domeniului Ω . Pe frontierele acestui domeniu, se regăsesc în general una sau alta din următoarele condiții:

- Pe Γ_ϕ , se consideră

$$\phi \quad (6.29a)$$

ca fiind valoarea impusă a potențialului.

- Pe Γ_q , valoarea componenteii normale a fluxului, q_n , are ca și expresie:

$$q_n = \bar{q} + \alpha \phi \quad (6.29b)$$

unde α este coeficientul de transfer.

Deoarece:

$$q_n = \mathbf{q}^T \mathbf{n}, \quad \mathbf{n}^T = [n_x, n_y, n_z],$$

unde \mathbf{n} reprezintă vectorul cosinusului director al normalei la suprafață, această condiție se rescrie imediat sub forma:

$$-(\mathbf{k} \nabla \phi)^T \mathbf{n} - \bar{q} - \alpha \phi = 0 \quad (6.29c)$$

unde \bar{q} și α sunt date.

6.2.2 Câteva forme particulare ale expresiei generale

Dacă se consideră expresia generală (6.27) scrisă într-un sistem de axe arbitrar x, y și z , atunci se poate verifica că aproape întotdeauna este posibil să se determine local un alt sistem de axe x', y' și z' în cadrul căruia \mathbf{k}' devine diagonală. În cadrul acestui nou reper se obține:

$$\mathbf{k}' = \begin{bmatrix} k_{x'} & 0 & 0 \\ 0 & k_{y'} & 0 \\ 0 & 0 & k_{z'} \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

și ecuația (6.28) devine (suprimând semnul prim):

$$\frac{\partial^2}{\partial x'^2} \left(k_{x'} \frac{\partial \phi}{\partial x'} \right) + \frac{\partial^2}{\partial y'^2} \left(k_{y'} \frac{\partial \phi}{\partial y'} \right) + \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(k_{z'} \frac{\partial \phi}{\partial z'} \right) + Q = 0 \quad (6.31)$$

cu o modificare convenabilă a condițiilor la limită.

În fine, pentru un material izotrop se consideră:

$$\mathbf{k} = k \mathbf{I}, \quad (6.32)$$

unde \mathbf{I} reprezintă matricea identitate.

6.2.3 Formularea redusă a ecuației cvasiarmonice generale

Urmărind principiile din [119] se poate obține formularea redusă a ecuației (6.28), scriind:

$$\int_{\Omega} v \left(\nabla^T \mathbf{k} \nabla \phi + Q \right) d\Omega - \int_{\Gamma_q} v \left[\left(\mathbf{k} \nabla \phi \right)^T \mathbf{n} - \bar{q} - \alpha \phi \right] d\Gamma = 0, \quad (6.33)$$

pentru toate funcțiile v care se anulează pe Γ_{ϕ} .

O integrare prin părți conduce la următoarea formulare redusă, care este echivalentă cu ecuația (6.28) cu condițiile la limită *naturale* (6.29b):

$$\int_{\Omega} \nabla^T v \mathbf{k} \nabla \phi d\Omega - \int_{\Omega} v Q d\Omega + \int_{\Gamma_q} v (\alpha \phi + \bar{q}) d\Gamma = 0. \quad (6.34)$$

Condițiile la limită *impuse* (6.29a) trebuie să fie satisfăcute.

6.2.4 Principiul variațional

Minimizarea funcționalei [119]:

$$\Pi = \frac{1}{2} \int_{\Omega} (\nabla \phi)^T \mathbf{k} \nabla \phi d\Omega - \int_{\Omega} Q \phi d\Omega + \frac{1}{2} \int_{\Gamma_q} \phi^2 d\Gamma + \int_{\Gamma_q} \bar{q} \phi d\Gamma \quad (6.35)$$

ținând cont de condiția (6.29a) conduce la ecuațiile originale (6.28) și (6.29b).

6.3 DISCRETIZAREA PRIN ELEMENTE FINITE

Discretizarea se introduce prin intermediul unei dezvoltări cu funcții test:

$$\phi = \sum N_i a_i = \mathbf{N} \mathbf{a}, \quad (6.36)$$

utilizând fie formularea redusă (6.34), fie principiul variațional (6.35).

Dacă, în primul caz se consideră numai metoda Galerkin:

$$v = N_i, \quad (6.37)$$

se va obține aceeași expresie ca cea provenită din minimizarea principiului variațional.

Înlocuind (6.37) în (6.34), se obțin expresiile de următoarea formă:

$$\left(\int_{\Omega} \nabla^T N_i \mathbf{k} \nabla \mathbf{N} d\Omega + \int_{\Gamma_q} N_i \alpha \mathbf{N} d\Gamma \right) \mathbf{a} - \int_{\Omega} N_i Q d\Omega + \int_{\Gamma_q} N_i \bar{q} d\Gamma = 0, \quad i = 1, \dots, n \quad (6.38)$$

sau încă un sistem standard de ecuații standardizate de forma:

$$\mathbf{H} \mathbf{a} + \mathbf{f} = 0, \quad (6.39)$$

cu:

$$H_{ij} = \int_{\Omega} \nabla^T N_i \mathbf{k} \nabla N_j d\Omega + \int_{\Gamma_q} N_i \alpha N_j d\Gamma,$$
$$f_i = - \int_{\Omega} N_i Q d\Omega + \int_{\Gamma_q} N_i \bar{q} d\Gamma,$$

în cadrul căruia valorile prescrise ale lui $\bar{\phi}$ trebuie să fie impuse pe frontiera Γ_{ϕ} .

Se observă că frontierele pentru care există o constantă de transfer α aduc o contribuție suplimentară **matricii de rigiditate**; începând de aici analogia cu problemele structurii elastice este completă.

Astfel un program informatic efectuează aceleași operații standard și cuprinde calculul cantităților similare ca și condiții, exprimând fluxul sub următoarea formă:

$$q \equiv -\mathbf{k} \nabla \phi = -(\mathbf{k} \nabla \mathbf{N}) \mathbf{a}. \quad (6.40)$$

În continuare autoarea utilizează acest suport teoretic în cadrul programelor de analiză de elemente finite **QUICKFIELD** și **MSC/EMAS**.

6.4 CÂTEVA CAZURI PARTICULARE

• Materiale anizotrope și neomogene

Proprietățile materiale indicate de matricea \mathbf{k} pot varia într-un mod discontinuu de la un element la altul. Aceasta reiese din formularea redusă și principiul variațional al acestei probleme.

Aceste proprietăți materiale nu sunt în general cunoscute decât în raport cu axele principale (axele de simetrie); și dacă direcțiile acestora sunt constante în interiorul unui element, este comod să se facă situarea în acest sistem de axe pentru fiecare element în parte. În cadrul materialului anizotrop, coordonatele locale coincid cu direcțiile principale ale stratificării.

În raport cu aceste axe, numai trei coeficienți k_x, k_y, k_z trebuie să fie precizați, iar în calculul coeficienților matricii \mathbf{H} [ecuația (6.39)] este suficient să se multiplice sistemul cu o matrice diagonală, ceea ce conduce la o economie de calcul substanțială.

Este important de remarcat, că din moment ce parametrii \mathbf{a} corespund unor valori scalare, nu este necesară transformarea matricilor calculate în coordonate locale înaintea efectuării asamblării matricii globale.

Ceea ce explică că în majoritatea programelor informatice matricea \mathbf{k} este diagonală.

• **Probleme bidimensionale**

Ecuția generală (6.31) în două dimensiuni, devine:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(k_x \frac{\partial \phi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(k_y \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) + Q = 0. \quad (6.41)$$

După discretizarea făcută prin intermediul ecuației (6.38), se obține o formă ușor simplificată a matricei. Dacă nu se ține cont de termenii în α și \bar{q} , se va putea scrie:

$$H_{ij}^e = \int_{\mathcal{V}^e} \left(k_x \frac{\partial N_i}{\partial x} \frac{\partial N_j}{\partial x} + k_y \frac{\partial N_i}{\partial y} \frac{\partial N_j}{\partial y} \right) dx dy. \quad (6.42)$$

Este util să se ia în considerare cazul particular al unui element triunghiular, cel mai simplu și totuși util.

Cu:
$$N_i = \frac{a_i + b_i x + c_i y}{2\Delta},$$

se va putea scrie **matricea de rigiditate elementară** sub următoarea formă:

$$\mathbf{H}^e = \frac{k_x}{4\Delta} \begin{bmatrix} b_i b_i & b_i b_j & b_i b_m \\ \text{sime} & b_j b_j & b_j b_m \\ \text{trică} & & b_m b_m \end{bmatrix} + \frac{k_y}{4\Delta} \begin{bmatrix} c_i c_i & c_i c_j & c_i c_m \\ \text{sime} & c_j c_j & c_j c_m \\ \text{trică} & & c_m c_m \end{bmatrix}. \quad (6.43)$$

Matricea de încărcare urmărește o lege asemănătoare [119].

$$\mathbf{f}^e = -\frac{Q\Delta}{3} \begin{Bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{Bmatrix} \quad (6.44)$$

Ecuția cvasistaționară generală se va putea scrie și în coordonate cilindrice, formă utilă pentru problemele simetrice față de axă. Ecuția diferențială se scrie în această situație sub următoarea formă:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(k_r r \frac{\partial \phi}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(k_z r \frac{\partial \phi}{\partial z} \right) + Q = 0. \quad (6.45)$$

Se poate transforma și principiul variațional, dar este mai simplu să se considere k_r și k_z ca și elemente *conducătoare modificate*, și să se utilizeze în mod direct expresiile precedente.

6.5 ESTIMAREA ERORILOR

Se poate foarte ușor arăta că asamblând matricile de rigiditate ale elementelor **triunghiulare** pentru o partiție regulată, ecuațiile obținute prin

discretizare sunt *identice* cu cele care sunt date prin metodele bine cunoscute ale diferențelor finite [6].

În schimb *partiția neregulată* care se bazează pe o dispoziție a nodurilor în **pătrate**, conduce la diferențe între cele două aproximații. Această diferență nu se manifestă decât asupra vectorului *încărcare* \mathbf{f} . Ecuația asamblată pune în evidență *încărcări* ușor diferite potrivite nodurilor, dar ale căror sumă este aceeași ca în situația diferențelor finite. Soluțiile sunt deci local diferite, însă utilizează aceleași modalități de rezolvare.

Cu toate acestea este posibil să se demonstreze [16], că la o dimensiune unitară, **metoda elementelor finite** asigură *rezultate exacte* în noduri, ceea ce nu este cazul la metoda diferențelor finite. Ca urmare, elementele finite furnizează în general o precizie mai bună.

Alte *avantaje* ale **metodei elementelor finite**:

1. Metoda permite să se trateze simplu situații neomogene, sau anizotrope (în particular datorită faptului că direcțiile anizotropiei sunt variabile);
2. Mărimea și forma elementelor pot varia gradat pentru a urmări o frontieră oarecare, sau se pot adapta la regiuni unde soluția variază rapid, ceea ce permite astfel ca erorile să fie controlate într-un mod eficace;
3. Condițiile strâns legate de gradient sau condițiile legate de flux se introduc într-un mod mai natural și sunt luate în considerare cu precizie mai bună decât în situația metodelor cu diferențe finite standard;
4. Se pot utiliza elemente de ordin mai mare pentru ameliorarea preciziei, fără a complica luarea în considerare a condițiilor la limită; ceea ce este întotdeauna dificil în cadrul metodei diferențelor finite de ordin superior;
5. În fine, ceea ce este de o importanță considerabilă în era calculatoarelor sunt **programele standard (analiză de structuri)**, care pot fi utilizate pentru asamblări și rezolvări ale structurilor luate în studiu.

6.6 APLICAȚII PRACTICE

6.6.1 Probleme ale câmpului electrostatic și magnetostatic

În cadrul acestui domeniu este frecvent nevoie a se determina valoarea potențialului și ecuația care guvernează fenomenul; aceasta este ecuația cvasiarmonică. Formularea acesteia se obține deci în mod direct. Una dintre primele aplicații, în 1967 [119], a fost un calcul tridimensional complet în electrostatică, pentru cazul ecuației Laplace. Calculul se referă

la distribuția tridimensională a potențialului electrostatic în jurul unui izolant de porțelan dintr-o cuvetă menținută în pământ.

Luându-se în considerare câmpul în vecinătatea unui magnet se scoate în evidență de către Winslow în 1966, modul în care elementele trianghiulare se utilizează pentru calculul câmpului magnetic bidimensional.

Problema magnetică este de un interes cu totul deosebit, pentru că soluția sa face în general să apară un potențial vector cu trei componente, ceea ce conduce la o formulare diferită față de ceea ce s-a studiat până acum. Este deci necesar să se prezinte o variantă, care să ne permită rezolvarea acestei probleme cu programele standard [119].

Ecuatiile electromagnetismului care guvernează problemele de câmp în regim permanent sunt ecuațiile lui Maxwell:

$$\begin{aligned}\nabla^T \times \bar{H} &= -\bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}, \\ \bar{B} &= \mu \bar{H}, \\ \nabla^T \bar{B} &= 0.\end{aligned}\tag{6.46}$$

cu o condiție la limită la infinit, impunând ca \bar{H} și \bar{B} să tindă la zero. În cadrul ecuațiilor prezentate \bar{J} reprezintă densitatea curentului electric dat, învecinat conductoarelor, \bar{H} și \bar{B} sunt vectori cu trei componente, care reprezintă câmpul magnetic și densitatea de flux, μ este permeabilitatea magnetică care variază (în unități relative) de la unu în vacuum la câteva mii în materialele magnetice și \times reprezintă simbolul produsului vectorial.

Formularea propusă se bazează pe faptul că este destul de simplu să se determine \bar{H}_s , soluția relațiilor (6.46), din moment ce $\mu_r \equiv 1$ peste tot. \bar{H}_s este dat în punctul coordonatelor radiale \bar{r} , prin intermediul integralei:

$$\bar{H}_s = \frac{1}{4} \pi \int_{\Omega} \frac{\bar{J} \times (\bar{r} - \bar{r}')}{(r - r')^2} d\Omega.\tag{6.47}$$

În ceea ce s-a prezentat mai sus \bar{r}' reprezintă punctul curent de pe domeniul Ω , și integrarea bineînțeles nu acoperă decât regiunea conducătoare sau $\bar{J} \neq 0$.

Din moment ce H_s este cunoscut, se poate scrie:

$$\bar{H} = \bar{H}_s + \bar{H}_m$$

și înlocuind în ecuația (6.46) se obține sistemul:

$$\begin{aligned}\nabla^T \times \bar{\mathbf{H}}_m &= 0, \\ \bar{\mathbf{B}} &= \mu(\bar{\mathbf{H}}_s + \bar{\mathbf{H}}_m), \\ \nabla^T \bar{\mathbf{B}} &= 0.\end{aligned}\tag{6.48}$$

Dacă se definește un *potențial scalar* ϕ , legat de $\bar{\mathbf{H}}_m$ prin intermediul relației:

$$\bar{\mathbf{H}}_m = \nabla\phi, \tag{6.49}$$

se constată că prima ecuație din (6.48) este automat verificată și eliminând $\bar{\mathbf{B}}$ între celelalte două ecuații, se obține:

$$\nabla^T \mu \nabla\phi + \nabla^T \mu \bar{\mathbf{H}}_s = 0, \tag{6.50}$$

cu $\phi \rightarrow 0$ la infinit. Deci s-a obținut forma standard a ecuației (6.28), Q fiind înlocuit prin al doilea termen, care este acum cunoscut.

Totuși apare o dificultate în cazul în care μ variază într-un mod discontinuu, ca în situația interfeței a două materiale diferite. În acest caz, termenul sursă nu este definit, și el apare ca în formularea standard sub următoarea formă:

$$\int_{\Omega} N_i Q d\Omega \equiv \int_{\Omega} N_i \nabla^T N_i \mu \bar{\mathbf{H}}_s d\Omega, \tag{6.51}$$

fără a avea nici o semnificație. Din nou integrarea prin părți vine în ajutor, dacă se observă că:

$$\int_{\Omega} N_i \nabla^T \mu \bar{\mathbf{H}}_s d\Omega \equiv - \int_{\Omega} \nabla^T N_i \mu \bar{\mathbf{H}}_s d\Omega + \int_{\Gamma} N_i \mu \bar{\mathbf{H}}_s n d\Gamma. \tag{6.52}$$

Datorită faptului că în regiunea unde μ este constant $\nabla^T \bar{\mathbf{H}}_s \equiv 0$, singura contribuție aparține termenului sursă provenit din integrala curbilinie de-alungul interfeței unde se produce discontinuitatea.

Introducerea unui potențial scalar permite rezolvarea problemelor magnetostatice atât a celor bidimensionale, cât și a celor tridimensionale cu ajutorul unui program standard.

Problemele magnetostatice prezintă o puternică neliniaritate cu:

$$\mu = \mu(|\bar{\mathbf{H}}|) \quad \text{unde} \quad |\bar{\mathbf{H}}| = \sqrt{H_x^2 + H_y^2 + H_z^2}. \tag{6.53}$$

În problemele cu domeniu fără margini, se poate efectua o economie substanțială utilizând elementele *infinite*.

6.6.2 Ecranarea magnetică optimă asigurată de ecranele cilindrice cu două straturi și de ecranele plan paralele dreptunghiulare cu două straturi la frecvențe foarte joase

Actualmente studiul ecranelor cu două straturi prezintă o importanță deosebită în cadrul ecranărilor magnetice la frecvențe foarte joase (de exemplu 50Hz). În cadrul acestui paragraf se studiază fenomenul de ecranare optim, prin intermediul analizei teoretice a câmpurilor magnetice și prin calculul numeric al acestora. Se dezvoltă formule analitice și calcul numeric soft, bazate pe metoda elementelor finite (**MEF**), pentru a putea scoate în evidență relațiile ce există între grosimile optime și proprietățile de material. S-a demonstrat că [154] grosimea optimă a unui strat trebuie să fie aproximativ egală cu adâncimea de pătrundere din celălalt strat.

Ecranarea reprezintă unul din modurile de abordare eficiente, împotriva interferenței câmpului electromagnetic la frecvențe radio sau chiar la frecvențe mai înalte [169].

Actualmente se consideră o altă alternativă de abordare a ecranării câmpurilor magnetice la foarte joasă frecvență. Concepția ecranelor pentru câmpuri magnetice de putere reprezintă un caz deosebit de important pentru situațiile practice din electronica de putere. S-a observat [154] din experimente, că o ecranare optimă se poate obține prin schimbarea procentului grosimii celor două straturi.

Ecranarea cu strat dublu se consideră ca fiind o metodă eficientă de suprimare a interferenței câmpului magnetic. Obiectivul major în proiectarea ecranelor, se consideră a fi obținerea performanțelor ecranării dorite prin intermediul unui ecran, la un preț de producție redus și de greutate și mărime minim posibilă. Ecranări de performanțe ridicate se pot realiza, dacă se utilizează materiale feromagnetice.

În general pentru a obține o ecranare mai bună se cere realizarea unui ecran mai gros. Astfel, ecranul de grosime mai mare va supune orice construcție la o încărcare mecanică mai mare și totodată montarea acestuia va fi mai dificilă. Un ecran cu strat dublu reprezintă soluția adecvată pentru rezolvarea acestor dileme. Cu un ecran dublu strat performanțele de ecranare globale se îmbunătățesc, iar greutatea ecranului se micșorează.

Analiza teoretică este disponibilă pentru geometrii simple ale ecranelor. Aceasta conferă informații privind relația de legătură dintre grosimea optimă a ecranului și proprietățile materialului, care reprezintă un ghid în proiectarea ecranelor pentru situațiile des întâlnite în practică.

Modelarea numerică reprezintă un mod de abordare eficient pentru studiul câmpurilor magnetice ale ecranelor cu o geometrie complexă. Softul dezvoltat în cadrul acestui studiu se bazează pe **MEF**.

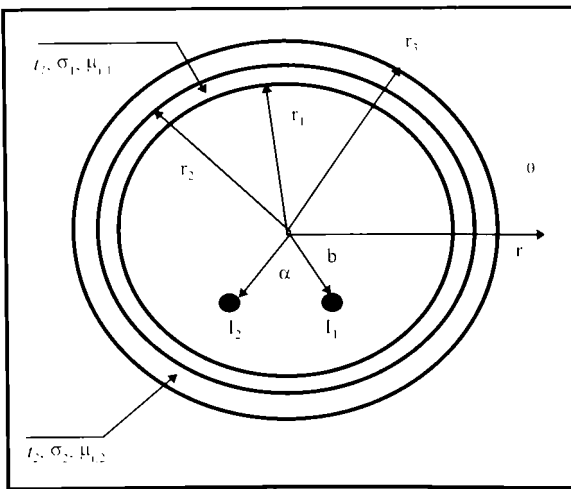
Autoarea a investigat două tipuri de structuri de ecranare închise. Acestea sunt ecranele cilindrice laminate cu două straturi și ecranele dreptunghiulare plan paralele laminate cu două straturi.

6.6.2.1 Analiza MEF a ecranului cilindric laminat cu două straturi la frecvențe foarte joase

În cadrul acestui paragraf se face analiza **MEF** a unui ecran cilindric laminat cu două straturi la frecvențe foarte joase.

Ecranele cilindrice reprezintă structurile de ecranare, care sunt cel mai des utilizate în industrie. În mod tradițional curenții turbionari reprezintă cea mai mare problemă legată de acest tip de structură.

În continuare se va face referire la performanțele ecranelor cu dublu strat. În cadrul figurii 6.9 se reprezintă modelul de bază al ecranului cilindric cu două straturi.



Două straturi metalice se caracterizează prin grosimea t , conductivitatea σ și permeabilitatea relativă μ_r . Conductoarele sursă sunt localizate în interiorul ecranului, iar regiunea protejată este localizată în afara ecranului.

Fig.6.9. Modelul unui ecran cilindric cu două straturi

Formule specifice ecranării

Metoda deducerii unei formule analitice corespunzătoare câmpurilor magnetice se prezintă în [154]. Se consideră raza r din punctul de monitorizare mult mai mare decât raza b a conductorului sursă, astfel încât să se poată determina eficacitatea ecranării în punctul de monitorizare după cum urmează:

$$SE = \frac{B_{\text{fără ecran}}}{B_{\text{ecran}}} \quad (6.54)$$

$$= \Delta / \frac{2\mu_{r,1}}{(p_1 r_1)(p_2 r_2)(p_3 r_3)}$$

unde

$\Delta =$

$$\begin{aligned} & \left[I_1'(Z_1) - I_1(Z_1)W_1 \right] \left[K_1'(Z_2) + K_1(Z_2)W_2 \right] \left[I_1(Z_2)K_1'(Z_1) - I_1'(Z_2)K_1(Z_1)W_3 \right] - \\ & \left[I_1'(Z_1) - I_1(Z_1)W_1 \right] \left[I_1'(Z_2) + I_1(Z_2)W_2 \right] \left[K_1(Z_2)K_1'(Z_1) - K_1'(Z_2)K_1(Z_1)W_3 \right] - \\ & \left[K_1'(Z_1) - K_1(Z_1)W_1 \right] \left[K_1'(Z_2) + K_1(Z_2)W_2 \right] \left[I_1(Z_2)I_1'(Z_1) - I_1'(Z_2)I_1(Z_1)W_3 \right] - \\ & \left[K_1'(Z_1) - K_1(Z_1)W_1 \right] \left[I_1'(Z_2) + I_1(Z_2)W_2 \right] \left[K_1(Z_2)I_1'(Z_1) - K_1'(Z_2)I_1(Z_1)W_3 \right], \end{aligned}$$

se notează:

$$p_1 = \sqrt{2\pi f \mu_1 \sigma_1},$$

$$p_2 = \sqrt{2\pi f \mu_2 \sigma_2}$$

Și

$$\begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{i} p_1 r_1, \\ Z_2 &= \sqrt{i} p_1 r_2, \\ Z_3 &= \sqrt{i} p_2 r_3, \\ W_1 &= \mu_{r,1} / Z_1, \\ W_2 &= \mu_{r,2} / Z_3, \\ W_3 &= \sqrt{\mu_{r,1} \sigma_2 / \mu_{r,2} \sigma_1}. \end{aligned}$$

$K_1(x)$ și $I_1(x)$ reprezintă funcțiile Kelvin de ordinul întâi.

$K_1'(x)$ și $I_1'(x)$ reprezintă derivatele funcțiilor Kelvin de ordinul întâi.

În situațiile practice pr este mult mai mare decât 1 (de exemplu $p=785$ pentru fier). Astfel, funcțiile Kelvin $I_1(x)|_{x=\sqrt{i}pr}$ și $K_1(x)|_{x=\sqrt{i}pr}$ se pot aproxima prin intermediul dezvoltărilor asimptotice [154].

$$I_1(x) = \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}} \left\{ 1 - \frac{3}{8x} - \frac{15}{2!(8x)^2} + \right\}, \quad (6.55)$$

$$K_1(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} e^{-x} \left\{ 1 + \frac{3}{8x} - \frac{15}{2!(8x)^2} + \right\}.$$

Prin înlocuirea acestor dezvoltări asimptotice, corespunzătoare funcțiilor Kelvin, în ecuația (6.54), Δ se va putea simplifica.

După cum se explică în Capitolul 4, ecranarea optimă se obține atunci când ecranul constă dintr-un strat feromagnetic și un strat fără proprietăți magnetice, dar conductor. Generalizând se poate presupune o structură cu strat conductor în interior (de exemplu cupru) și cu strat magnetic în exterior (de exemplu fier). Analiza **MEF** confirmă această variantă structurală de ecran ca fiind optimă, atunci când sursa perturbatoare se află în interiorul ecranului. Analizele realizate în **MATLAB** și **SPICE** sunt în concordanță cu rezultatele obținute prin **MEF**. Valorile atenuărilor obținute prin **MEF** se abat cu maximum 10dB față de analizele realizate anterior.

În continuare se prezintă expresia originală aproximativă a eficacității ecranării după cum urmează:

$$SE \approx SE_1 \times SE_2 \quad (6.56)$$

$$\approx 1 \cdot \left[\frac{\sqrt{2} R_{1b}}{\sinh(R_{1a} + iR_{1a}) + 0.5(1-i)R_{1b} \cosh(R_{1a} + iR_{1a})} \right] \cdot \left[\frac{1}{0.5(1-i)R_{2b} \sinh(R_{2a} + iR_{2a}) + \cosh(R_{2a} + iR_{2a})} \right] \cdot \left[\frac{1}{1 + W_3} \right]$$

unde

$$R_{1a} = t_1 \delta_1,$$

$$R_{1b} = \mu_{r,1} \delta_1 r_1,$$

$$R_{2a} = t_2 \delta_2,$$

$$R_{2b} = \mu_{r,2} \delta_2 r_2$$

și δ_1 , δ_2 reprezintă adâncimile de pătrundere atât în materialul fără proprietăți magnetice, cât și în materialul conductor. Pentru combinația dintre cupru și fier, W_3 are o valoare mult mai mică decât unu. W_3 se poate înlocui cu unu în relația (6.56). Astfel, eficacitatea ecranării se poate determina prin intermediul termenilor separați SE_1 și SE_2 , fiecare fiind specific unui strat. Acești doi termeni depind doar de parametrii stratului prim, respectiv secund.

În continuare autoarea analizează precizia formulei simplificate. Datele comparative se prezintă pentru patru cazuri diferite în Tabelul 6.1.

Tabelul 6.1. Comparație între eficacitatea ecranării aproximativă, exactă și obținută prin *MEF*

Varianta Fe exterior, Cu interior; $r_1 = 35\text{mm}$; punctul de monitorizare $x=95\text{mm}$, $y=50\text{mm}$.

	$B(H)$	$\mu_r = 200$	$\mu_r = 400$	$\mu_r = 600$
<i>SE</i> (aprox.)	6.25	5.55	5.55	5.88
<i>SE</i> (exactă)	5.88	6.25	5.55	5.88
<i>MEF</i>	5.702	5.611	5.665	5.676

Varianta Cu exterior, Fe interior; $r_1 = 35\text{mm}$; punctul de monitorizare $x=95\text{mm}$, $y=50\text{mm}$.

	$B(H)$	$\mu_r = 200$	$\mu_r = 400$	$\mu_r = 600$
<i>SE</i> (aprox.)	5.26	4.34	5	5.26
<i>SE</i> (exactă)	5.55	4.76	5	5.26
<i>MEF</i>	5.481	5.475	5.525	5.542

Ecranul constă dintr-un strat de cupru și un strat de fier. Pentru cupru se consideră permeabilitatea relativă egală cu unu. Cele patru cazuri studiate corespund valorilor diferite ale permeabilității relative ale fierului: $\mu_r = B(H)$, $\mu_r = 200$, $\mu_r = 400$ și $\mu_r = 600$. Grosimea fiecărui strat se consideră egală cu 2.5mm. După cum se indică în Tabelul 6.1, se obțin eficacități ale ecranării de valori mari, aspect confirmat și în Capitolul 4, unde se menționează că atenuarea respectiv eficacitatea ecranării maxime se obține pentru straturi de grosime egală.

În primul caz se consideră pentru fier permeabilitatea neliniară, reprezentată prin intermediul curbei $B(H)$.

Neliniaritățile curente în analiza câmpului electromagnetic se datorează comportării neliniare a mediilor de câmp, evidențiind fenomene de saturație și de histererezis [16]. Aceste relații constitutive neliniare sunt, în general, neunivoce, reprezentabile grafic prin curbe închise, simetrice sau asimetrice, numite ciclul de histererezis dielectric, conductor, respectiv magnetic. Deseori, însă, la frecvențe industriale, efectele macroscopice ale histererezisului fiind neglijabile, se poate lua în considerare exclusiv fenomenul de saturație. În acest caz, dependențele globale neliniare $D(E)$,

$J(\mathbf{E})$, respectiv $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ se admit funcții univoce, obținute prin restricția ciclului de histeresis la *curba de polarizare, de conducție, respectiv de magnetizare* sau, în cazul magnetilor permanenți la *curba de demagnetizare* (porțiunea din cadranul II a ciclului de histeresis magnetic). Curba $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ a fierului are următoarele valori pentru \mathbf{B} și \mathbf{H} conform Tabelului 6.2.

Tabelul 6.2. Curba $\mathbf{B}(\mathbf{H})$

$H, A/m$	460	640	720	690	1260	1900	3400	6000
B, T	0.60	0.95	1.00	1.10	1.25	1.40	1.55	1.65

Dimensiunea zonei în care se face studiul ecranului cu două straturi este aleasă în mm, iar $x \in [-50, 50]$ și $y \in [0, 100]$.

ECRAN.PBM reprezintă fișierul de bază care cuprinde două fișiere:

- ECRAN.MOD fișierul care conține modelarea geometrică a ecranului cu două straturi, inclusiv frontiera structurii studiate;
- ECRAN.DMS fișierul care conține proprietățile de material magnetice ale elementelor din care este realizată structura de studiat.

Datorită efectului pelicular, densitatea curenților turbionari va fi maximă în stratul de cupru și minimă în cel de fier, diminuând astfel pierderile. De exemplu, dacă se ecranează un cablu și se consideră firul central sursă de câmp perturbator, se plasează stratul de Fe la exterior. Dacă se dorește protejerea firului central de acțiunea unui câmp perturbator extern, atunci stratul de fier trebuie plasat în interior.

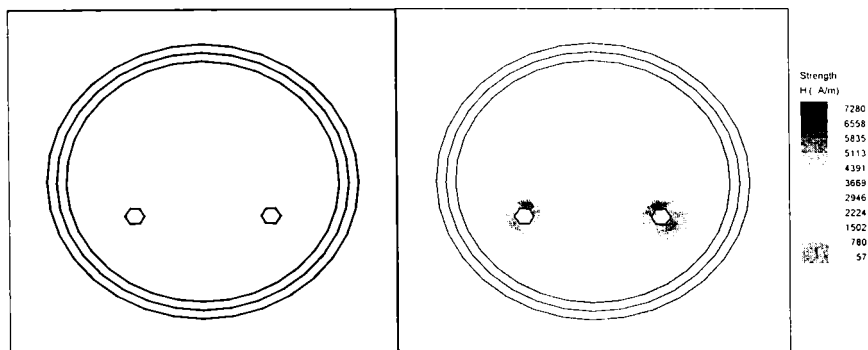


Fig. 6.10 *Rețeaua triunghiulară de elemente finite și intensitatea câmpului magnetic pentru un ecran cilindric cu strat dublu, în interior cupru și în exterior fier; sursele perturbatoare în interiorul ecranului.*

Se poate trage concluzia utilizând reprezentarea MEF din Fig.6.10 și analizând Tabelul 6.1, că este de preferat să se plaseze stratul de cupru spre câmpul perturbator și stratul de fier spre spațiu

protejat în cazul ecranelor cilindrice și plan paralele dreptunghiulare multistrat.

Situațiile prezentate se pot folosi de către un eventual utilizator, modificând doar parametrii de material ai ecranului, putând astfel testa și verifica ecranul în diferite situații posibile de a apărea în practică.

6.6.2.2 Analiza MEF a ecranului plan paralel dreptunghiular laminat cu două straturi la frecvențe foarte joase

În Fig.6.11 este ilustrat modelul ecranului dreptunghiular investigat

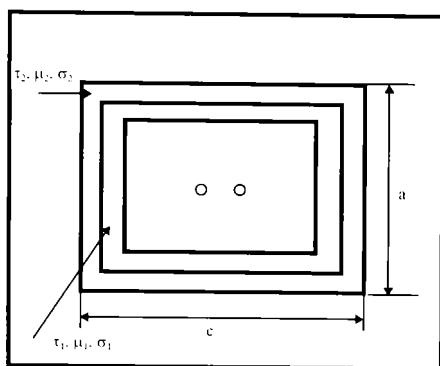


Fig.6.11 Modelul unui ecran plan paralel dreptunghiular cu două straturi.

în acest paragraf. În cazul precedent două straturi metalice se caracterizează prin grosimea t conductivitatea σ și permeabilitatea relativă μ_r . Conductoarele sursă sunt localizate în interiorul ecranului, iar regiunea protejată este localizată în afara ecranului.

Ecranele dreptunghiulare sunt un alt tip de structură închisă de ecranare. Ecranul constă dintr-un strat de cupru și un strat de fier. Pentru cupru se consideră permeabilitatea relativă egală cu

unu. Cele patru cazuri studiate corespund valorilor diferite ale permeabilității relative ale fierului: $\mu_r = \mathbf{B}(\mathbf{H})$, $\mu_r = 200$, $\mu_r = 400$ și $\mu_r = 600$. Grosimea fiecărui strat se consideră egală cu 2.5mm. După cum se indică în Tabelul 6.3, se obțin eficacități ale ecranării de valori mari. Aspect confirmat și în Capitolul 4, unde se menționează că atenuarea respectiv eficacitatea ecranării maxime se obține pentru straturi de grosime egală.

În primul caz se consideră pentru fier permeabilitatea neliniară, reprezentată prin intermediul curbei $\mathbf{B}(\mathbf{H})$.

Trunchierea metalică reprezintă un exemplu tipic pentru structurile metalice în formă dreptunghiulară. În clădiri, trunchierea este des utilizată în scopul înconjurării cablurilor și a barelor electrice pentru a asigura protecția mecanică a acestora. Problema trunchierii metalice se pune de foarte mult timp. Această protecție este necesară și în situația studiului interferențelor, ce pot apare, datorită câmpului magnetic existent la

frecvențele utilizate în electronica de putere. Din păcate nu există nici un fel de formulă analitică pentru eficacitatea ecranării unei structuri de ecranare dreptunghiulară, chiar dacă această structură are o geometrie simplă. Rezolvarea acestei probleme ar putea constitui o preocupare de viitor.

Metodele numerice sunt abordări eficiente în analiza problemelor cu geometrii complexe. Concluziile privind ecranarea unei astfel de structuri se pot trage în urma unei analize cuprinzătoare cu o cauzistică largă. Datorită faptului, că mecanismul ecranării cilindrice se cunoaște din toate punctele de vedere, acesta se va putea extinde și asupra ecranelor dreptunghiulare. Acestea prezintă principii asemănătoare cu cele ale ecranelor cilindrice. Deci, în cadrul acestui paragraf autoarea studiază performanța ecranării ecranului dreptunghiular, având ca și ghid principiile de ecranare ale ecranului cilindric. Software-ul dezvoltat se bazează pe **MEF** și este utilizat în studiul performanțelor ecranării ecranului dreptunghiular plan paralel laminat cu două straturi. Nu este posibil să se prezinte toate cazurile analizate, de aceea autoarea prezintă și discută un caz specific utilizat în practică. Acesta este ilustrat în Fig.6.12, iar în Tabelul 6.3 sunt date comparativ valorile corespunzătoare eficacității ecranării, pentru ecran dublu cilindric și dreptunghiular, apelând la **MEF**. În simulările pe calculator grosimea totală a ecranului rămâne 5mm, iar situația optimă se obține atunci când cele două straturi sunt egale, fapt demonstrat în Capitolul 4. Se observă totodată, că o creștere a permeabilității fierului conduce la o creștere a eficacității ecranării.

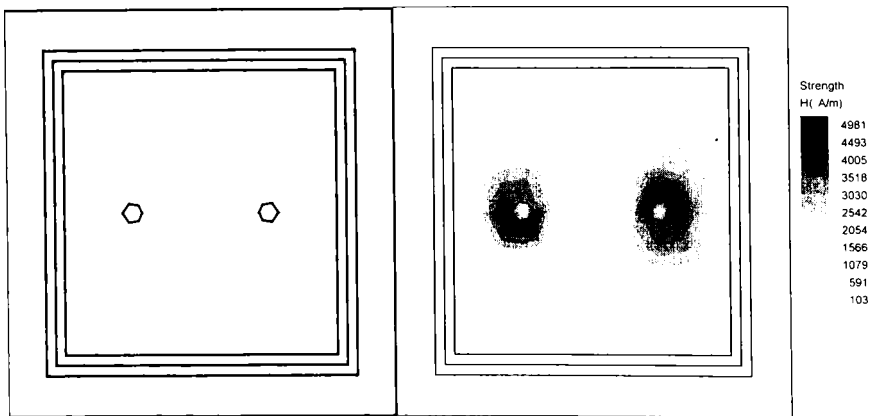


Fig. 6.12 Reteaua triunghiulară de elemente finite și intensitatea câmpului magnetic pentru un ecran plan paralel dreptunghiular cu strat dublu, în interior cupru și în exterior fier: sursele perturbatoare în interiorul ecranului.

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

Dacă se urmăresc în Tabelul 6.3 datele referitoare la eficacitățile ecranării, corespunzătoare ecranelor dublu strat cilindric și dreptunghiular se constată că valorile acestora sunt apropiate. Aceasta implică faptul că atât ecranul cilindric, cât și cel dreptunghiular manifestă performanțe ale ecranării foarte asemănătoare, chiar dacă au o structură geometrică diferită.

Tabelul 6.3. Comparatie prin intermediul metodei MEF între eficacitatea ecranării la ecranul dublu strat cilindric și cel dublu strat dreptunghiular

Varianta Fe exterior, Cu interior; $a = c = 80\text{mm}$; punctul de monitorizare $x=95\text{mm}$, $y=50\text{mm}$

	$B(H)$	$\mu_r = 200$	$\mu_r = 400$	$\mu_r = 600$
<i>MEF(cilindric)</i>	5.702	5.611	5.665	5.676
<i>MEF (dreptunghiular)</i>	4.707	4.656	4.729	4.764

Varianta Cu exterior, Fe interior; $a = c = 80\text{mm}$; punctul de monitorizare $x=95\text{mm}$, $y=50\text{mm}$

μ_r	$B(H)$	$\mu_r = 200$	$\mu_r = 400$	$\mu_r = 600$
<i>MEF(cilindric)</i>	5.481	5.475	5.525	5.542
<i>MEF (dreptunghiular)</i>	4.469	4.432	4.495	4.517

Actualmente un ecran dreptunghiular poate fi considerat ca și un ecran cilindric cu structură geometrică deformată. Deformarea structurii geometrice afectează puternic eficacitatea ecranării în apropierea ecranului. Dar aceasta va avea un efect nesemnificativ, dacă punctul de observație se află departe de ecran.

În cadrul acestui paragraf autoarea a analizat două tipuri de ecrane dublu strat. Acestea sunt ecranele cilindrice și cele dreptunghiulare. Concluziile, care derivă în urma studiului efectuat se rezumă la următoarele:

- Fenomenul ecranării optime a structurilor dublu strat se observă atunci când ecranul constă dintr-o structură formată dintr-un strat fără proprietăți magnetice și un strat feromagnetic. Nu se poate obține o ecranare optimă atunci când ecranul cu două straturi constă fie din două straturi fără proprietăți magnetice, fie din două straturi cu proprietăți magnetice. Acest aspect este confirmat și în Capitolul 4 prin intermediul simulărilor realizate în **MATLAB**.
- Eficacitatea ecranării este maximă atunci când cele două straturi sunt egale. În Capitolul 4 se confirmă prin teorie și simulare acest rezultat.
- Este de preferat să se plaseze stratul conductor spre câmpul perturbator și stratul magnetic spre spațiul protejat în cazul ecranelor cilindrice și plan paralele dreptunghiulare multistrat. Această structură este verificată și confirmată prin intermediul simulărilor **MATLAB** în Capitolul 4.

Studiul realizat de autoare se referă numai la ecranele laminate. Analiza **MEF** oferă o rezolvare imediată și pentru ecranele multiple.

6.7 MODELE MIXT-DIMENSIONALE CU ELEMENTE FINITE PENTRU CUPLAJE ȘI ECRANĂRI ELECTROMAGNETICE

6.7.1 Introducere

În cadrul acestui subcapitol se scoate în evidență analogia, ce există între ecuațiile de mișcare sub formă matricială derivate din ecuațiile Lagrange și ecuațiile ce caracterizează toate energiile electromagnetice, sub formă matricială.

Elemente finite de dimensiuni 0, 1, 2 și 3 se utilizează pentru modelarea cuplajelor și ecranărilor electromagnetice. Elementele de dimensiune 0 reprezintă elementele de circuit, iar cele de dimensiune 1 pot reprezenta conductoare. În afara elementelor clasice bidimensionale și tridimensionale, se vor lua în considerare și elementele finite asimptotice cu ajutorul cărora se pot modela câmpuri extinse la infinit.

Modele cu elemente finite mixt-dimensionale se utilizează în primul rând pentru calculul matricilor caracteristice capacităților și inductivităților precum și a curenților, tensiunilor provenite prin cuplaj.

Datorită geometriilor complicate ale majorității conductoarelor și ale materialelor înconjurătoare, ecranarea și cuplajul electromagnetic este dificil de apreciat. Pentru predicția cuplajelor electromagnetice, se utilizează deseori în inginerie formule aproximative bidimensionale pentru matrici capacitate, matrici inductivitate și coeficienții de cuplaj rezultanți [47]. Pentru ecranarea electromagnetică, se vor utiliza formule aproximative de ordin superior sau se vor realiza măsurări.

Cu ajutorul metodei elementelor finite se pot analiza geometrii complicate și totodată metoda se poate utiliza în predicția cuplajelor și ecranărilor electromagnetice.

În continuare se vor prezenta modele cu elemente finite de dimensiuni mixte cu ajutorul cărora se pot modela ușor cuplaje și ecranări electromagnetice. Aceste modele se utilizează pentru calculul static al matricilor caracteristice capacităților și inductivităților, iar rezultatele lor se compară, în general, cu capacitățile și inductivitățile obținute din ecuațiile teoretice, cu ecuațiile aproximative respectiv, cu calculele executate de alți specialiști [65]. Elementele finite de dimensiune zero se utilizează pentru calculul efectelor cuplajelor electromagnetice ale firelor cu circuite atașate.

6.7.2 Teoria elementelor finite 3-D, 2-D, 1-D, și frontierelor deschise

Programul cu elemente finite QUICKFIELD se bazează pe principii variaționale ale energiei. Expresiile energiei pentru problemele electromagnetice trebuie să includă toate energiile electrice și magnetice. Se poate arăta că variațiile de energie tridimensionale în funcție de \bar{A} (potențialul vectorial magnetic), și ψ (integrala în funcție de timp a potențialului scalar electric ϕ) sunt [65]:

$$\begin{aligned}
 \delta w = & \int_{vol} dv \int_{t_0} dt ((\delta(\nabla\psi) + \delta\dot{\bar{A}}) \cdot [\epsilon] (\nabla\psi + \dot{\bar{A}}) \\
 & - (\delta(\nabla\psi) + \delta\dot{\bar{A}}) \cdot [\sigma] (\nabla\psi + \dot{\bar{A}}) \\
 & - \delta(\nabla \times \dot{\bar{A}}) \cdot [v] (\nabla \times \bar{A}) \\
 & - \alpha \delta[v] (\nabla \cdot \bar{A}) \cdot (\nabla \cdot \bar{A}) \\
 & - \delta\dot{\psi}(\rho) \\
 & + \delta\bar{A} \cdot (\bar{J})) \\
 & + \int_{surf} ds \int_{t_0} dt (\delta\bar{A} \cdot (\bar{H} \times \hat{n}) \\
 & - \delta\psi \hat{n} \cdot (\bar{J} + \bar{D})) \\
 & - \int_{surf} ds \delta\psi (\hat{n} \cdot \bar{D})|_{t_0}
 \end{aligned}
 \tag{6.57}$$

unde primul termen volumic se datorează energiei electrice înmagazinate în materiale de permitivitate ϵ , al doilea termen se datorează pierderilor de putere în materiale de conductivitate σ , iar al treilea se datorează energiei magnetice înmagazinate în materiale de reluctivitate $v=1/\mu$. Al patrulea termen asigură unicitatea problemei tridimensionale prin înmulțirea cu factorul α , care reprezintă un multiplu al reluctivității, al pătratului divergenței lui \bar{A} . Al cincilea și al șaselea termen se referă la elemente volumice: densitatea de sarcină ρ pe ψ , și respectiv densitatea de curent \bar{J} pe \bar{A} . Cele trei integrale finale de suprafață permit energiei câmpurilor \bar{H} , \bar{J} sau \bar{D} să fie introduse în cadrul frontierei modelului cu elemente finite.

Deoarece expresia energiei din (6.57) conține toate energiile electromagnetice, ea include de asemenea și energiile electrodinamice ale curentului, energiile magnetostatice și problemele dinamice

electromagnetice. Făcând relația (6.57) egală cu zero, aceasta conduce la ecuația matricială:

$$[M]\{\ddot{u}\} + [B]\{\dot{u}\} + [K]\{u\} = \{J\} \quad (6.58)$$

și condiția inițială electrostatică:

$$[M]\{\dot{u}\} = \{Q_i\} \quad (6.59)$$

unde vectorul coloană $\{u\}$ conține potențialul vectorial magnetic necunoscut și potențialul scalar electric integrat în timp în toate nodurile elementelor finite:

$$\{u\} = \{A_x \quad A_y \quad A_z \quad \psi\}^T \quad (6.60)$$

și $\{J\}$ reprezintă vectorul densității de curent, care poate fi static, dependent de timp sau dependent de frecvență. Vectorul de încărcare în condiții inițiale se consideră $\{Q_i\}$ și reprezintă distribuția de sarcină inițială. Atât $\{u\}$ (cât și derivatele \ddot{u} și \dot{u}) și $\{J\}$ pot conține patru grade de libertate pe nod în problemele tridimensionale. Matricile $[M]$, $[B]$ și $[K]$ sunt proporționale cu permitivitatea, conductivitatea și respectiv, cu reluctivitatea.

Cunoscându-se ecuațiile de mișcare sub formă matricială obținute din ecuațiile Lagrange [119], se poate constata o analogie între ecuația prezentată în (6.58) și următoarea:

$$[M]\{\ddot{q}\} + [C]\{\dot{q}\} + [K]\{q\} = \{Q\} \quad (6.61)$$

unde:

$[M]$ = matricea pătratică simetrică a coeficienților inerției;

$[C]$ = matricea pătratică simetrică a coeficienților amortizării;

$[K]$ = matricea pătratică simetrică a coeficienților de rigiditate;

$\{Q\}$ = matricea coloană a deplasărilor sistemului;

$\{\dot{q}\}$ = matricea coloană a vitezelor sistemului;

$\{\ddot{q}\}$ = matricea coloană a accelerațiilor sistemului.

Deci permitivitatea corespunde - inerției, conductivitatea - amortizării, iar reluctivitatea - rigidității. Densitatea de curent inițială corespunde deplasărilor inițiale ale sistemului.

Se poate concluziona că tot studiul efectuat în [119], [118] privind metoda deplasărilor din cadrul metodei elementelor finite este valabil și în cadrul studiului câmpului electromagnetic și nu numai în studiul structurilor mecanice și de construcții. Dacă structurile mecanice și de construcții pot fi supuse unor vibrații inițiale, deci unor efecte, tensiuni de natură mecanică, atunci elementele electrice pot fi supuse unei încărcări inițiale cu potențial electric, respectiv magnetic, care se traduc în final prin intermediul unui curent de conducție.

Atunci când câmpul variază în timp, ecuația (6.58) se poate rezolva atât în domeniul timp cât și în domeniul de frecvențe. În domeniul timp se realizează o analiză tranzitorie parcurgând toate etapele de timp. În domeniul frecvență unde toate răspunsurile și excitațiile se consideră de natură sinusoidală (cu $\omega=2\pi f$ =frecvența unghiulară), (6.58) devine:

$$[-\omega^2 [M] + i\omega [B] + [K]]\{u\} = \{J\}. \quad (6.62)$$

Chiar dacă există și alte formulări electromagnetice cu elemente finite, formulările prezentate în (6.58) și (6.59) prezintă mai multe avantaje. Avantajul cheie al acestei formulări este că *rezolvă toate tipurile de probleme electromagnetice*.

Cele trei matrici din expresiile (6.58) și (6.59) sunt construite prin contribuția individuală a elementelor finite. Elementele finite pot fi de diferite dimensiuni. Elementele finite bidimensionale cele mai uzuale sunt triunghiulare sau cvadrilaterale. În cazul elementelor tridimensionale se folosesc elemente tetragonice, hexagonice [18].

Elementele finite unidimensionale se consideră cele mai potrivite în cadrul modelelor electromagnetice. Un exemplu ar fi un conductor de cupru, care inițial are câmpuri și potențiale care variază numai de-alungul conductorului. De aceea elementele unidimensionale sau elementele *linie* se utilizează în cele mai multe cazuri pentru modelarea conductoarelor.

Elementele finite zero-dimensionale atașate matricilor [M], [B], [K] pot face ca acestea să reprezinte capacități, rezistențe și inductivități [65]. Fiecare dintre aceste elemente nu are decât două noduri. Un element capacitate C contribuie la matricea [M]:

$$[M] = C \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.63)$$

Un element rezistență R contribuie la matricea conductanță [B]:

$$[B] = (1/R) \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.64)$$

și un element inductanță L participă la matricea [K] astfel:

$$[K] = (1/L) \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.65)$$

Înlocuind (6.63)+(6.65) în (6.58) se obțin două ecuații identice de tipul:

$$C \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{V}{R} + (1/L) \int V dt = I \quad (6.66)$$

unde V reprezintă diferență între $\partial\psi / \partial t$ la noduri.

Deoarece (6.66) reprezintă o ecuație familiară circuitelor electrice, s-a demonstrat că această expresie, formularea cu element finit zero-dimensională, este în concordanță cu teoria circuitelor electrice [45].

Cel mai recent tip de element finit dezvoltat îl reprezintă elementul finit cu frontieră deschisă ABC [119]. ABC se poate utiliza atât pentru condiții de frontieră asimptotice, pentru câmpuri de frecvență joasă sau chiar zero, cât și pentru condiții de frontieră absorbante [18] pentru câmpuri de frecvență înaltă ale căror lungime de undă este comparabilă cu mărimea dispozitivului analizat.

În toate situațiile elementele ABC se utilizează pentru *îmbrăcarea modelului cu elemente finite* pentru a-l face să se extindă astfel la infinit. Elementele ABC sunt disponibile atât pentru elementele finite bidimensionale, cât și pentru cele tridimensionale.

În concluzie se poate spune că analogia existentă între studiul structurilor de construcții și mecanice și cel al câmpului electromagnetic facilitează studiul celui din urmă prin utilizarea teoriei elaborate de Rayleigh-Ritz și Galerkin [118].

6.6 EFECTUL FANTELOR DIN ECRANE

6.6.1 Materiale pentru ecrane

Deoarece ecranul trebuie să permită închiderea curenților turbionari induși de câmpul perturbator, materialele folosite pentru ecranare trebuie să fie bune conductoare. Dacă materialul respectiv are și proprietăți magnetice, permeabilitatea relativă este mare ($\mu_r \gg 1$), dar conductivitatea σ este în general mai mică decât în cazul unui material nemagnetic. Efectele imediate sunt:

- Creșterea pierderilor prin absorbție deoarece adâncimea de pătrundere

$\delta = \sqrt{2/\omega\sigma\mu}$ scade (pentru majoritatea materialelor magnetice μ crește într-o măsură mai mare decât scade σ).

- Scăderea pierderilor prin reflexie, deoarece impedanța

ecranului $|Z_s| = \sqrt{\omega\mu/\sigma}$ crește.

Pierderile totale prin ecran sunt suma pierderilor prin absorbție și prin reflexie. În cazul câmpurilor magnetice de JF pierderile prin reflexie sunt mici și principalul mecanism de ecranare este absorbția. În aceste condiții este avantajos să se folosească un material magnetic pentru a crește pierderile prin absorbție. În cazul câmpurilor electrice de JF și al

undelor plane, pierderile sunt datorate în principal reflexiei. În acest caz, folosirea unui material magnetic duce la scăderea atenuării.

Când se folosesc materiale magnetice pentru ecranare trebuie să se țină cont de câteva proprietăți ale lor [40], [108], [109]:

- Permeabilitatea μ scade cu frecvența.
- Permeabilitatea μ depinde de intensitatea câmpului.
- Proprietățile materialelor de mare permeabilitate (mumetal, permalloy etc.) sunt afectate negativ de prelucrarea mecanică, termică și transportul defectuos.
- Majoritatea valorilor indicate în cataloage pentru permeabilitatea materialelor magnetice sunt valori statice, sau de c.c.
- Permeabilitatea magnetică și implicit, proprietățile de ecranare ale materialelor magnetice, variază cu intensitatea câmpului \vec{H} . O curbă de magnetizare tipică este prezentată în Fig.6.13. *Permeabilitatea statică* este raportul B/H . *Permeabilitatea inițială* se definește de obicei la o inducție $B=40\text{Gauss}$ ($1\text{T}=10000\text{Gauss}$). Din Fig.6.13 rezultă că permeabilitatea maximă și atenuarea maximă, se obțin la un nivel mediu al intensității câmpului. Atât la intensități mai mici cât și la intensități mai mari permeabilitatea și atenuarea sunt mai mici. La câmpuri de intensitate mare apare *saturația*, care depinde de tipul materialului și de grosimea acestuia. La intensități ale câmpului mult mai mari decât acelea la care apare *saturația*, permeabilitatea descrește rapid. În general cu cât permeabilitatea inițială este mai mare, cu atât este mai mică intensitatea câmpului la care apare *saturația*. Majoritatea specificațiilor pentru materiale magnetice sunt date de producător pentru cazul cel mai favorabil (frecvență optimă, intensitatea câmpului magnetic optimă) și pot duce la interpretări greșite prin extrapolarea lor.
- Pentru a evita fenomenul de *saturație*, pot fi folosite ecrane magnetice multistrat. Pentru câmpurile magnetice exterioare primul ecran este realizat dintr-un material cu permeabilitate scăzută, dar care se saturează la câmpuri intense, iar al doilea ecran este realizat dintr-un material cu permeabilitatea ridicată, și care se saturează la câmpuri de intensitate mică (Fig.6.14). În felul acesta primul ecran reduce mărimea câmpului magnetic la valori care nu pot satura cel de-al doilea ecran. Atenuarea cea mai consistentă a câmpului este realizată de al doilea ecran. Aceste ecrane pot fi, de asemenea, construite folosind pentru primul ecran un material conductor, de exemplu cupru, și un material magnetic pentru al doilea ecran. Totdeauna materialul cu permeabilitatea mai mică și care se saturează la câmpuri intense se plasează pe fața ecranului mai

apropiată de sursa de câmp magnetic. În unele cazuri, pot fi necesare ecrane din mai multe straturi pentru a se obține atenuarea dorită, nu doar pentru a nu satura ecranul. Un alt avantaj al ecranelor multistrat îl reprezintă faptul că pierderile prin reflexie cresc datorită suprafețelor de reflexie suplimentare [41], [110].

- Prelucrarea mecanică, îndoirea, șocurile pot afecta proprietățile magnetice ale materialelor de mare permeabilitate (μ -metal, permalloy). Proprietățile magnetice inițiale pot fi restabilite uneori prin tratamente termice specifice (de exemplu, încălzire peste temperatura Curie și răcire lentă). De obicei, tratamentul termic (recoacerea) se efectuează după fabricarea ecranelor. În starea finală materialele magnetice moi trebuie manipulate cu grijă.

În concluzie, un material magnetic, cum ar fi oțelul sau μ -metalul, realizează o ecranare mai bună [40], [103] a câmpurilor magnetice de JF decât un material bun conductor, cum ar fi aluminiul sau cuprul. La frecvențe ridicate, materialele conductoare asigură o ecranare magnetică mai bună. În cazul ecranelor realizate dintr-o bucată, fără găuri și îmbinări, atenuarea câmpurilor magnetice crește cu frecvența și, din acest motiv, măsurarea atenuării trebuie făcută la frecvența de interes cea mai scăzută (pentru a obține a_{\min}). În cazul materialelor magnetice atenuarea poate să scadă la creșterea frecvenței, din cauza scăderii permeabilității.

Atenuarea ecranelor reale scade la creșterea frecvenței din cauza pierderilor suplimentare prin găuri, fante, îmbinări imperfecte etc.

În Tabelul 6.4 sunt prezentate principalele materiale utilizate în ecranare, conductivitatea relativă la cupru, $\sigma_{r(Cu)}$, și permeabilitatea magnetică μ_r la JF, la $f=100\text{KHz}$.

Tabelul 6.4. Conductivitatea și permeabilitatea relativă a principalelor materiale.

Metal	$\sigma_{r(Cu)}$	$\mu_r(100\text{kHz})$
Ag	1.05	1
Cupru (recopt)	1.00	1
Au	0.70	1
Al	0.61	1
Mg	0.36	1
Zinc	0.29	1
Alamă	0.26	1
Cadmiu	0.23	1
Nichel	0.20	1
Bronz fosforos	0.16	1
Fier	0.17	1000
Cositor	0.15	1
Oțel	0.10	1000
Beriliu	0.10	1
Plumb	0.06	1
Ily permick	0.06	60000
Monel	0.04	1
μ -metal	0.03	60000
Permalloy	0.03	60000

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

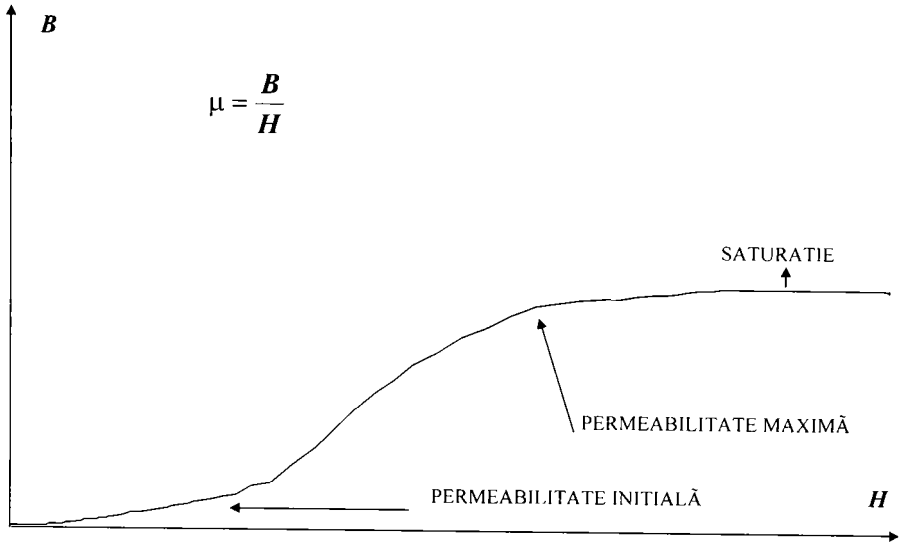


Fig.6.13. Curba de magnetizare.

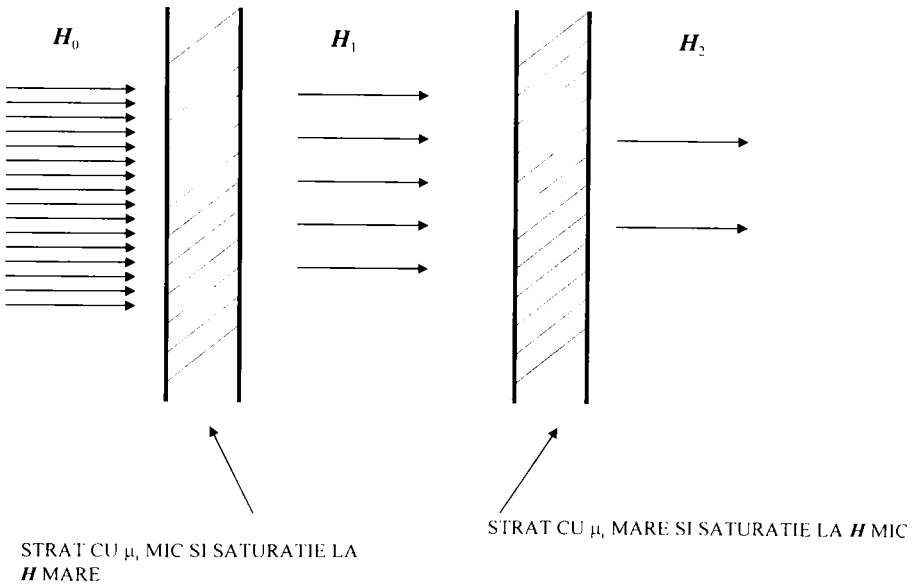


Fig.6.14. Ecrane magnetice multistrat.

6.6.2 Îmbinări, găuri și fante

În calculele anterioare ale atenuării ecranului [103] s-a presupus că ecranul este realizat dintr-o singură bucată, fără îmbinări, găuri sau fante. S-a arătat că, exceptând cazul câmpurilor magnetice de JF, este destul de ușor să se obțină o atenuare mai mare de 90dB. În practică, majoritatea ecranelor nu sunt realizate dintr-o singură bucată. În mod necesar trebuie să existe capace demontabile pentru acces, găuri pentru butoane, comutatoare, afișoare, instrumente de panou, îmbinări demontabile, lipituri, suduri etc. Toate acestea pot reduce considerabil atenuarea ecranului (diferența între ce s-a calculat pe baza modelului teoretic și ceea ce se măsoară pe prototip poate ajunge la 20÷40dB).

În cazul ideal, câmpul magnetic incident ajunge în spațiul protejat doar prin traversarea peretelui metalic al ecranului. În practică, o parte pătrunde în interior direct prin fante, găuri, care joacă rolul unor antene de recepție și apoi re-radiază în spațiul protejat.

Pe de altă parte câmpul incident induce în peretele ecranului curenți turbionari, care la rândul lor crează un câmp \vec{H}_T de sens contrar câmpului incident. Reducerea câmpului în interiorul ecranului se datorează tocmai sumării vectoriale a câmpului incident \vec{H}_c cu câmpul \vec{H}_T . Dacă, dintr-un motiv oarecare curenții turbionari nu pot circula, sau sunt puternic distorsionați, câmpul \vec{H}_T va avea o intensitate redusă și/sau o orientare nepotrivită, iar efectul de ecranare va fi mult diminuat.

În continuare, pentru simplitate, prin termenul *dispersie* se vor desemna toate fenomenele care duc la creșterea câmpului perturbator în spațiul protejat, față de cazul unui ecran din același material, cu aceeași grosime și cu aceeași geometrie, la care toate problemele tehnologice sunt ignorate (ideal).

Din punct de vedere practic, atenuarea teoretică pe care o poate asigura materialul din care este făcut ecranul este mai puțin importantă decât influența aspectelor tehnologice. Acestea reduc mult atenuarea datorită creșterii dispersiei cauzate de suduri, îmbinări, fante, găuri.

Discontinuitățile ecranului au în general un efect mai pronunțat asupra dispersiei câmpului magnetic decât asupra dispersiei câmpului electric.

În consecință, se va insista, în continuare, asupra metodelor de minimizare a dispersiei câmpului magnetic. În majoritatea cazurilor aceste metode sunt adecvate și pentru minimizarea dispersiei câmpului electric.

Dispersia datorată unei discontinuități în ecran depinde, în principal, de următorii factori:

1. Dimensiunea liniară maximă a fantei;
2. Impedanța de undă a câmpului perturbator;
3. Frecvența sursei de perturbații.

Faptul că dimensiunea maximă și orientarea fantei și nu aria determină mărimea dispersiei poate fi cel mai ușor înțeles considerând circulația curenților turbionari. Acești curenți trebuie să poată circula nedistorsionați prin ecran, conform modului în care au fost induși de către câmpul incident. Dacă o discontinuitate în ecran îi forțează să circule pe o cale diferită, atenuarea este redusă. Cu cât abaterea de la traseul normal al curenților turbionari este mai mare, cu atât scăderea atenuării este mai mare. Fig.6.15 ilustrează modul în care discontinuitățile afectează circulația curenților induși prin ecran [40]. Fig.6.15a prezintă o porțiune de ecran fără discontinuități și curenții induși în această porțiune. Fig.6.15b arată că o fantă dreptunghiulară distorsionează traseul curenților induși și produce astfel dispersia câmpului magnetic. Fig.6.15c prezintă o fantă de aceeași lungime cu cea din Fig.6.15b, dar mai îngustă. Se observă că efectul asupra circulației curenților este același ca în Fig.6.15b și în consecință dispersia va fi la fel de mare. În Fig.6.15d se prezintă un grup de mici găuri care distorsionează mult mai puțin curenții induși decât fantele din Fig.6.15b și Fig.6.15c, chiar dacă aria lor totală este la fel de mare; în consecință dispersia va fi mai mică. Din exemplele de mai sus rezultă clar că un număr mare de găuri mici produce o dispersie mai mică decât o singură gaură mare având aceeași arie totală.

O fantă dreptunghiulară ca cea din Fig.6.15b sau Fig.6.15c formează o *antena fantă*. O astfel de antenă, chiar dacă este foarte îngustă, poate cauza o dispersie considerabilă dacă este mai lungă decât $\lambda/100$. Îmbinările formează deseori astfel de antene fantă, foarte eficiente. Radiația maximă a unei antene fantă apare când lungimea ei este egală cu $\lambda/2$.

Pentru calculul câmpului generat de fante se găsesc foarte puține indicații în literatura de specialitate. Câmpul perturbator magnetic, perpendicular pe structură, se consideră în interiorul ecranului.

Se vor considera, în continuare, fante dreptunghiulare ale căror dimensiuni sunt mici în comparație cu lungimea de undă considerată. Totodată se consideră și câmpurile electrice tangențiale cunoscute [128]. Pentru fanta din Fig.6.16 se admite fie câmpul electric polarizat după direcția \vec{e}_a de forma:

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

$$\vec{E}'_a = b \cdot \cos \left\{ \frac{\pi}{b} \cdot \left(\frac{(\vec{r} - \vec{r}_A) \cdot (\vec{r}_B - \vec{r}_A)}{b} - \frac{b}{2} \right) \right\} \cdot \vec{e}_a \quad (6.67)$$

sau după o direcție \vec{e}_b de forma:

$$\vec{E}'_b = a \cdot \cos \left\{ \frac{\pi}{a} \cdot \left(\frac{(\vec{r} - \vec{r}_a) \cdot (\vec{r}_D - \vec{r}_A)}{a} - \frac{a}{2} \right) \right\} \cdot \vec{e}_b \quad (6.68)$$

\vec{r} reprezintă vectorul de localizare al unui punct în interiorul fantei.

\vec{e}_a, \vec{e}_b reprezintă vectorii unitate ai marginilor fantei.

$$\vec{e}_a = \frac{\vec{r}_D - \vec{r}_A}{a} = \frac{\vec{r}_C - \vec{r}_B}{a} \quad (6.69)$$

$$\vec{e}_b = \frac{\vec{r}_B - \vec{r}_A}{b} = \frac{\vec{r}_C - \vec{r}_D}{b} \quad (6.70)$$

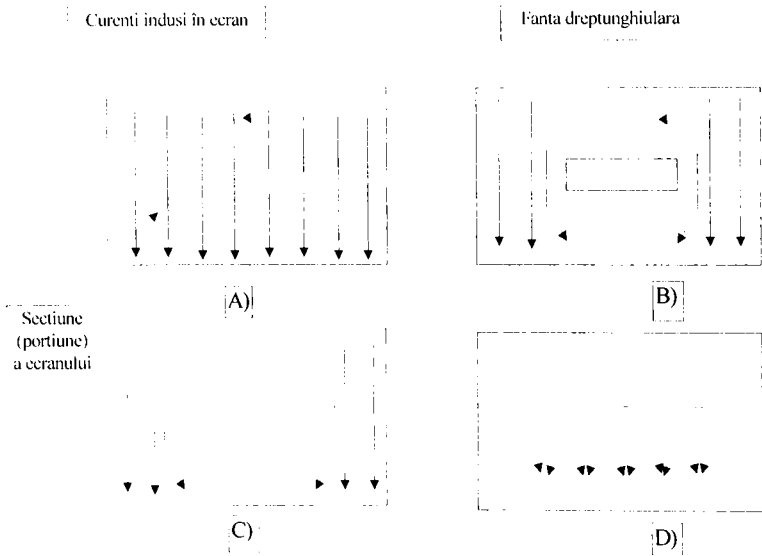


Fig. 6.15. Circulația curenților induși prin ecran.

Se poate pleca de la câmpuri cu astfel de polarizare, datorită faptului că vectorii de câmp electrici vectoriali se pot descompune în componente ortogonale.

Pentru calculul câmpului electromagnetic în afara carcusei, se va considera în conformitate cu principiul de echivalență întreaga suprafață a carcusei (inclusiv zonele fantei) perfect conducătoare. Pe carcasă se aplică

densități magnetice de curent de suprafață, care sunt identice cu componentele tangențiale ale câmpului electric date prin intermediul problemei originale. În această situație în zonele fantei nu se găsesc decât

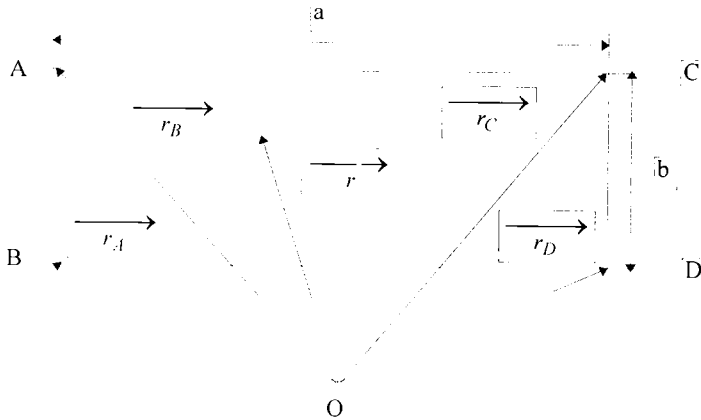


Fig. 6.16. Apertură dreptunghiulară.

densități magnetice de curent de suprafață, datorită faptului că intensitățile tangențiale electrice dispar într-un material perfect conducător.

Materialul din care este făcut ecranul trebuie să fie suficient de rigid pentru a preveni eventuale concavități între punctele de contact. Aceste concavități vor acționa fie ca antene fantă, fie ca ghiduri de undă, și pot produce efecte nedorite la anumite frecvențe. Soluții posibile ar putea fi: utilizarea garniturilor conductive (gaskets), utilizarea garniturilor metalice (spring contact fingers) etc.

Găurile mari (de exemplu pentru ventilație) trebuie obligatoriu acoperite cu plasă din sârmă de cupru sau materiale de tip fațure. Problemele mecanice și structurale sunt uneori rezolvate împărțind ecranul în mai multe compartimente; se obține astfel o mai bună stabilitate mecanică și structurală, reducerea riscului concavităților, creșterea rigidității la fixarea capselor. De asemenea, este posibil ca în acest fel unele compartimente interioare să poată fi înconjurate de mai multe ecrane.

O parte din energia câmpului incident pătrunde în ecran și se reflectă de pereții acestuia. Este posibil ca la anumite frecvențe ecranul să înceapă să se comporte ca o cavitate rezonantă. Într-o cavitate rezonantă putem avea trei plane de oscilație. Modificând forma cavității se vor modifica reflexiile și undele staționare. Pentru prevenirea rezonanțelor cauzate de aceste reflexii se pot folosi materiale absorbante. Un ecran *prea bun* (cu pereți

aproape perfect conductori - de exemplu argintați) are șanse mai mari să rezoneze și să provoace astfel o puternică perturbație deoarece coeficientul de reflexie este mai mare, $|\rho| \approx 1$.

O modalitate obișnuită de a realiza găurile pentru ventilație constă în folosirea configurației din Fig.6.17. Figura prezintă o secțiune a ecranului

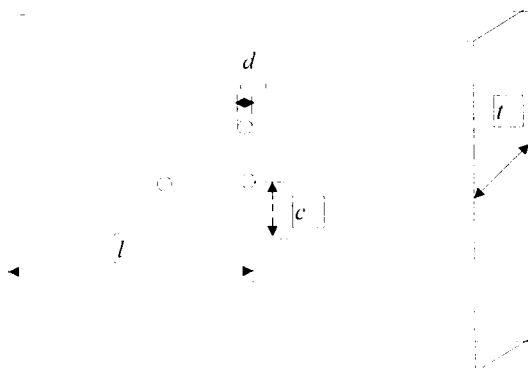


Fig.6.17. Găuri pentru ventilație.

conținând o suprafață pătrată cu găuri rotunde. Diametrul unei găuri este d , distanța între centrele găurilor este c , latura suprafeței găurite este l , iar grosimea ecranului este t . Pentru o astfel de configurație atenuarea câmpului magnetic este [41]:

$$S = 20 \log \frac{c^2 l}{d^3} + 32 \frac{t}{d} + 3.8 \quad [\text{dB}] \quad (6.71)$$

Această atenuare reprezintă plusul de atenuare care se obține folosind suprafața găurită, comparativ cu situația în care am fi făcut în ecran o singură gaură pătrată de suprafață $l \times l$. Relația (6.71) se aplică dacă $d < \lambda/2\pi$ și arată că atenuarea este independentă de frecvență. Dacă suprafața găurită este dreptunghiulară, cu dimensiunile l_1 și l_2 , se poate folosi în ecuația (6.71) $l = \sqrt{l_1 \cdot l_2}$. Primul termen din ecuația (6.71) reprezintă dispersia prin găuri în cazul unui ecran subțire. Al doilea termen reprezintă un factor de corecție care ține cont de grosimea ecranului, tratând fiecare gaură ca un ghid de undă sub frecvența de tăiere [40]. În relația (6.71) s-au presupus perforații circulare.

Pornind de la teoria prezentată anterior se vor realiza o serie de analize Quickfield cu ajutorul cărora se vor putea urmări câmpurile \mathbf{B} , \mathbf{H} într-un punct de monitorizare aflat în zona spațiului protejat al ecranului.

Câmpul sursă perturbator se află în interiorul ecranului cu fante. Spațiul din exteriorul ecranului se consideră spațiul protejat. Modelele utilizate sunt cele prezentate în paragraful 6.6 pentru ecranul cilindric laminat dublu strat, cupru interior și fier exterior și pentru ecranul dreptunghiular plan paralel laminat dublu strat, cupru interior și fier exterior. Analiza se realizează atât la frecvențe joase (de ex. 60 Hz), cât și la frecvențe înalte (de ex. 1 MHz).

Totodată prin intermediul acestor analize se vor putea scoate în evidență anumite avantaje sau dezavantaje ale unor anumite forme, respectiv, materiale folosite în realizarea unor ecrane.

Cu ajutorul acestor analize se vor putea realiza și altele, doar prin simpla modificare a proprietăților din care este realizat ecranul. În cadrul analizei cu ajutorul metodei de elemente finite s-a ținut cont de proprietatea de simetrie și de repetitivitate a structurilor.

În cadrul Fig.6.18 se urmărește analiza **MEF** pentru o structură cilindrică dublu strat, care prezintă o singură fantă. Studiul se efectuează la joasă și înaltă frecvență. Valorile pentru **B** și **H**, ce apar în aceasta situație, în punctul de monitorizare considerat pe partea ecranului unde este plasată fanta, sunt mult mai mari decât în situația în care ecranul cilindric dublu strat este fără fantă. O dată cu creșterea frecvenței, se observă o creștere mai accentuată a valorilor **B** și **H** în punctul de monitorizare ● . Deci, datorită fantei eficacitatea ecranării scade considerabil, scădere ce se accentuează și datorită creșterii frecvenței. Datorită creșterii frecvenței, permeabilitatea ecranului scade, ceea ce se observa în Fig.6.18.b prin creșterea intensității câmpului magnetic în stratul de cupru.

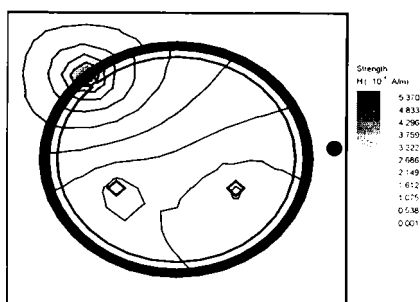


Fig. 6.18.a Ecran cilindric dublu strat
Fe exterior-Cu interior cu o singură
fantă, la joasă frecvență.

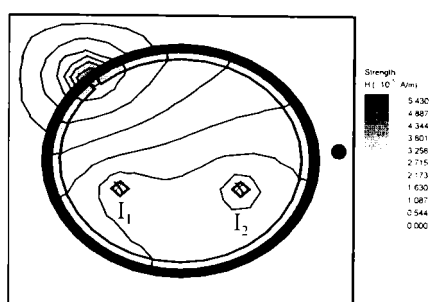


Fig. 6.18.b Ecran cilindric dublu strat
Fe exterior-Cu interior cu o singură fantă,
la înaltă frecvență.

În Fig.6.19 se ilustrează un model cu o fantă globală mare.

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

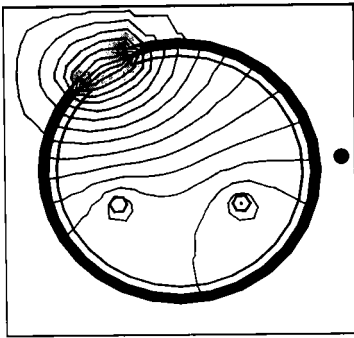


Fig.6.19.a Ecran cilindric dublu strat Fe exterior-Cu interior cu o fantă echivalentă cu patru fante, la joasă frecvență.

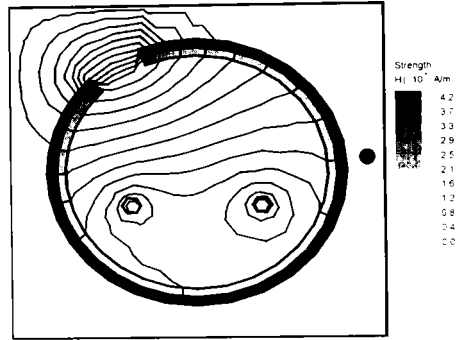


Fig.6.19.b Ecran cilindric dublu strat Fe exterior-Cu interior cu o fantă echivalentă cu patru fante, la înaltă frecvență.

În Fig.6.20 se prezintă un ecran identic cu cel anterior, numai că de această dată ecranul prezintă 4 fante. Valorile B , H cresc foarte mult față de situația anterioară, ceea ce era și de așteptat. Datorită numărului crescut

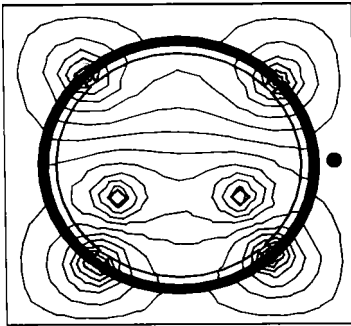


Fig.6.20.a Ecran cilindric dublu strat Fe exterior-Cu interior cu patru fante, la joasă frecvență.

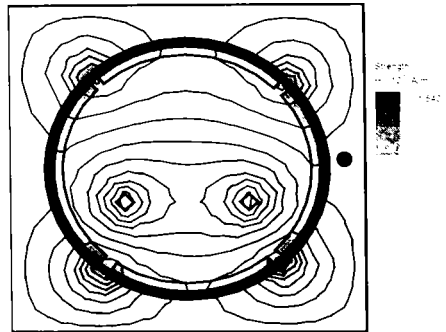


Fig.6.20.b Ecran cilindric dublu strat Fe exterior-Cu interior cu patru fante, la înaltă frecvență.

al fantelor și al creșterii frecvenței, eficacitatea ecranării a scăzut considerabil față de situația anterioară.

Se constată că valorile eficacității ecranării obținute în această situație sunt mai mari decât în situația anterioară, deci se poate concluziona că se preferă un ecran cilindric cu patru fante mici, în locul unui ecran cu o singură fantă mare.

În Fig. 6.21 se prezintă un ecran dreptunghiular dublu strat cu o fantă.

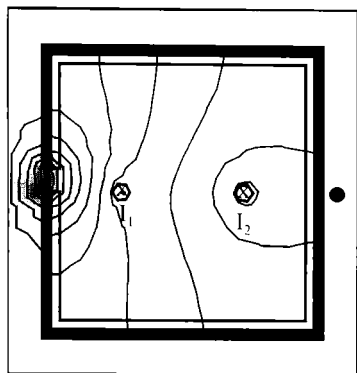


Fig.6.21.a Ecran dreptunghiular dublu strat Fe exterior-Cu interior cu o singură fantă, la joasă frecvență.

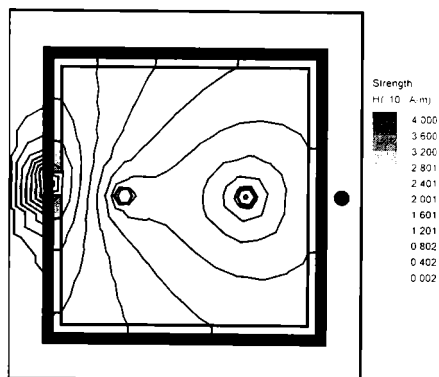


Fig.6.21.b Ecran dreptunghiular dublu strat Fe exterior-Cu interior cu o singură fantă, la înaltă frecvență.

Rezultatele, care se obțin sunt asemănătoare cu cele obținute la ecranul cilindric dublu strat. Eficacitatea ecranării față de situația fără fantă de la joasă frecvență a scăzut considerabil, iar o dată cu creșterea frecvenței se observă o scădere mai accentuată a eficacității ecranării. Câmpul magnetic armonic la ecranul cilindric fără fante este determinat și prin intermediul programului **armcampf.m** realizat în **MATLAB**, aflat în Anexa III. Valorile obținute pentru H sunt apropiate de cele obținute prin **MEF**, acestea conducând la valori aproximativ egale ale eficienței ecranării.

Valorile cele mai mici pentru SE sunt prezentate, atât pentru ecranul cilindric dublu strat, cât și pentru cel dreptunghiular în Tabelul 6.5.

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

Tabelul 6.5. Valorile SE pentru ecranul cilindric și dreptunghiular cu două straturi, strat interior cupru, strat exterior fier, în punctul de monitorizare, unde H prezintă valoare cea mai mare, cu $r_1=35\text{mm}$, $a=c=80\text{mm}$.

Nr. fante	SE [dB] măsurată	fără fantă	1 fantă JF	1 fantă IF	4 fante JF	4 fante IF	echiv. 4 fante JF	echiv. 4 fante IF
ecran cilindric	15.56	$\cong 6$	1.375	1.333	1.119	1.101	1.111	1.099
ecran dreptunghiular	13.97	$\cong 5$	1.333	1.125	1.14	1.03	1	1

Modul de variație în domeniul (1÷1000 MHz) a eficacității ecranării este prezentat în Fig.6.22. pentru ecranul laminat cilindric cu două straturi.

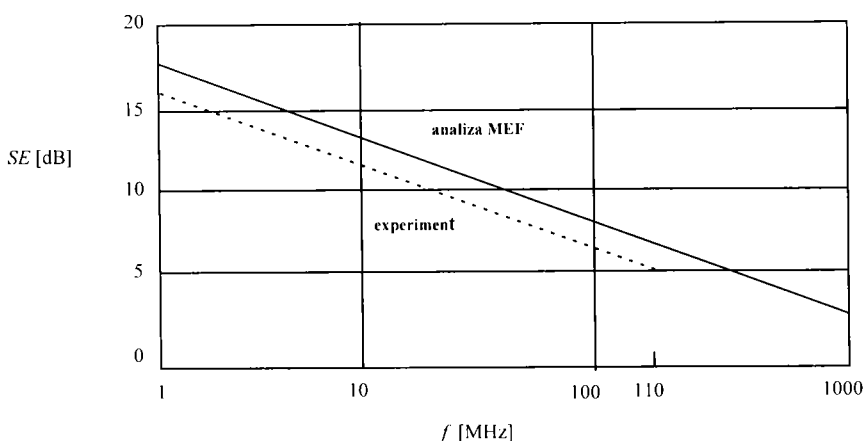


Fig. 6.22. Modul de variație a eficacității ecranării cu frecvența (analiza MEF și experimental).

Variația eficacității ecranării va deveni mai semnificativă atunci când distanța între câmpul sursă perturbatoare și ecran va avea valori mai mari sau dacă frecvența va crește în domeniul GHz-ilor.

În cadrul acestui paragraf autoarea realizează simulările **MEF** ale ecranelor laminate dublu strat cilindrice și dreptunghiulare, cu fante.

6.9 ECRANAREA REALIZATĂ SUB FORMĂ DE GRILAJE

6.9.1 Concepția unei rețele de pământare

După cum se știe clădirile necesită prize de pământ pentru o bună izolare. În capitolul de față se pune problema realizării unei rețele de pământare optime.

Pentru realizarea unei bune rețele de pământare [22], [114] nu este necesară forarea cu mare osteneală până la mare adâncime. Chiar dacă aceasta a fost realizată astfel, echipotențialitatea zonei nu se îmbunătățește din această cauză. Pentru a îmbunătăți o rețea de pământare este suficient să se aplice câteva reguli, care se consideră validate prin experiență.

În cadrul acestui subcapitol se prezintă două modalități de concepere a rețelei de pământare, și anume cu bară verticală, respectiv, cu bandă sau cablu orizontal. Avantajul barei îl reprezintă o suprafață redusă pe care acesta o folosește, bara se adaugă ușor și asigură o coroziune lentă. Avantajul decisiv al centurii, respectiv benzii îl reprezintă contribuția acesteia la echipotențialitatea zonei în cadrul căreia este realizată rețeaua.

Un conductor se poate pământa vertical (bară) sau orizontal (o centură). Bara prezintă o rezistență aproximativ de două ori mai redusă decât cea a unui conductor orizontal. Se preferă totuși conductoarele orizontale pentru că acestea contribuie mai bine la echipotențialitatea zonei.

Conductoarele pământate se pot spația la cel puțin 20cm față de alte canalizări metalice pentru limitarea vitezei de coroziune între metale diferite. În cazul în care se utilizează conductoare cu secțiune rotundă, suprafața acestora trebuie să fie de minim 50mm^2 pentru a nu se coroda atât de repede. O teacă de plumb reduce viteza de coroziune. Se poate utiliza și un conductor plat de aceeași secțiune. Se preferă utilizarea unui conductor plat în locul unui conductor cu secțiune rotundă de același volum, pentru că la preț comparabil conductorul plat prezintă o suprafață de contact mult mai mare cu solul. O secțiune de cablu din cupru de suprafață 35mm^2 este suficientă pentru a nu se topi cablul sub șocul unui trâznet direct de foarte mare amplitudine.

Un cablu pământat trebuie plasat la o adâncime suficient de mare pentru a nu îngheța. Adâncimea plasării cablului trebuie să fie de cel puțin 1m. Rețeaua de cabluri trebuie acoperită de teren arabil de rezistivitate redusă și nu de resturi de materiale de construcții, care sunt prea mari pentru a asigura un contact intim cu suprafața conductoarelor pământate.

Racordurile între cablurile pământate sunt fie lipite sau sudate. Nu se vor folosi conexiuni strânse datorită faptului că coroziunea crește rezistența lor în timp. Tehnica lipirii prin aluminoterapie [22], [114], [115] este cea mai recomandată. Racordarea rețelei de pământare pe fier-beton, cu armături sub formă radială este preferabilă. Dacă nu se poate săpa un tranșeu la periferia construcției pentru depunerea centurei de împământare, atunci este posibil ca rețeaua de pământare să fie inclusă în cadrul rețelei radiale din beton. Rezistivitatea unui amestec format dintr-un volum de ciment la trei de nisip este aproximativ egală cu $150\Omega\text{m}$. Această valoare este comparabilă cu rezistivitatea mijlocie a unui sol foarte bun, ceea ce înseamnă un sol de o rezistivitate redusă. Armătura radială din fier a unei structuri din beton armat poate să fie folosită cu succes în cazul în care secțiunea rețelei este de cel puțin 50mm^2 .

Pentru a ameliora echipotențialitatea zonei se recomandă o rețea pământată cu ochiuri sub formă de grilaj. În cazul în care construcția se află pe o suprafață redusă, de exemplu 10m^2 este suficientă o centură simplă. În cazul în care, se consideră construcții noi de suprafață mare la sol, se recomandă un grilaj de conductoare pământate după o grilă de dimensiuni $10\times 15\text{m}$. Centura de pământare este necesar să fie făcută accesibilă prin intermediul a numeroase bare de pământare, numite și *borne sau plăci de pământare*. Aceste puncte de racord se instalează de-a lungul centurii de pământare, pământare îngropată în periferia clădirii. Distanța dorită între barele de pământare nu trebuie să depășească 20m . Această recomandare se aplică chiar și pentru clădirile de suprafață mare. O centură de masă accesibilă în mod direct, la adăpost față de coroziune prezintă un dublu avantaj, datorită faptului că centura împământată este legată de jur împrejur și de bornele de pământare.

Disponând de un mare număr de bare de pământare, acestea permit să se racordeze ușor și în multe puncte rețeaua de masă la rețeaua de pământare. Se preferă racordarea sistematică la pământ a conductoarelor vecine barelor de pământare, chiar dacă acestea sunt legate deja la pământ: șarpantă, canat, teci metalice, țevă, șină etc.

Dacă se dorește mărirea suprafeței de contact a rețelei de pământare cu solul, atunci se pot adăuga conductoare sub formă de *tije*. Rolul acestor conductoare plasate sub formă de raze este de a evacua curenții departe de zona protejată. Pozițiile optime ale acestor conductoare sunt colțurile clădirii și punctele de legătură între conductoarele ce coboară și centura de pământare. Este practic inutil să se adauge o bucată de tijă, dacă unghiul în raport cu conductoarele vecine este mai mic de 60° . Astfel trei conductoare

într-un colț sau două pe o latură a clădirii sunt suficiente. Lungimea fiecărei tije se stabilește în funcție de rezistența căutată și de rezistivitatea solului.

În cadrul unui sol de rezistivitate corectă ($\approx 100\Omega\text{m}$) o lungime de 10m a tije este convenabilă. Aceste conductoare trebuie să fie de aceeași natură ca centura de pământare. Pentru zone de dimensiuni mari, cu centură de pământare de perimetru mare nu sunt necesare aplicarea tijelor.

6.9.2 Ecranarea magnetică optimă cu ajutorul unei structuri sub formă de grilaje

În Fig. 6.23 se prezintă vederea de sus a unei structuri de ecranare sub formă de grilaj din fier.

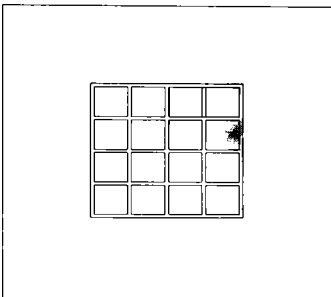


Fig.6.23 Vedere de sus a unui grilaj din fier pe suport pământ având ochiuri de dimensiune 10m x 10m.

Ochiurile grilajului au o dimensiune de 10m x 10m. Câmpul magnetic sursă perturbator S, cu incidență normală se consideră deasupra structurii. Structura se reprezintă pe dimensiunile $x \in [-50, 50]\text{m}$ și $y \in [0, 100]\text{m}$. În toate situațiile privitoare la grilaje se ține cont de principiul simetriei și a repetitivității. În Fig.6.24.a se ilustrează un grilaj cu bare 'e' profil 'rep unghiular din fier în secțiune, cu câmp magnetic exterior perturbator, la joasă frecvență. Comparativ în Fig.6.24.b se prezintă aceeași structură, dar la înaltă frecvență. Prin intermediul analizei MEF se poate determina valoarea intensității magnetice H în spațiul protejat din dreapta grilajului,

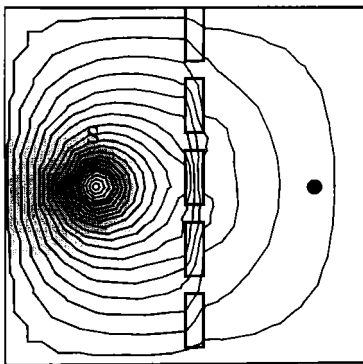


Fig.6.24.a Grilaj cu bare de profil dreptunghiular din fier, cu câmp magnetic exterior perturbator, la joasă frecvență.

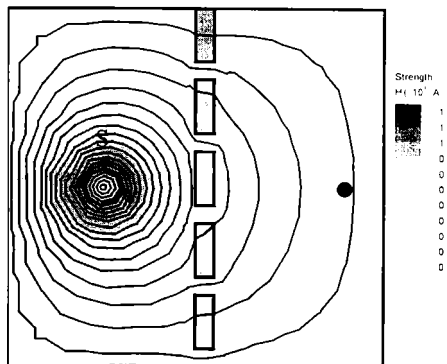


Fig.6.24.b Grilaj cu bare de profil dreptunghiular din fier, cu câmp magnetic exterior perturbator, la înaltă frecvență.

de monitorizare ● $x=60, y=55$. La înaltă frecvență, față de situația de la joasă frecvență, se constată că valoarea intensității magnetice este mult mai mare. Acest aspect conduce la scăderea eficacității ecranării, precum și la scăderea permeabilității materialului din care este realizat grilajul. În mod similar, se realizează în Fig.6.25 studiul ecranelor grilaj cu secțiune circulară. Concluziile, care se obțin în această situație, sunt similare celor obținute anterior în cazul grilajului dreptunghiular.

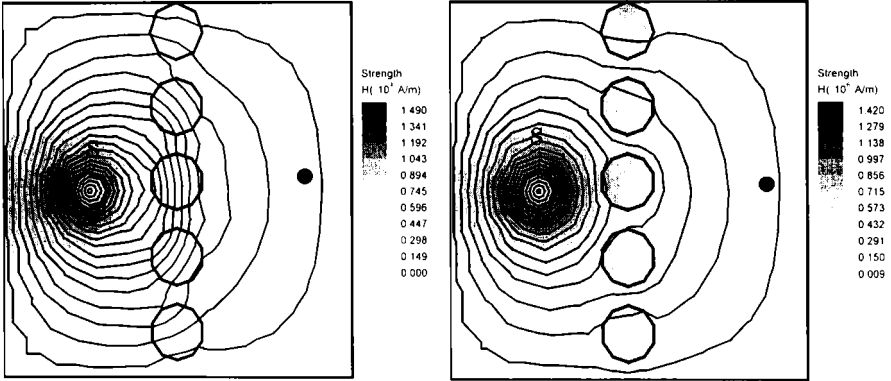


Fig.6.25.a Grilaj cu bare de profil circular din fier, cu câmp magnetic exterior perturbator, la joasă frecvență.

Fig.6.25.b Grilaj cu bare de profil circular din fier, cu câmp magnetic exterior perturbator, la înaltă frecvență.

În Tabelul 6.6 se prezintă comparativ valorile eficienței ecranării la cele două tipuri de grilaje prezentate, atât la joasă frecvență, cât și la înaltă frecvență.

Tabelul 6.6. Eficiența ecranării în cazul unei structuri de tip grilaj.

Tipul grilajului	La joasă frecvență (60 Hz)	Înaltă frecvență (10MHz)
	SE [dB]	SE [dB]
Grilaj circular	19.97	14.98
Grilaj dreptunghiular	20.37	16

Din evaluarea figurilor prezentate mai sus și a Tabelului 6.6 se poate observa, că se preferă utilizarea grilajului dreptunghiular în locul celui circular. Această alegere se datorează faptului că, eficacitatea ecranării obținută cu acest tip de grilaj este mai bună. La ambele tipuri de grilaje se observă scăderea eficienței ecranării la frecvențe mai ridicate.

Din analiza rezultatelor numerice, se poate observa că apar emisii evidente (creșterea foarte mare a lui H , în punctul de monitorizare) în jurul

frecvenței de rezonanță a fiecărei structuri. Fenomenul de radiație se poate însă observa cu ușurință și la frecvențe mai joase. Cu cât structura are ochiuri mai mari cu atât fenomenul de radiație este mai ușor de observat. De aceea, pentru a se putea reduce radiațiile nedorite, este necesar să se utilizeze structuri cu ochiuri cât mai mici.

În concluzie, se poate spune că **programele model, realizate mai sus de autoare, se pot utiliza pentru testarea și verificarea mai multor tipuri de grilaje cu proprietăți de material și surse perturbatoare diferite.**

6.10 DEGRADAREA ECRANELOR ÎN PREZENȚA CONDUCTOARELOR EXTERNE

6.10.1 Aspecte generale

Atunci când un conductor extern se află plasat în apropierea unei aperturi, apertură ce se află plasată într-un ecran, cantitatea de energie prin cuplaj ce ia naștere prin intermediul acestor aperturi va crește foarte mult. Lucrările întâlnite în cadrul literaturii de specialitate [67], [66] s-au referit până acum doar la geometrii, care se consideră mici în comparație cu lungimea de undă de interes și la lucrări ce se referă la metoda diferențelor finite. În cadrul acestui paragraf problema se va extinde apelând la **metoda elementelor finite**, soluțiile oferite de această metodă crează posibilitatea studierii **unor structuri cu geometrii mult mai mari**. În continuare se vor studia și analiza o serie de geometrii.

În cadrul echipamentului electronic ce necesită ecranare, este necesară asigurarea diferitelor forme și mărimi ale aperturilor pentru răcire sau pentru accesul la componentele interne ale sistemului. În apropierea acestor aperturi se găsesc în general materiale conductoare cum ar fi cabluri I/O și legături montante. Se știe că poziția cablurilor I/O este critică în timpul testărilor **CEM** [67]; totodată s-a observat că poziționarea cablurilor în apropierea aperturilor din ecran au dat naștere la nivele de emisie crescute.

Pentru a se putea proiecta ecrane, care să lucreze corect în prezența unor conductori externi, este important să se înțeleagă modul în care interacționează conductoarele cu aperturile din ecran.

În lucrările realizate în literatura de specialitate [67], [66] performanțele unui ecran se evaluează prin separarea funcțiilor ecranării în patru categorii: eficacitatea ecranării, atenuarea câmpului \bar{E} , atenuarea

câmpului \vec{H} și impedanța de suprafață. Fiecare funcție se evaluează separat utilizând aproximări cvasistatice. Din păcate aceste aproximări se limitează la arii mici ale ecranului și la cazuri simple, în cadrul cărora nu putem avea decât un singur mecanism de cuplare.

În studiul de față se va folosi un program bidimensional Quickfield, care nu are limitările codurilor cvasistatice. Cu ajutorul tehnicilor ce se bazează pe metoda elementelor finite se pot calcula cuplajele electromagnetice. Dezavantajul metodei îl reprezintă un timp de calcul mai lung și o limită superioară a modelului geometric impusă de memoria existentă a calculatorului.

Implementarea modelelor mai complexe nu reprezintă o dificultate cu ajutorul programului Quickfield.

6.10.2 Modele geometrice

Toate cazurile studiate în cadrul acestui paragraf utilizează același model geometric de bază. O sursă externă se consideră localizată sub un ecran și un conductor extern se află localizat deasupra. Mai multe puncte de monitorizare se consideră localizate deasupra conductorului extern sub forma unui arc de cerc (Fig.6.26).

Pentru toate modelele se va utiliza aceeași structură ecran-apertură. Nouă găuri pătrate, fiecare având latura de 6mm, sunt aranjate trei câte trei și plasate în centrul plăcii metalice Fig.6.26 (vedere de sus și secțiunea domeniului de calcul). Datorită faptului că ecranul se întinde de-alungul întregului domeniu computațional, numai energia ce trece prin aperturi se poate cupla cu conductorul extern.

Unul din avantajele utilizării instrumentelor modelatoare este posibilitatea studiului efectelor conductoarelor externe fără ca acestea să fie afectate de influența surselor reale. Acest lucru este posibil prin impunerea unei *pseudo surse*. O pseudo sursă se crează prin impunerea câmpurilor, echivalente cu cele generate de un curent printr-un cablu, în mod direct în domeniul computațional, fără a mai fi necesar să se utilizeze un conductor pentru modelarea cablului. Acest aspect elimină rezonanțele asociate cu sursa și efectele mutuale față de sursă. Sunt totuși situații în care se doresc efectele de cuplaj ale sursei. În acest caz sursele se includ ca și conductoare de dimensiuni adecvate.

Tehnica de calcul corespunzătoare metodei elementelor finite este rapidă din punct de vedere computațional și cu ajutorul ei se pot examina o multitudine de variații ale modelului.

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

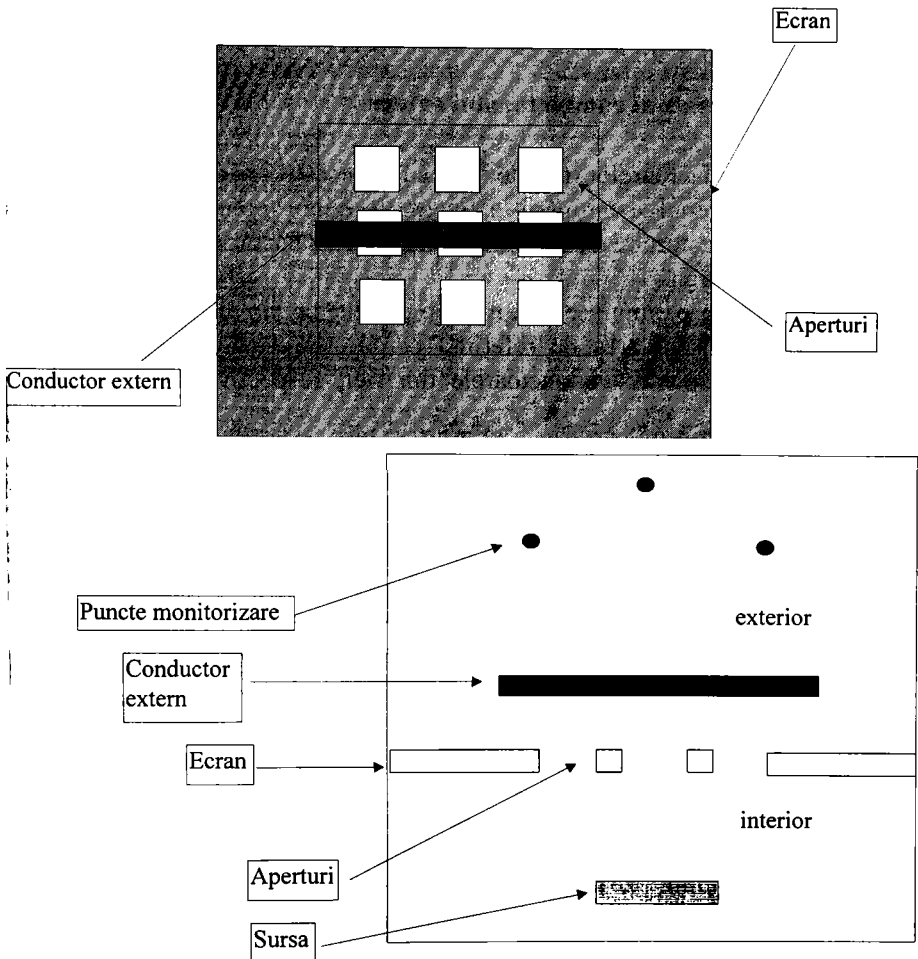


Fig.6.26. Vedere de sus și secțiunea domeniului de calcul.

Un asemenea studiu permite evaluarea erorilor ce apar în cadrul măsurărilor pentru câmpul electromagnetic radiat din cauza schimbării poziției diverselor cabluri adiacente echipamentului.

O serie de simulări se pot realiza pentru fiecare variabilă examinată. Variațiile studiate includ efectele lungimii conductorului extern, spațierea față de ecran și interacțiunile între diferitele surse și conductoare externe. Cazurile prezentate în continuare devin progresiv tot mai complicate și mai

reprezentative pentru problemele de cuplaj real, ce pot apare în timpul proiectării sistemelor.

6.10.2.1 Modelul *lungime* al conductorului extern

Lungimile conductoarelor testate în cadrul acestui paragraf sunt: 40mm, 60mm. În timpul examinării efectelor lungimii conductoarelor externe, lățimea conductorului se menține constantă. O sursă se plasează destul de departe de ecran.

Inițial se rulează o simulare fără nici un conductor din fier prezent, simulare care devine simularea de referință pentru simulările în cadrul cărora se iau în considerare conductoarele din fier, respectiv cupru de diferite lungimi.

6.10.2.2 Modelul *cuplare* al sursei

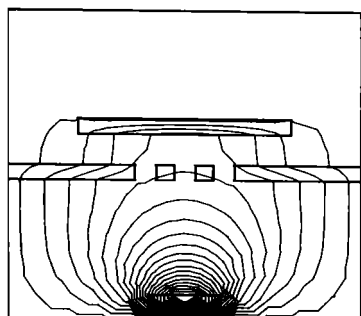
Atunci când sursa este localizată în apropierea ecranului nu se poate ignora cuplajul direct ce poate lua naștere. Se modelează două poziții pentru sursă, iar simulările se execută cu și fără conductor prezent. Situațiile care se urmăresc sunt următoarele: sursa în poziție inițială, depărtată față de ecran și sursa în poziție mai apropiată față de ecran.

6.10.3 Rezultate modelate Quickfield

Se urmărește intensitatea câmpului magnetic în punctele de monitorizare pentru toate situațiile prezentate mai sus. Numărul punctelor de monitorizare se minimizează, astfel încât să se poată obține doar vârfurile nivelelor de emisie. Totodată se determină variația intensității câmpului magnetic în cele trei puncte de monitorizare de următoarele coordonate: MON1(25,80), MON2(50,95), MON3(75,80). Se consideră valoarea cea mai mare obținută în unul din aceste trei puncte și se calculează eficacitatea corespunzătoare ecranului perforat. În Fig. 6.27 se ilustrează modelul **MEF**, corespunzător structurii prezentate mai sus.

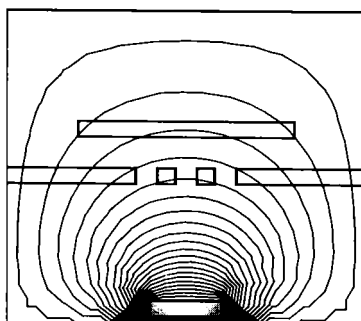
La frecvențe joase (de ex.60Hz) conductorul se consideră realizat din fier. La frecvențe înalte (de ex.1MHz) acesta poate fi din orice material. Conductorul se consideră neparcurs de curent. În această situație conductorul va avea efect suplimentar de atenuare. Practic, acesta contribuie la îmbunătățirea eficienței ecranării plăcii de ecran perforate, ceea ce se poate constata și cu ajutorul Tabelului 6.7, în care se observă

creșterea eficienței ecranării o dată cu plasarea conductorului deasupra plăcii perforate, chiar deasupra fantelor, acoperind astfel o parte a aperturilor existente în ecran.



Strength
H (10⁻⁷ A/m)

3.070
2.763
2.456
2.149
1.842
1.535
1.228
0.921
0.614
0.307
0.000



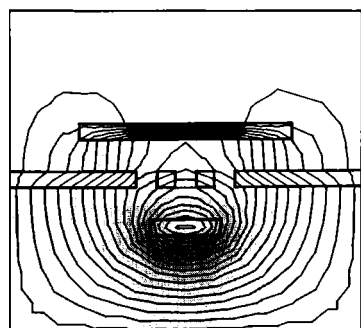
Strength
H (10⁻⁷ A/m)

4.180
3.762
3.344
2.927
2.509
2.091
1.673
1.255
0.837
0.420
0.002

Fig.6.27.a. Ecran perforat cu conductor 60mm, sursă depărtată, la frecvențe joase.

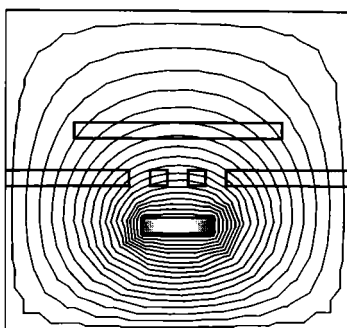
Fig.6.27.b. Ecran perforat cu conductor 60mm, sursă depărtată, la frecvențe înalte.

Studiul se continuă în Fig.6.28 cu prezentarea structurii anterioare, în cadrul căreia sursa se va considera apropiată. Examinând rezultatele obținute pentru H în punctele de monitorizare din spațiul protejat se constată că aceste valori sunt mai mari decât în situația precedentă. Acest fapt se datorează poziției sursei, care în această situație este mai apropiată de placa de ecran perforată, decât în situația precedentă. Se constată o scădere a eficienței ecranării față de modelul anterior. În cadrul Tabelului 6.7 aceste valori scăzute ale eficienței ecranării sunt menționate.



Strength
H (10⁻⁷ A/m)

1.670
1.505
1.339
1.169
1.002
0.835
0.668
0.501
0.334
0.167
0.000



Strength
H (10⁻⁷ A/m)

4.580
4.124
3.667
3.211
2.754
2.298
1.842
1.385
0.929
0.472
0.016

Fig.6.28.a. Ecran perforat cu conductor 60mm, sursă apropiată, la frecvențe joase.

Fig.6.28.b. Ecran perforat cu conductor 60mm, sursă apropiată, la frecvențe înalte.

Modelele ilustrate în continuare în Fig.6.29 se referă la situația inițială din Fig.6.27, doar că în aceste exemple lungimea conductorului va fi mai mică. Această structură a conductorului va conduce la scăderea

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

eficienței ecranării atât la frecvențe joase, cât și la cele înalte. Tabelul 6.7 ne indică valorile pentru eficiența ecranării și în această situație.

Tabelul 6.7. Eficiența ecranării la ecranele perforate.

Poziția sursei, lungime conductor	SE[dB] JF	SE[dB] ÎF	Poziția sursei, lungime conductor	SE[dB] JF	SE[dB] ÎF	Poziția sursei, lungime conductor	SE[dB] JF	SE[dB] ÎF
fără conductor			conductor 60mm			conductor 40mm		
sursa depărtată	41.13	35.5	sursa depărtată	52	45.89	sursa depărtată	46.03	45.82
sursa apropiată	17.90	16.66	sursa apropiată	28.96	26.94	sursa apropiată	23.25	22.95

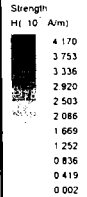
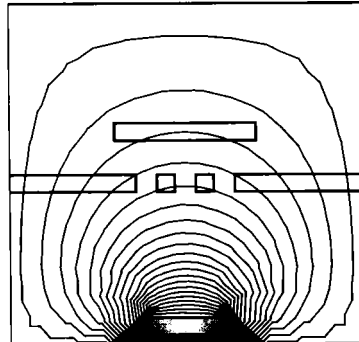
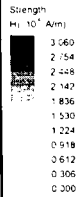
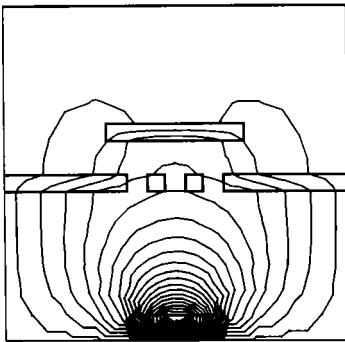


Fig.6.29.a. Ecran perforat cu conductor 40mm, sursă apropiată, la frecvențe joase.

Fig.6.29.b. Ecran perforat cu conductor 40mm, sursă apropiată, la frecvențe înalte.

Comparând cu ajutorul Tabelului 6.7 situațiile analizate anterior cu modelul fără conductor deasupra plăcii de ecran perforate, care se consideră model de referință, se constată că se modifică distribuția câmpului și apar erori suplimentare, care nu asigură reproductibilitatea.

În Fig.6.30 se prezintă un caz particular la înaltă frecvență, în care

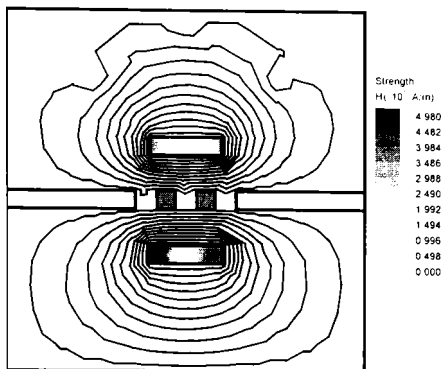


Fig.6.30. Ecran perforat cu conductor și sursă plasate la distanță egală față de ecran.

sursa este și conductorul consideră din cupru, la aceeași distanță față de placa de ecran perforată și parcurse de curenți de sens opus. Evaluând modelul din Fig.6.30 cu ajutorul analizei MEF se constată că în zona conductorului câmpul va fi aproximativ zero. Curenții, care parcurg sursa, respectiv conductorul creează câmpuri de sensuri contrare, care conduc în anumite părți din zona conductorului la valori apropiate de zero.

În cadrul acestui paragraf autoarea realizează modelele soft MEF pentru ecranul perforat în prezența conductoarelor externe. Analizează modul de comportare al acestora în diferite situații întâlnite în practică și concluzionează că la înaltă frecvență eficacitatea ecranării scade, iar în prezența conductoarelor lungi, acestea vor avea un efect suplimentar în îmbunătățirea eficienței ecranării structurii ecranului perforat.

În cazul în care sursele de monitorizare sunt apropiate variațiile sesizate ale intensității câmpului magnetic vor fi mai mari decât în situația în care sursele de monitorizare sunt mai depărtate.

6.11 METODA ELEMENTELOR FINITE APLICATĂ LA MODELAREA PERTURBAȚIILOR DE PE PLĂCILE CU CIRCUITE IMPRIMATE

Problema cuplajului între liniile de transmisie (LT) este esențială în proiectarea cablajelor pentru circuite logice de mare viteză (Schottky, ECL, GaAs) și în proiectarea layout-ului circuitelor VLSI (în special al celor de tip *wafer scale integration*). Multe din programele recente de trasat cablaje includ și subrutine de evaluare a reflexiilor, a întârzierilor de propagare și a cuplajelor parazite (de exemplu, modulele *Polaris* și *Signal Integrity Analysis* în **SPICE**).

În cazul circuitelor analogice, mai cunoscute sunt aplicațiile utile ale cuplajelor între LT: cuplorul direcțional cu LT și transformatorul de bandă largă cu LT. Totuși în multe cazuri, cuplajele parazite între LT, în regim permanent sinusoidal sau în regim tranzitoriu, pot fi extrem de supărătoare și trebuie studiate.

Cuplajul parazit reprezintă transferul nedorit de energie din circuitul 1 (perturbator) în circuitul 2 (perturbat). Cuplajul între LT este un cuplaj ce nu poate fi redus la cuplajele cunoscute, din JF: galvanic, capacitiv, inductiv, având caracteristici specifice. Dacă linia perturbată este pasivă, pot apare două situații:

1. **cuplaj tare:** atunci când semnalul perturbator, apărut în linia 2, datorită cuplajului cu linia 1, este suficient de mare pentru a perturba la rândul său linia 1, activă.
2. **cuplaj slab:** atunci când semnalul perturbator, apărut în linia 2 este suficient de mic pentru a se putea neglija influența liniei 2 asupra liniei 1, active.

Cazul cel mai general de abordare a cuplajelor între LT este cazul a $(n+1)$ linii cuplate. Din punct de vedere matematic, tratarea se face matricial, avându-se în vedere un spațiu vectorial n -dimensional [45], [46], [47]. Deși mai generală, această tratare are un caracter foarte abstract, interpretările fizice fiind dificile. Din acest motiv, în paragrafele care urmează se tratează cazurile începând cu 2 linii cuplate și extinzând în continuare până la situația cu 4 linii cuplate.

Se începe de la situația $n=2$, pentru că acest caz prezintă anumite avantaje:

- Cazul $n=2$ este cel mai important din punct de vedere practic;

- Cazul $n=2$ permite o bună înțelegere fizică a fenomenului, fiind posibilă trasarea unor curbe clare, intuitive;
- Cazul $n=2$ permite verificări experimentale relativ simple;
- Modelarea **SPICE** a cuplajului este mai simplă în cazul $n=2$;
- Aplicarea **MEF** în studiul perturbațiilor, ce apar între liniile de transmisie.

6.11.1 Ecuațiile de funcționare a două linii cuplate

Schema echivalentă a unei porțiuni dx a două LT, fără pierderi, cuplate, cu retur comun [45], este cea din Fig.6.31. Ca și contribuție consider că este necesar să se ia în considerare inductivitatea mutuală, care apare între linia 1 și masă, precum și cea care apare între linia 2 și masă.

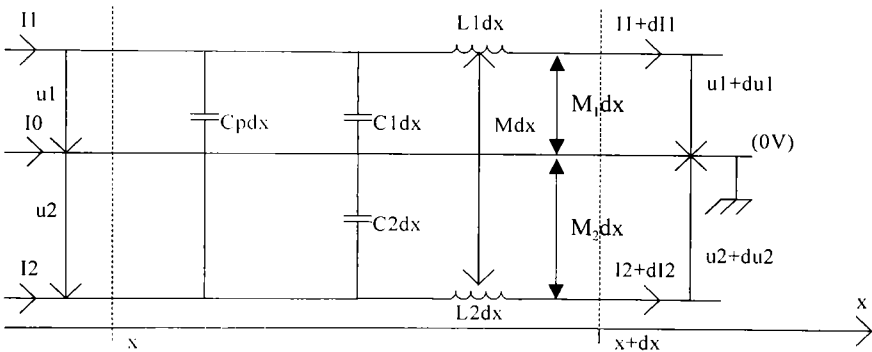


Fig.6.31. Schema echivalentă a unei porțiuni dx a două LT, fără pierderi, cuplate, cu retur comun.

Pe baza acestei figuri se pot scrie relațiile:

$$-\frac{\partial u_1}{\partial x} = L_{11} \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_{12} \frac{\partial i_2}{\partial t} + L_{10} \frac{\partial i_0}{\partial t} \quad (6.72)$$

$$-\frac{\partial u_2}{\partial x} = L_{21} \frac{\partial i_1}{\partial t} + L_{22} \frac{\partial i_2}{\partial t} + L_{20} \frac{\partial i_0}{\partial t} \quad (6.73)$$

$$-\frac{\partial i_1}{\partial x} = (C_{11} + C_{12} + C_{10}) \frac{\partial u_1}{\partial t} - C_{12} \frac{\partial u_2}{\partial t} \quad (6.74)$$

$$-\frac{\partial i_2}{\partial x} = -C_{12} \frac{\partial u_1}{\partial t} + (C_{22} + C_{12} + C_{20}) \frac{\partial u_2}{\partial t} \quad (6.75)$$

Relațiile (6.72)÷(6.75) se pot rescrie sub formă matricială.

$$-\frac{\hat{c}}{\hat{c}x}[u] = [L] \frac{\partial}{\partial t}[i] \quad (6.76)$$

$$-\frac{\hat{c}}{\hat{c}x}[i] = [C] \frac{\partial}{\partial t}[u]. \quad (6.77)$$

Derivând (6.76), respectiv (6.77) în raport cu x și înlocuind în (6.77), respectiv în (6.76), rezultă:

$$\frac{\hat{c}^2}{\hat{c}x^2}[u] = [L][C] \frac{\hat{c}^2}{\hat{c}t^2}[u] \quad [A_u] = [L][C] \quad (6.78)$$

$$\frac{\hat{c}^2}{\hat{c}x^2}[i] = [C][L] \frac{\hat{c}^2}{\hat{c}t^2}[i] \quad [A_i] = [C][L] \quad (6.79)$$

unde:

$$[u] = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} [i] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} [L] = \begin{bmatrix} L & M_{12} \\ M_{21} & L \end{bmatrix} [C] = \begin{bmatrix} C + C_{pt} & -C_{pt} \\ -C_{pt} & C + C_{pt} \end{bmatrix}. \quad (6.80)$$

În relațiile anterioare s-au notat cu L_{11} , C_{11} parametrii lineici ai liniei 1 în prezența liniei 2, cu $L_{12}(L_{21})$, $C_{12}(C_{21})$ parametrii de cuplaj între cele două linii - inductanța mutuală lineică și capacitatea parazită lineică. În cazul liniilor fără pierderi, simetrice (identice) cu retur comun se notează:

$$L_{11} = L_{22} = L \quad L_{12} = L_{21} = M \quad L_{10} = M_1 \quad L_{20} = M_2 \quad M_t = M + M_1 + M_2 \\ C_{11} = C_{22} = C \quad C_{12} = C_{21} = C_p \quad C_{10} = C_{01} = C_{10p} \quad C_{20} = C_{02} = C_{20p} \quad C_{pt} = C_p + C_{10p} + C_{20p}. \quad (6.81)$$

Ecuatiile (6.72), (6.73) pun în evidență fenomenul parazit- transferul nedorit de energie dintr-un circuit în altul. Astfel, în (6.72), tensiunea u_1 depinde și de curentul i_2 din cealaltă linie. Similar u_2 depinde și de i_1 , etc. Linia 1 cuplează parazit linia 2, dar și linia 2 cuplează parazit în linia 1. Și ecuațiile (6.78), (6.79) pun în evidență cuplajul: tensiunea u_1 depinde și de tensiunea u_2 , ș.a.m.d.- nu mai rezultă ecuații diferențiale de ordinul II numai în u_1 sau numai în u_2 ca la studiul liniilor izolate.

Rezolvarea problemei [45], [46], [47] necesită rezolvarea sistemelor (6.78), (6.79), condiționate și de ecuațiile (6.72)÷(6.75).

6.11.2 Problema cuplajului minim

Se presupune că semnalul perturbator este de tip treaptă, $e(t) = E\sigma(t)$ cu $E=4V$ și $k_d=0.25$. Atunci când la intrarea liniei 1 este

aplicat semnalul $e(t)$, datorită cuplajului la intrarea liniei 2 apare semnalul parazit $k_d e(t)$, deci k_d reprezintă *coeficientul de diafonie*.

În acest caz, conform relațiilor:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= e(x,t) \\ u_2(t) &= k_d e(x,t) \end{aligned} \quad (6.82)$$

$$u_c = \frac{u_1 + u_2}{\sqrt{2}} \quad u_d = \frac{u_2 - u_1}{\sqrt{2}} \quad (6.83)$$

unde: u_c reprezintă tensiunea de mod comun;

u_d reprezintă tensiunea diferențială;

rezultă $u_1=4V$, $u_2=1V$, $u_c=5/\sqrt{2}V$, $u_d=-3/\sqrt{2}V$. În Fig.6.32.1,6.32.2,6.32.3,6.32.4 s-au figurat tensiunile de interes la începutul liniilor și într-un punct oarecare x , pentru $v_c=v_d$, $v_c<v_d$ și $v_c>v_d$.

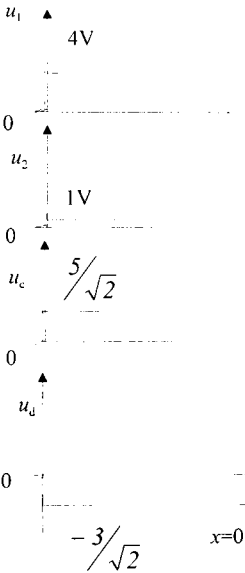


Fig.6.32.1. Tensiunile de interes la începutul liniilor, tensiunea de mod comun și tensiunea diferențială.

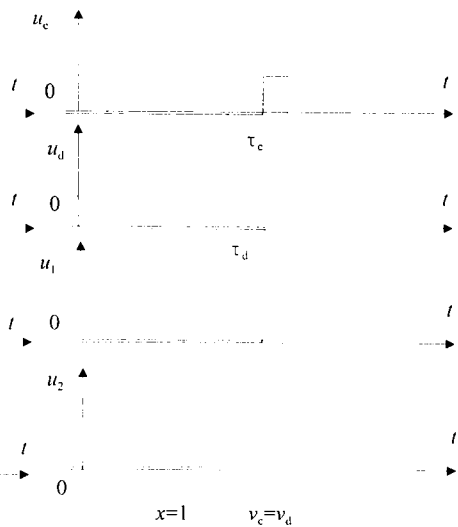


Fig.6.32.2. Tensiunea de mod comun, tensiunea diferențială și tensiunile de interes în punctul x , pentru $v_c=v_d$.

De exemplu u_c este o mărime fictivă, de calcul, dar au_c are realitate fizică, poate fi oscilografată și reprezintă partea din tensiunea u_1 care se propagă cu viteza v_c . Similar, $(-bu_d)$ reprezintă partea din tensiunea u_1 care se propagă cu viteza v_d și poate fi pusă în evidență experimental, unde a , b reprezintă coeficienți reali.

În toate cele trei cazuri cuplajul există, dar în cazurile 6.32.3 și 6.32.4 se constată și deformări ale fronturilor. Faptul că și semnalul perturbator u_1 este deformat dovedește efectul perturbator al liniei 2 asupra liniei 1 (deci un cuplaj tare). De remarcat, că în cazul 6.32.3 pe linia 2 pot apare și tensiuni negative - un argument în plus pentru introducerea diodelor de protecție la intrarea circuitelor TTL. În mod evident, durata deformărilor este proporțională cu x , fiind maximă pentru $x=1$, unde durata este:

$$\Delta t = l \left| \frac{1}{v_d} - \frac{1}{v_c} \right| = \frac{l}{\Delta v} = |\tau_d - \tau_c| \quad \Delta v = \frac{v_c v_d}{|v_c - v_d|} \quad (6.84)$$

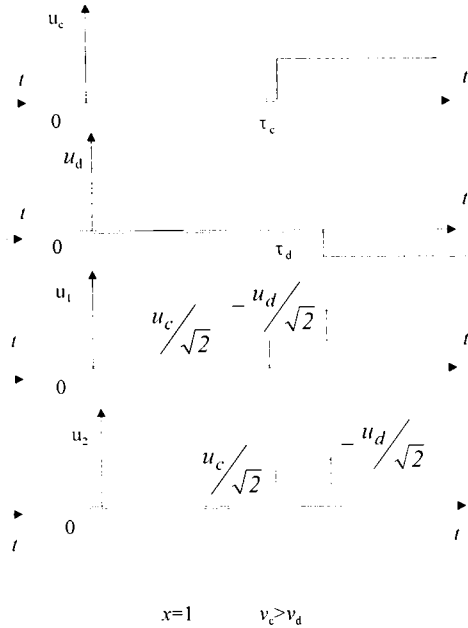
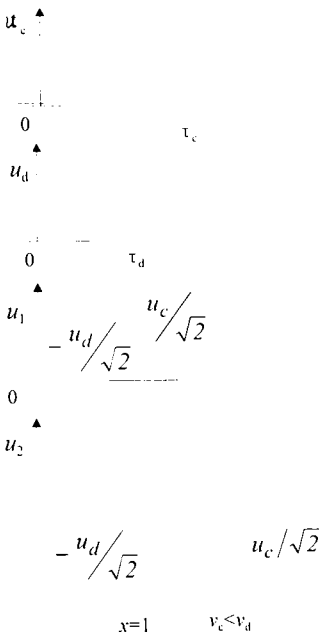


Fig. 6.32.3. Tensiunea de mod comun, tensiunea diferențială și tensiunile de interes în punctul x , pentru $v_c < v_d$.

Fig. 6.32.4. Tensiunea de mod comun, tensiunea diferențială și tensiunile de interes în punctul x , pentru $v_c > v_d$.

Impulsul negativ ($-u_{md}$) care apare în Fig.6.32.4 pe linia 2 (linia perturbată) este numit de unii autori [41], [45], [46], [47] **diafonie diferențială (differential crosstalk)**, deoarece este rezultatul diferenței de viteză între modul diferențial și modul comun, care fiind în acest caz mai lent, apare mai târziu.

Impulsul pozitiv ($u_{mc}-u_{md}$) care apare pe linia 1 în Fig. 6.32.2, 6.32.3, 6.32.4, corespunde modului comun și este numit și **diafonie rapidă (fast crosstalk)**. Acest semnal apare totdeauna pe linia 2, chiar dacă vitezele sunt egale Fig.6.32.2.

În cazul particular al perturbațiilor de tip rampă limitată pe linii scurte, pentru impulsul pozitiv din linia 2 se utilizează și denumirea de **diafonie lentă (slow crosstalk)**. În astfel de cazuri, dacă linia perturbată este suficient de scurtă, este posibil ca perturbația indusă să nu aibă timp să-și atingă maximum, rezultând o perturbație de amplitudine scăzută.

Cazul cel mai favorabil este cel din Fig.6.32.2, în sensul că semnalele nu sunt deformată în cursul propagării pe linie, deși cuplajul există și în acest caz. Condiția necesară pentru ca fronturile să nu fie deformată și semnalele să arate ca în Fig.6.32.2 este:

$$v_c = \frac{1}{\sqrt{C(L+M)}} = \frac{1}{\sqrt{(C+2C_p)(L-M)}} = v_d \quad (6.85)$$

În acest caz particular, matricea $[A_{L'}] = [L][C]$ este diagonală, și valorile proprii rezultă egale.

În comentariul de mai sus, s-a avut în vedere cazul cablajelor imprimate, unde suportul nu are proprietăți magnetice, și discuția se reduce la proprietățile dielectrice (ϵ_r) ale substratului. Totuși, nu trebuie pierdut din vedere că scopul este realizarea condiției $v_c=v_d$ și, în cazul în care între trasee și returul comun există material magnetic (de exemplu ferită), în discuție va intra și μ_{rc} și μ_{rd} .

6.11.3 Analiza Quickfield aplicată modelării perturbațiilor plăcii cu circuit imprimat

În cadrul acestui paragraf se prezintă pentru început o trecere în revistă a elementelor de bază legate de metoda elementelor finite, și aplicațiile acestora în problemele de interferență electromagnetică (EMI). Se demonstrează totodată cum este această metodă utilă în analiza și proiectarea circuitelor integrate. Ca și aplicație în domeniul interferențelor electromagnetice se prezintă problemele perturbațiilor ce apar pe plăcile de circuit imprimat, analizate din punctul de vedere a metodei elementelor finite.

În proiectarea circuitelor integrate de mare viteză, efectele proximității datorate prezenței diferitelor componente nu apar decât în ultima etapă de testare. Aceste efecte sunt de obicei de natură parazită și

conduc la o proiectare cu totul neoperațională. Pentru a se putea salva proiectarea realizată este important să se identifice și să se stabilească cauza proastei funcționări. În perioada recentă, în cadrul ramurii de inginerie ce se referă la interferențele electromagnetice, acest proces de salvare se include în cadrul proiectării preliminare, pentru a se putea astfel reduce costurile de producție. O modalitate importantă de caracterizare a efectelor parazite o reprezintă **metoda elementelor finite (MEF)**.

În cadrul mediului de proiectare a circuitelor imprimate, soluția pe domeniul studiat se obține foarte greu, datorită faptului, că este puternic neomogenă și expresiile analitice de proiectare a parametrilor se obțin foarte greu, chiar și pentru configurațiile cele mai simple. MEF, care este o metodă numerică, oferă o alternativă atractivă pentru rezolvarea problemei sub toate aspectele ei, incluzând determinarea efectelor parazite. În cadrul acestui capitol se va rezolva o problemă de interes practic și anume aceea a perturbațiilor ce apar pe placa de circuit imprimat, problemă ce se va rezolva prin intermediul metodei cu elemente finite. Această tehnică se aplică mai întâi distribuției câmpului, în continuare câmpul este utilizat pentru calculul parametrilor liniei de transmisie ce caracterizează traseele conductoare ale plăcii imprimate.

Propagarea de-alungul traseelor conductoare ale circuitelor imprimate prezintă un interes deosebit în cadrul proiectării circuitelor electronice de mare viteză. Pentru a calcula caracteristicile de propagare este necesară determinarea matricii capacității și a matricii inductivității, matrici ce caracterizează structura analizată.

O configurație tipică ce conține trasee conductoare se ilustrează în Fig.6.33.

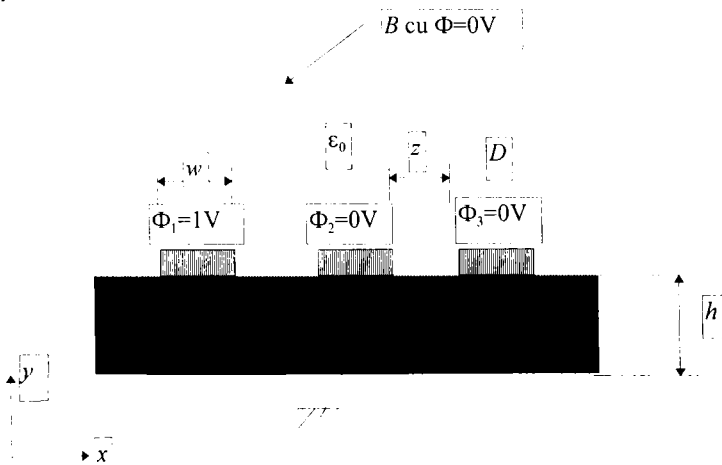


Fig.6.33. Secțiune transversală a plăcii cu circuit imprimat.

Pentru frecvențele de interes ale analizei EMI, care sunt de obicei sub 1GHz, se poate utiliza modelul cvasi-TEM [43], [44]. În modelul prezentat, componentele longitudinale ale câmpurilor sunt neglijate și distribuția electrostatică a câmpului necesară pentru obținerea matricii capacități C , satisface ecuația Laplace.

Distribuția câmpului electrostatic se poate obține din potențialul scalar $\phi(x,y)$, care satisface ecuația Laplace:

$$\frac{\partial^2 \phi(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi(x,y)}{\partial y^2} = 0 \quad (6.86)$$

cu condițiile de frontieră Dirichlet și Neumann asociate.

Problema are un domeniu neomogen, unde permitivitatea este funcție de poziție. Condiția de frontieră Dirichlet se referă la tensiunea existentă pe fiecare traseu conductor. Pentru calcularea capacității proprii a unui traseu anume dat în configurația din Fig.6.33, problema se poate rezolva cu o valoare Dirichlet de 1V pe un traseu și zero volți pe celelalte trasee și masa.

Distribuția potențialului se obține prin rezolvarea ecuației diferențiale parțiale date în (6.86) ținându-se cont de condițiile de frontieră Dirichlet date mai sus. Rezolvarea se obține, dacă se asociază o funcțională potrivită, proporțională cu energia sistemului pe unitate de lungime la (6.86).

Funcționala adecvată proporțională cu energia, ce se va minimiza în această situație are următoarea formă:

$$F(\phi) = \frac{1}{2} \int_D \varepsilon(x,y) \|\nabla \phi(x,y)\|^2 dx dy \quad (6.87)$$

unde regiunea de element finit D conține substratul electric. Deoarece **MEF** discretizează domeniul soluție cu elemente finite, se cere un domeniu finit. Alegerea unei frontiere exterioare B departe de traseele cu un potențial zero va trunchia domeniul și reprezintă o soluție relativ simplă de implementat. O altă alternativă o reprezintă utilizarea frontierei adecvate absorbante [16], [58] sau elementele infinite [42]. Regiunea infinită, ce se află deasupra frontierei se consideră trunchiată prin intermediul frontierei artificiale Dirichlet B , caracterizată prin $\phi=0$.

După ce regiunea soluție D se divizează în elemente finite, distribuția de potențial $\phi(x,y)$ se aproximează prin combinații lineare ale polinoamelor de interpolare locale. Un element de triangularizare tipic, se reprezintă în Fig.6.34. Elementul finit este caracterizat prin intermediul potențialelor din noduri ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m și coordonatele nodurilor $(x_i, y_i), (x_j, y_j), (x_m, y_m)$. Distribuția potențialului se definește în cadrul fiecărui triunghi și variază peste

elementul finit ca funcție de poziție. Funcția *probă* scrisă în funcție de potențialele nodurilor și potențialelor de interpolare locale este dată de:

$$\phi_e(x, y) = \phi_i \alpha_i(x, y) + \phi_j \alpha_j(x, y) + \phi_m \alpha_m(x, y). \quad (6.88)$$

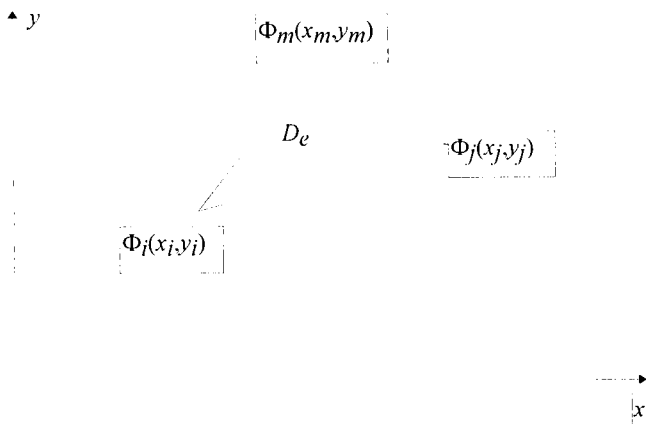


Fig. 6.34. Element triangular tipic.

Pentru o aproximare de prim ordin, polinoamele de interpolare α_i , α_j , α_m cunoscute și sub numele de *funcțiile formă* sunt date în funcție de coordonatele nodurilor:

$$\alpha_i(x, y) = \frac{1}{2A} \left\{ (x_j y_m - x_m y_j) + (y_j - y_m)x + (x_m - x_j)y \right\}, \quad (6.89)$$

$$\alpha_j(x, y) = \frac{1}{2A} \left\{ (x_m y_i - x_i y_m) + (y_m - y_i)x + (x_i - x_m)y \right\}, \quad (6.90)$$

$$\alpha_m(x, y) = \frac{1}{2A} \left\{ (x_i y_j - x_j y_i) + (y_i - y_j)x + (x_j - x_i)y \right\} \quad (6.91)$$

unde A reprezintă aria triunghiului când i, j și m sunt noduri ce se numără în sensul negativ al acelor de ceasornic și aria negativă în cazul în care se numără în sensul acelor de ceasornic. În ambele cazuri A se dă de următoarea relație:

$$A = (x_j y_m - x_m y_j + x_m y_i - x_i y_m + x_i y_j - x_j y_i) / 2. \quad (6.92)$$

Pentru aproximări de ordin superior, funcțiile de interpolare au expresii algebrice mai complicate [59], [106], [112].

Funcțiile probă de mai sus calculate pentru fiecare triunghi în parte se înlocuiesc în cadrul funcționalei, care devine o funcție ce depinde de potențialele nodurilor. Contribuția funcționalei integrale peste domeniul

unui singur triunghi cu nodurile (i, j, m) și $\epsilon=1$ față de funcționala totală se poate scrie în următorul mod:

$$F_e = \int_{D_e} \left\{ \left(\frac{\partial \phi_e}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi_e}{\partial y} \right)^2 \right\} dx dy \quad (6.93)$$

unde D_e reprezintă domeniul, aria unui singur triunghi; și F_e reprezintă funcționala evaluată pentru un singur element. Factorul constant 1/2 ce apare în (6.87) se simplifică, datorită faptului că, sistemul final se obține prin minimizarea funcționalei. Pentru obținerea valorilor pentru potențialele nodurilor ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m care minimizează energia în sistem, F_e se diferențiază în raport cu ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m și se egalează ecuația cu zero pentru a se găsi optimul. Diferențierea în raport cu potențialul nodului ϕ_i se dă de următoarea expresie:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_e}{\partial \phi_i} &= 2 \int_{D_e} \left\{ \frac{\partial \phi_e}{\partial x} \frac{\partial}{\partial \phi_i} \left(\frac{\partial \phi_e}{\partial x} \right) + \frac{\partial \phi_e}{\partial y} \frac{\partial}{\partial \phi_i} \left(\frac{\partial \phi_e}{\partial y} \right) \right\} dx dy \\ &= 2 \int_{D_e} \left\{ \frac{\partial \phi_e}{\partial x} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \phi_e}{\partial \phi_i} \right) + \frac{\partial \phi_e}{\partial y} \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial \phi_e}{\partial \phi_i} \right) \right\} dx dy = 0. \end{aligned} \quad (6.94)$$

Primul termen al integralei se poate evalua în următorul mod:

$$\frac{\partial \phi_e}{\partial \phi_i} = \alpha_i \quad (6.95)$$

astfel încât:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial \phi_e}{\partial \phi_i} \right) = \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \quad (6.96)$$

și:

$$\frac{\partial \phi_e}{\partial x} = \phi_i \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} + \phi_j \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \phi_m \frac{\partial \alpha_m}{\partial x}. \quad (6.97)$$

Repetând operațiile de mai sus pentru al doilea termen din (6.94) și asamblând rezultatele se obține (6.98):

$$\frac{\delta F_e}{\delta \phi_i} = 2 \int_{D_e} \left\{ \left[\left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \right)^2 \right] \phi_i + \left[\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} \right] \phi_j + \left[\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial \alpha_m}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial \alpha_m}{\partial y} \right] \phi_m \right\} dx dy$$

Derivatele funcțiilor de interpolare se pot obține din (6.89)÷(6.91) și pentru α_i acestea se reduc la:

$$\frac{\partial \alpha_i}{\partial x} = \frac{y_j - y_m}{2A}, \quad \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} = \frac{x_m - x_j}{2A}. \quad (6.99)$$

Datorită formei foarte simple a interpolării de ordinul întâi și faptului că integrala $\int_{D_c} dx dy = A$ expresia de mai sus devine **(6.100)**:

$$\frac{\partial F_c}{\partial \phi_i} = \frac{1}{2A} \left[\left[(y_j - y_m)^2 + (x_j - x_m)^2 \right] \phi_i - \left[(y_i - y_m)(y_j - y_m) + (x_i - x_m)(x_j - x_m) \right] \phi_j - \left[(y_i - y_j)(y_m - y_j) + (x_i - x_j)(x_m - x_j) \right] \phi_m \right]$$

Aceiași procedură se poate urmări pentru derivarea expresiilor pentru $\partial F / \partial \phi_j$ și $\partial F / \partial \phi_m$. Dacă ecuațiile pentru cele trei derivate se asamblează în cadrul unei matrici, contribuția elementului singular la sistemul total de ecuații lineare, care minimizează funcționala F este dată de:

$$2[S][\phi] = 2 \begin{bmatrix} S_{ii} & S_{ij} & S_{im} \\ S_{ji} & S_{jj} & S_{jm} \\ S_{mi} & S_{mj} & S_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} \quad (6.101)$$

unde intrările S_{ii} și S_{ij} se dau prin intermediul relațiilor:

$$S_{ii} = A \left[(y_j - y_m)^2 + (x_j - x_m)^2 \right] \quad , \quad (6.102)$$

$$S_{ij} = A \left[(y_i - y_m)(y_j - y_m) + (x_i - x_m)(x_j - x_m) \right] \quad (6.103)$$

și toate celelalte combinații ce se obțin prin permutări de i, j, m .

Sistemul final ce se obține prin asamblarea contribuțiilor tuturor elementelor date de **(6.101)** se poate scrie sub următoarea formă:

$$[S][\phi] = [b] \quad (6.104)$$

unde $[S]$ reprezintă contribuția tuturor elementelor triunghiulare; și $[b]$ reprezintă un rezultat al înlocuirii potențialelor nodale cu valorile Dirichlet.

Pentru a se putea calcula matricea capacitate, respectiv matricea inductivitate se procedează ca mai jos.

Pentru un sistem de $n+1$ conductoare cum este ilustrat cel din Fig.6.33, fie potențialul celui de-al $n+1$ conductor referință, planul masei pus la zero în raport cu potențialele celorlaltor conductoare. Dacă primul conductor este încărcat cu un potențial diferit de zero $\phi_1 = V_1$ și restul conductoarelor sunt pământate la conductorul de referință ($V_2=V_3=\dots=V_n=0$ volți), atunci câmpul electrostatic și sarcina pe fiecare conductor este unic determinată prin intermediul valorii ϕ_1 . În această situație sarcina pe fiecare conductor este proporțională cu ϕ_1 prin intermediul constantelor:

$$Q_1 = C_{11}V_1 \quad Q_2 = C_{21}V_1 \quad \dots Q_n = C_{n1}V_1 \quad (6.105)$$

unde C_{ij} pentru $i=2, \dots, n$ sunt constantele de proporționalitate ce se referă la capacitatea între cel de-al i -lea și primul conductor, datorată potențialului de pe primul conductor.

Dacă conductoarele sunt infinit de lungi, atunci sarcina pe fiecare conductor nu se mai consideră finită, și se exprimă ca o sarcină pe unitatea de lungime. Aplicând principiul superpoziției, matricea capacității pe unitate de lungime pentru un sistem de $n+1$ conductoare, matrice care realizează legătura între sarcină și tensiune:

$$\begin{pmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n1} & C_{n2} & \dots & C_{nn} \end{pmatrix} \quad (6.106)$$

unde Q_i reprezintă sarcina pe unitatea de lungime al conductorului i ; și V_j reprezintă tensiunea celui de-al j -lea conductor, care are un potențial diferit de zero, egal cu unu. Astfel, determinarea întregii matrici a capacității pe unitatea de lungime pentru un sistem cu $n+1$ conductoare necesită ca rezolvarea pentru distribuția potențialului să fie făcută de n ori prin intermediul utilizării metodei cu elemente finite. De fiecare dată se aplică un potențial static $\phi_j = V_j = 1V$ celui de-al j -lea conductor, în timp ce celelalte conductoare se pun la zero. Rezolvarea ecuației (6.104) se face pentru a se obține distribuția potențialului pentru o configurație particulară. În acest mod, cea de-a j -lea coloană a matricii capacități pe unitatea de lungime se calculează cu următoarea relație:

$$C_{ij} = \frac{Q_i}{V_j} \Big|_{(V_1, \dots, V_{j-1}, V_{j+1}, \dots, V_n) = 0} \quad (6.107)$$

unde pentru $i=j$, C_{ii} reprezintă capacitatea proprie între cel de-al i -lea conductor și masă; și pentru $i \neq j$, C_{ij} reprezintă capacitatea de cuplaj între cel de-al i -lea și cel de-al j -lea conductor. Sarcina totală ce se află pe cel de-al i -lea conductor se calculează aplicând legea lui Gauss și este dată de următoarea relație integrală:

$$Q_i = \int_{S_i} \bar{D} \cdot \hat{n} dS_i = \int_{S_i} \epsilon \bar{E} \cdot \hat{n} dS_i = - \int_{S_i} \epsilon \nabla \phi \cdot \hat{n} dS_i \quad (6.108)$$

unde S_i reprezintă conturul în jurul celui de-al i -lea conductor. În calcularea sarcinii pe unitatea de lungime, din moment ce expresia ce se integrează este uniformă în \hat{z} , se presupune că integrarea se face peste o unitate de lungime și sarcina se obține utilizând integrarea numerică pentru (6.108).

Calcularea matricii inductanței pe unitatea de lungime se obține din matricea capacitate calculată cu dielectricul îndepărtat:

$$[L] = \epsilon_0 \mu_0 [C_0]^{-1}. \quad (6.109)$$

În expresia de mai sus ϵ_0 și μ_0 reprezintă permitivitatea și permeabilitatea vidului; iar $[C_0]$ reprezintă matricea capacitate pe unitatea de lungime în absență dielectricului.

6.11.4 Aplicații practice

În Fig. 6.35, 6.36 se prezintă situația unei linii de transmisie microstrip constând dintr-un substrat, un conductor și un ecran. Se realizează analiza electrostatică Quickfield. Se consideră date permitivitatea relativă a aerului egală cu unu, permitivitatea relativă a substratului dielectric egală cu zece. Dimensiunile ecranului sunt: înălțimea și lățimea egală cu 10cm, înălțimea substratului egală cu 1cm, iar lățimea conductorului egală cu 1cm. Sarcina în punctul de la limita din stânga a microstripului este $q = 1[C/m]$. În Fig.6.35 de-alungul microstripului se consideră o tensiune de 1V, iar în Fig.6.36 se consideră microstripul flotant. Ecranul se consideră încărcat cu potențial zero. Aplicând analiza **MEF** se obțin 399 de noduri.

Pentru ca erorile de prelucrare să fie reduse s-au ales valorile de mai sus.

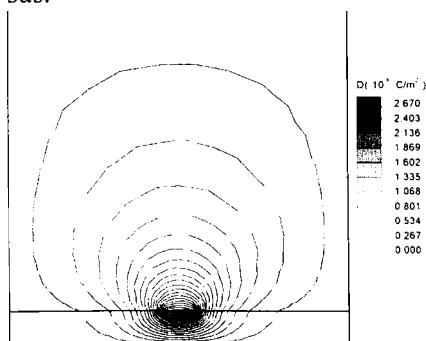


Fig. 6.35.a. Distribuția inducției electrice în cadrul analizei electrostatice a unei linii de transmisie microstrip ecranate, bazată pe aproximarea energiei.

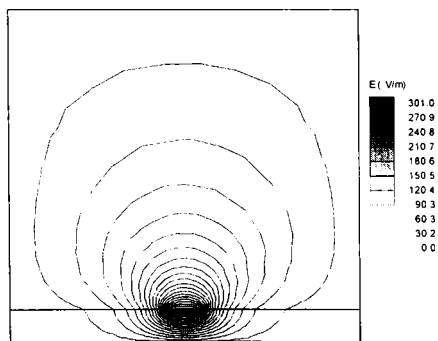


Fig. 6.35.b. Distribuția intensității câmpului electric în cadrul analizei electrostatice a unei linii de transmisie microstrip ecranate, bazată pe aproximarea energiei.

Problema care se pune este determinarea capacității liniei de transmisie.

Există mai multe posibilități de aproximare pentru calculul capacității liniei:

- să se aplice potențiale diferite ecranului și conductorului și să se calculeze sarcina ce apare pe conductor;
- să se aplice potențial zero ecranului și să se caracterizeze conductorul prin potențial constant și necunoscut și încărcat cu sarcină; în continuare să se măsoare potențialul ce apare pe conductor.

Aceste două aproximări utilizează ecuația capacității: $C=q/U$.

Alte aproximări posibile se bazează pe calculul energiei înmagazinate de câmpul electric. Atunci când se cunoaște tensiunea:

$$C = 2W / U^2,$$

iar atunci când se cunoaște sarcina:

$$C = q^2 / (2W).$$

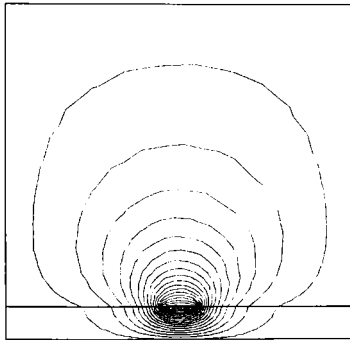


Fig. 6.36.a Distribuția inducției electrice din cadrul analizei electrostatice a unei linii de transmisie microstrip ecranate, bazată pe aproximarea sarcinii și tensiunii

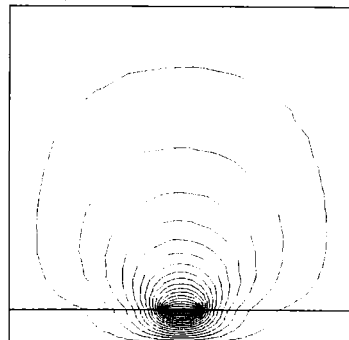


Fig. 6.36.b Distribuția intensității câmpului electric din cadrul analizei electrostatice a unei linii de transmisie microstrip ecranate, bazată pe aproximarea sarcinii și tensiunii.

Realizarea acestei aplicații confirmă faptul, că aproximările bazate pe energie dau rezultate mai puțin precise, decât aproximările bazate pe sarcină și tensiune. Prima aproximare necesită sarcina ca valoarea unei integrale de-alungul unui contur, iar cea de-a doua aproximare utilizează doar valoarea locală a potențialului; această aproximare este cea mai simplă și cea mai de încredere. Rezultatul obținut în teorie este $C=176.1\text{pF/m}$.

Pentru primele două figuri prezentate, se citește valoarea

potențialului în $x=0$ și $y=1$. Se obține $U=5.251e+9$ V. Capacitatea este: $C = q / U = 1 / 5.251e + 9 = 190.4$ pF / m.

În cel de-al doilea set de două figuri s-a crescut numărul de noduri și s-a obținut în $x=0$ și $y=1$ tensiunea $U=5.444e+9$ V. Capacitatea este: $C = q / U = 1 / 5.444e + 9 = 183.7$ pF / m. Datorită faptului, că numărul de noduri a crescut la 499, valoarea obținută a capacității este mult mai apropiată de valoarea teoretică întâlnită în literatura de specialitate [45], [144].

În Fig.6.37 se prezintă problema unui circuit imprimat cu două conductoare. Se realizează o analiză de electrostatică. Geometria problemei prezintă masă în partea de jos și se consideră extinsă la infinit pentru celelalte trei părți. Problema care se pune este determinarea capacităților conductoarelor (proprie) și capacităților dintre conductoare (de cuplaj).

Soluția care se aplică în această situație este următoarea:

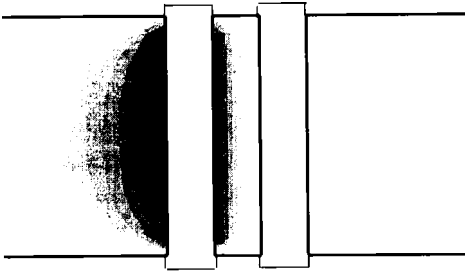


Fig.6.37.a. Vedere de sus a plăcii de circuit imprimat cu două conductoare, cu un volt aplicat conductorului din stânga.

Pentru a se evita influența frontierelor exterioare, se va defini regiunea ca un dreptunghi destul de mare pentru a se putea neglija efectele laterale. Pentru a se putea calcula matricea capacitate se aplică un volt unui conductor și zero volt celuilalt conductor. Permittivitatea relativă a dielectricului se consideră egală cu 2, iar permitivitatea relativă a aerului egală cu 1.

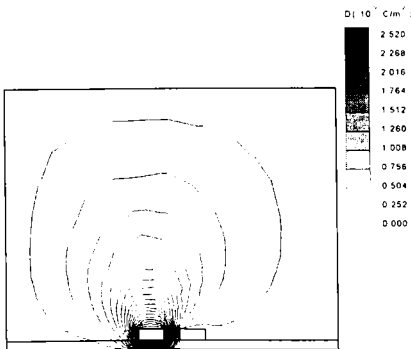


Fig.6.37.b. Distribuția inducției electrice în cadrul analizei electrostatice a două conductoare aflate pe o placă de circuit imprimat.

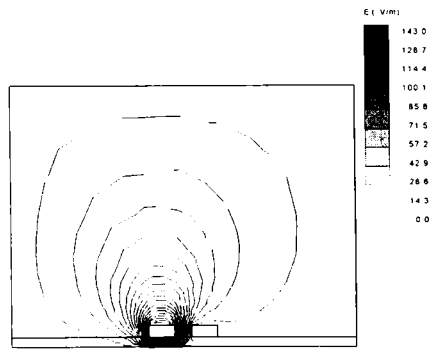


Fig.6.37.c. Distribuția intensității câmpului electric în cadrul analizei electrostatice a două conductoare aflate pe o placă de circuit imprimat.

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

Frontiera exterioară dreptunghiulară se consideră încărcată cu zero.

Capacitatea de cuplaj se calculează:

$$C_{11} = C_{22} = q_1 / U_1;$$

iar capacitatea mutuală cu:

$$C_{12} = C_{21} = q_2 / U_1$$

unde sarcinile Q_1 și Q_2 se evaluează pe un contur dreptunghiular în jurul conductoarelor 1 și 2. Se aleg următoarele dreptunghiuri pentru C_{11} și C_{12} : $-6 < x < 0$, $0 < y < 4$ și respectiv $0 < x < 6$, $0 < y < 4$.

Se obțin valorile $Q_1 = 9.7245e-11$ C/m, $Q_2 = 6.6099e-12$ C/m. Realizând o comparație între rezultate se obțin următoarele valori teoretice de referință [45], [144], care sunt prezentate, iar valorile obținute prin Quickfield sunt enumerate în rândul de jos în cadrul Tabelului 6.8.

Tabelul 6.8. Capacitățile și inductivitățile proprii și de cuplaj teoretice și Quickfield, în cazul unei plăci de circuit imprimat cu două trasee.

$C_{11} = 9.23e-11$ F/m	$L_{11} = 12.038e-8$ H/m	$C_{12} = 6.50e-12$ F/m	$L_{12} = 17.094e-9$ H/m
$C_{11} = 9.72e-11$ F/m	$L_{11} = 11.431e-8$ H/m	$C_{12} = 6.61e-12$ F/m	$L_{12} = 16.809e-9$ H/m

$C_{10} = 11.98e-11$ F/m	$L_{10} = 9.91e-8$ H/m	$C_{20} = 8.93e-12$ F/m	$L_{20} = 15.84e-9$ H/m
$C_{10} = 12.579e-11$ F/m	$L_{10} = 10.405e-8$ H/m	$C_{20} = 9.3765e-12$ F/m	$L_{20} = 14.832e-9$ H/m

În cadrul Fig. 6.38 se prezintă situația unui circuit imprimat cu patru conductoare, dintre care numai unui traseu i se aplică un volt.

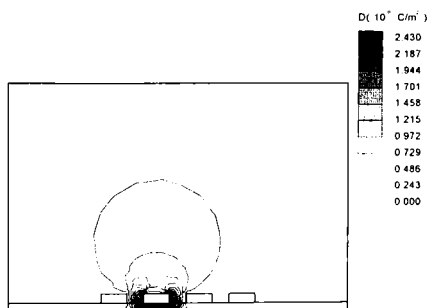


Fig. 6.38.a Distribuția inducției electrice în cadrul analizei electrostatice a unui circuit imprimat cu patru conductoare, cu un singur conductor încărcat.

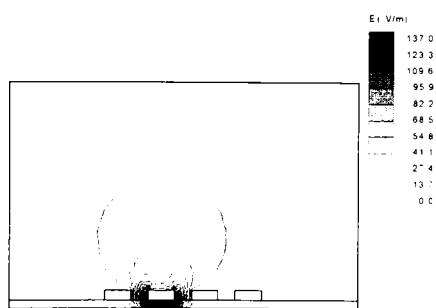


Fig. 6.38.b. Distribuția intensității câmpului electric în cadrul analizei electrostatice a unui circuit imprimat cu patru conductoare, cu un singur conductor încărcat.

Se obțin sarcinile din Tabelul 6.9.

6. Metoda elementelor finite utilizată la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent

Tabelul 6.9. Sarcinile pe conturul dreptunghiular din jurul fiecărui conductor în parte.

Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
$6.5496e-11$ C/m	$4.3315e-12$ C/m	$1.747e-13$ C/m	$4.064e-12$ C/m

Cunoscându-se capacitățile sau inductivitățile proprii și de cuplaj se pot determina sarcinile, tensiunile și curenții. Determinându-se capacitățile sau inductivitățile se poate aprecia în ce măsură se afectează traseele de pe placă în mod reciproc.

În concluzie se poate spune că modelul circuitului imprimat se poate utiliza în practică pentru analiza plăcilor cu diferite încărcări potențiale ale conductoarelor; doar prin schimbarea valorilor potențialelor electrice corespunzătoare conductoarelor.

Modelul prezentat se referă la două și patru conductoare, însă extinderea modelului se poate realiza cu ușurință.

În cadrul acestui paragraf autoarea a realizat modelarea soft prin intermediul metodei elementelor finite a perturbațiilor ce pot apărea pe plăcile cu circuite imprimate. Rezultatele au fost validate prin intermediul valorilor întâlnite în literatura de specialitate [45], [144] ca în Tabelul 6.8 mai sus menționat.

7. MĂSURAREA CARACTERISTICILOR MATERIALELOR FOLOSITE PENTRU ECRANE

7.1 CARACTERIZAREA EXPERIMENTALĂ A MATERIALELOR PENTRU ECRANE

Materialul cel mai potrivit, ce se alege pentru rezolvarea unei anumite probleme de ecranare, se bazează întotdeauna pe criteriile tehnice și economice. În cazul metalelor folosite frecvent pentru realizarea ecranelor (Cu, Al, Fe, Ol, Permalloy, etc.) se cunosc aproximativ toate datele tehnice (σ , μ , ϵ), precum și grosimile tehnic realizabile. În acest caz, estimarea atenuării teoretic posibile pentru un anumit ecran se poate realiza pe baza relațiilor existente în literatură. În ultimul timp, industria a dezvoltat [116], [145], [146], [147] o serie de noi materiale și tehnici utilizabile în ecranare:

Materiale conductive compozite: sunt materiale plastice sau cauciucuri, amestecate cu particule conductive (Ag, Al, Ni, etc.) înainte de procesul de injecție sau extrudare.

Metalizări directe: includ acoperiri metalice, metalizări în vid, acoperiri metalice prin topirea locală a sârmei de Ni și suflarea ei peste suprafața de plastic ce trebuie ecranată (wire sprays).

Acoperiri conductive organice: sunt vopsele de tip spray în amestec omogen cu pulberi de Ag, Ni, Cu, Grafite etc.

În cazul acestor tehnici de ecranare grosimea acoperirii conductive nu poate fi foarte bine controlată și adesea nici parametrii electrici nu sunt perfect controlați. În acest caz, proprietățile de ecranare nu pot fi corect estimate și pot fi necesare numeroase experimentări și măsurări. Pentru caracterizarea acestor noi materiale s-au dezvoltat o serie de tehnici experimentale. Caracterizarea materialului folosit pentru ecranare are doar o importanță relativă, deoarece proprietățile globale ale unui anumit ecran depind în mare măsură de modul în care sunt rezolvate problemele tehnologice, privind asigurarea integrității ecranului (îmbinări, găuri, fante etc.).

În țara noastră este standardizată doar măsurarea atenuării globale a unui ecran, prin măsurarea perturbațiilor radiate de un aparat oarecare. Nu a fost adoptată nici o metodă standard pentru măsurarea elementelor componente ale unui sistem de ecranare.

În acest context, **schema de măsurare propusă pentru determinarea atenuării ecranelor** prezentată în acest capitol reprezintă și o propunere de standardizare a acestor măsurări. Pentru a exista un termen

de comparație sunt prezentate pe scurt cele câteva metode utilizate în prezent pentru caracterizarea materialelor din punct de vedere al ecranării.

Utilizatorul de materiale pentru ecranare este interesat de estimarea capacității lor de ecranare atât în câmp depărtat, cât și în câmp apropiat [116]. Metodele de măsurare folosite trebuie fie să reproducă condițiile de câmp electromagnetic specifice aplicației, fie să furnizeze suficiente informații despre material, pentru a se putea preciza comportarea ecranului pe baza unui model teoretic. În cazul câmpului apropiat, măsurările pot fi clasificate în măsurări utilizând o sursă de câmp de impedanță mare (câmp electric dominant) și măsurări utilizând o sursă de câmp de impedanță mică (câmp magnetic dominant). În [145], [146], [147] se prezintă câteva tehnici de măsurare pentru cazul câmpului apropiat, cum ar fi metoda celor două camere, dar în continuare se va face referire doar la tehnicile de măsurare în câmp depărtat, care sunt de interes maxim în testele de susceptibilitate.

Metoda celor două antene. Cel mai simplu model al unui ecran electromagnetic este ecranul plan infinit, așezat între sursa de câmp și punctul de recepție, din spațiul protejat, vezi Fig.7.1.

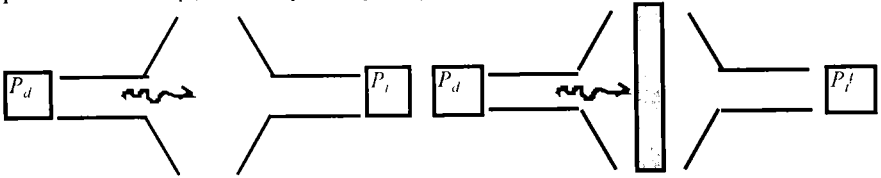


Fig.7.1. Metoda celor două antene.

Puterea transmisă de antenă (P_d) este captată de antenna de recepție fără ca materialul testat să fie prezent (P_t), și cu materialul testat introdus între cele două antene (P_f). Atenuarea ecranului, având semnificația unei atenuări de inserție, este definită astfel:

$$a = 10 \log \frac{P_t}{P_f} \quad [dB] \quad (7.1)$$

Pentru caracterizarea materialului trebuie cunoscute d și parametrii electrici σ , μ , ϵ , în întreaga gamă de frecvențe ($10\text{kHz} \div 1\text{GHz}$) și pentru o distribuție cunoscută a câmpului.

Atenuarea de inserție (a) [116] care se obține nu include numai proprietăți intrinseci ale materialului ci și contribuțiile sistemului de măsurare. O problemă fundamentală la măsurarea ecranelor o reprezintă separarea influenței materialului testat de cea a metodei de testare. Orice interpretare corectă a rezultatelor obținute pentru atenuarea de inserție (a) necesită înțelegerea în amănunt a configurației de măsurare.

Datorită faptului, că în practică nu se pot utiliza ecrane plane infinite și nici eșantioanele de material relativ mari nu sunt la îndemână, metodele de măsurare de material folosesc fantele practicate în foi conductive mari pentru a putea astfel izola sursa de câmp de receptor prin eșantioane de dimensiuni relativ mici. Astfel, analizându-se cuplajul prin mici fante (aperturi), se pot evidenția factorii ce influențează măsurarea.

În situația în care fanta este mică din punct de vedere electric (dimensiuni geometrice mici comparativ cu lungimea de undă), atunci analiza este mai simplă.

În cadrul analizei efectuate de autoare, se constată că cuplajul se datorează câmpului magnetic tangențial (\overline{H}_t) și câmpului electric normal la fantă (\overline{E}_n). Considerându-se separat cele două componente, se poate defini o atenuare a_{11} a câmpului magnetic datorat componentei \overline{H}_t și o atenuare a_t a câmpului electric datorat componentei \overline{E}_n . În general, materialele conductive sunt mai bune ca ecrane electrice decât ca ecrane magnetice:

$$a_H \leq a \leq a_E \quad (7.2)$$

Pentru materialele cu permeabilitate mare și conductivitate mică (de exemplu ferita), este posibil ca inegalitatea să se prezinte invers. Relația (7.2) implică o gamă foarte largă pentru valorile atenuării (a).

Rezultatele măsurării sunt influențate de orientarea antenei, de tipul antenei, de distribuția câmpului incident, de rezistența de contact dintre eșantion și fanta conductoare, de mărimea și forma fantei.

În cazul în care o undă incidentă se propagă după direcția normală la ecran, numai componenta \overline{H}_t cuplează prin fantă și $a \cong a_{11}$. Dacă se rotește unda incidentă pentru a se propaga paralel cu fanta, se poate ajunge în situația de a cupla prin fantă ambele componente \overline{H}_t și \overline{E}_n (câmpul electric în planul de incidență) sau nici o componentă (câmpul electric normal la planul de incidență), rezultând astfel, în urma măsurărilor, valori foarte diferite. Rezistența de contact dintre fantă și restul suprafeței metalice poate influența semnificativ măsurările. Pentru fantele mari din punct de vedere electric, apar probleme suplimentare [146].

Doar afirmația că s-a testat un material în câmp de undă plană pentru a se evalua performanțele sale de ecranare, este insuficientă. Condițiile de măsurare trebuie să se precizeze foarte clar înainte de interpretarea valorilor obținute pentru (a).

O metodă prezentată în norma militară, MIL-Sdt.285 [41] constă în efectuarea experienței pentru stabilirea atenuării în cadrul unei camere

ecranate. O sursă de câmp este plasată în camera ecranată, un receptor afară, iar cuplajul se realizează printr-o fantă practică într-unul din pereți. Însă re poziționarea antenei sursă, poate modifica mult rezultatele măsurărilor din cauza rezonanțelor din cameră. Doar prin medierea unui număr mare de măsurări se poate obține o valoare semnificativă pentru atenuarea (a). O astfel de procedură durează mult și este scumpă. Totodată, reproductibilitatea măsurărilor utilizând diferite camere ecranate este dificil de obținut. Din cauza numeroaselor moduri de propagare care pot exista în camera ecranată, tipul de câmp care penetrează ecranul testat este, în general, necunoscut.

Metoda ASTM. În 1983, ASTM (American Society for Testing and Materials-U.S.A.) a propus [145], [146], [147] utilizarea unui dispozitiv de măsurare având caracteristicile unei linii de transmisie de tip coaxial, ca în Fig.7.2. Într-o linie de transmisie coaxială se propagă modul fundamental TEM, având frecvența critică $f_c=0$. La frecvențe ridicate pot apare și moduri superioare de propagare (de tip TE și TM), care limitează utilizarea acestui dispozitiv de măsurare, dar frecvențele de tăiere ale acestor moduri sunt, în mod uzual, peste 1 GHz (pentru dimensiunile geometrice propuse de ASTM, de 9.9cm/4.35cm, modurile superioare apar la frecvențe mai mari de 1.4 GHz). Modul TEM, care se propagă în interiorul liniei coaxiale se aseamănă cu propagarea unei unde plane în spațiul liber, deci această tehnică este utilizabilă pentru caracterizarea materialelor în câmp depărtat. Dispozitivul este practic un coaxial perfect și asigură continuitatea celor două conductoare coaxiale ale liniei (conductorul central, interior și conductorul coaxial exterior), iar eșantionul trebuie să fie de tip **inelar**, pentru a putea fi introdus între cele două conductoare ale liniei.

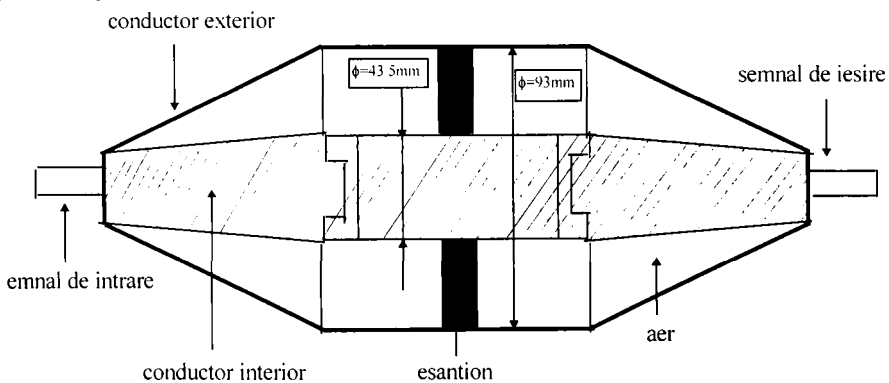


Fig.7.2. Dispozitiv ASTM.

Principalul dezavantaj al acestui dispozitiv îl constituie contactul deficitar dintre eșantion și cele două conductoare ale dispozitivului. Eșantionul trebuie să facă un contact foarte bun cu pereții dispozitivului și se recomandă folosirea pastelor conductive pe bază de argint.

Orice variație a acestor rezistențe de contact, de exemplu din cauza oxidării marginilor eșantionului, determină modificări importante ale valorilor măsurate ale atenuării, iar rezultatele devin nereproductibile. Gama dinamică a acestui dispozitiv este 90÷100dB.

Metoda NBS. Pentru a rezolva aceste probleme, NBS (National Bureau of Standards - U.S.A.) a propus un dispozitiv coaxial modificat, Fig.7.3, numit dispozitiv cu linie de transmisie coaxială și flanșe [146], [148],[149]. În acest caz, eșantionul este de forma unui **disc** și se plasează între cele două secțiuni ale dispozitivului (între flanșe). Secțiunile sunt montate prin intermediul unor șuruburi din plastic (nylon) care

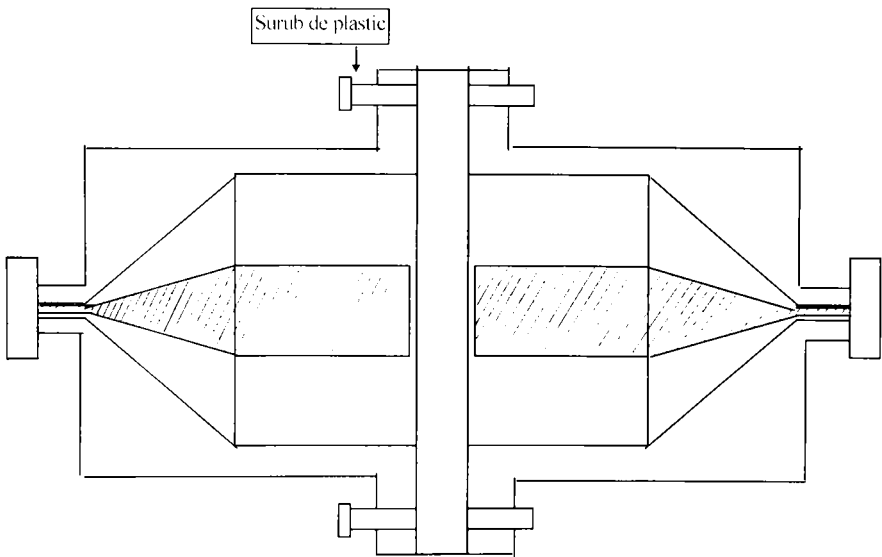


Fig. 7.3. Dispozitiv NBS.

trec prin flanșe și prin eșantion. Astfel, între cele două secțiuni nu există nici o cale conductivă. În cazul acestui dispozitiv, este utilizat cuplajul capacitiv pentru propagarea modului TEM prin eșantion. Spre deosebire de dispozitivul ASTM, în acest caz trebuie efectuate două măsurări: în cadrul

primei măsurări se introduce în locul eşantionului un disc de referință având aceeași grosime ca și eşantionul, dar realizat dintr-un material dielectric, iar în cadrul celei de a doua măsurări se realizează măsurarea cu eşantionul testat. Prin acest procedeu, efectele impedanței de contact și ale capacităților dintre secțiuni pot fi eliminate și nu vor mai afecta precizia cu care se evaluează atenuarea asigurată de eşantion.

În cazul metodei NBS, se folosește de fapt un inel de referință de dimensiunea conductorului exterior și un disc de referință având diametrul egal cu cel al conductorului interior. Totuși, și acest dispozitiv are unele dezavantaje: pentru a se obține rezultate reproductibile este necesar ca în gama de măsurare, curenții de deplasare să fie mai mari decât curenții de conducție. La JF, în cazul materialelor slab conductive (dielectrici conductivi, cu $J_c \cong J_d$, sau chiar dielectrici cu $J_c > J_d$), semnalul care circulă prin capacitățile formate între secțiuni, având eşantionul ca dielectric, poate fi suficient de mare, iar curenții de deplasare pot fi neglijabili, limitând inferior gama de măsurare. De asemenea, și rezistența de contact dintre eşantion și conductorul central poate crea probleme suplimentare.

În mod uzual, frecvența este limitată inferior la 1 MHz. Frecvența superioară este în funcție de geometrie. Pentru dimensiunile propuse de NBS, de 7.6cm/3.2cm, modurile superioare apar pentru $f \geq 1.8$ GHz.

În Fig.7.4 sunt prezentate schemele echivalente simplificate ale celor două dispozitive, scheme care pun în evidență problemele semnalate mai sus.

Schema echivalentă din Fig.7.4.a modelează dispozitivul ASTM. Eşantionul este reprezentat prin Z_e , iar contactul eşantion-dispozitiv este modelat cu câte un grup RC paralel.

Dispozitivul NBS este modelat ca în Fig.7.4.b. Contactul între eşantionul Z_e și cele două jumătăți ale dispozitivului poate fi modelat tot cu un grup RC paralel. Valorile concrete pentru aceste grupuri RC depind de grosimea eşantionului și caracteristicile sale (σ , μ , ϵ). La JF, în special pentru eşantioane izolatoare, impedanța acestui grup este mare și măsurarea este semnificativ perturbată. Acesta este motivul pentru care se face prima măsurare cu discul de referință (disc+inel): valoarea astfel măsurată se scade din cea măsurată cu eşantionul montat, diferența fiind contribuția efectivă a eşantionului.

În acest fel, dacă eşantioanele sunt omogene, valorile obținute sunt reproductibile. Pentru materiale izolatoare, la ÎF, rezistența este foarte mare și capacitatea, mai stabilă, va conduce cea mai mare parte a curentului. La

scăderea frecvenței, X_c crește și se ajunge la situația când curentul de conducție, nereproductibil, devine preponderent.

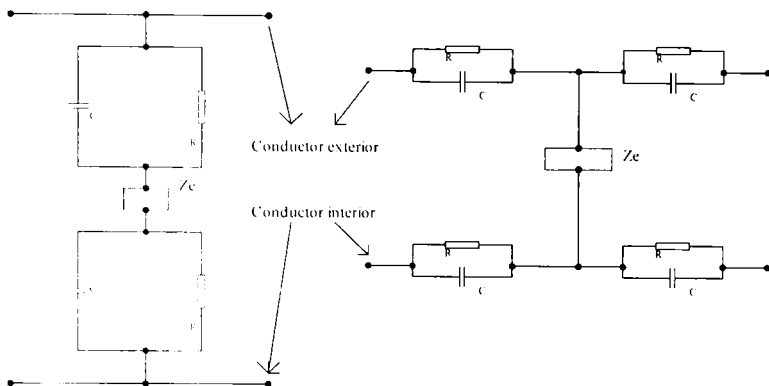


Fig. 7.4.a. Modelul dispozitivului ASTM.

Fig. 7.4.b. Modelul dispozitivului NBS.

În cazul eșantioanelor subțiri, cuplajul capacitiv este mai puternic și frecvența inferioară la care dispozitivul poate fi folosit, scade. Această frecvență limită, sub care măsurările nu mai sunt reproductibile, este:

$$f \geq \frac{1}{2\pi RC} \quad (7.3)$$

În concluzie, ambele dispozitive utilizează ghiduri de undă operând în modul fundamental TEM, deci linii de transmisie, impedanța caracteristică fiind $Z_0=50\Omega$. La frecvențe mai mari, poate exista și modul TE sau/și TM și apar erori, deoarece modurile superioare determină o distribuție a câmpului diferită de unda plană.

7.2 Schemă de măsurare pentru determinarea atenuării ecranelor la frecvențe înalte

Plecând de la dispozitivele de măsurare produse de ASTM și NBS, prezentate în paragraful precedent, autoarea a realizat o schemă de măsurare practică pentru determinarea atenuării ecranelor pentru frecvențe înalte, utilizând elemente standardizate de microunde marca Philips. Schemă utilă și relativ ușor de realizat în cadrul oricărui Laborator de Microunde.

Noua schemă realizată păstrează continuitatea conductorului interior și exterior, ca la dispozitivul ASTM, dar modul de fixare al eșantionului este diferit, asigurându-se un contact foarte bun (v.Fig.7.5) între cuplorul direcțional și sarcina adaptată, respectiv cavitatea rezonantă cu scurtcircuit reglabil.

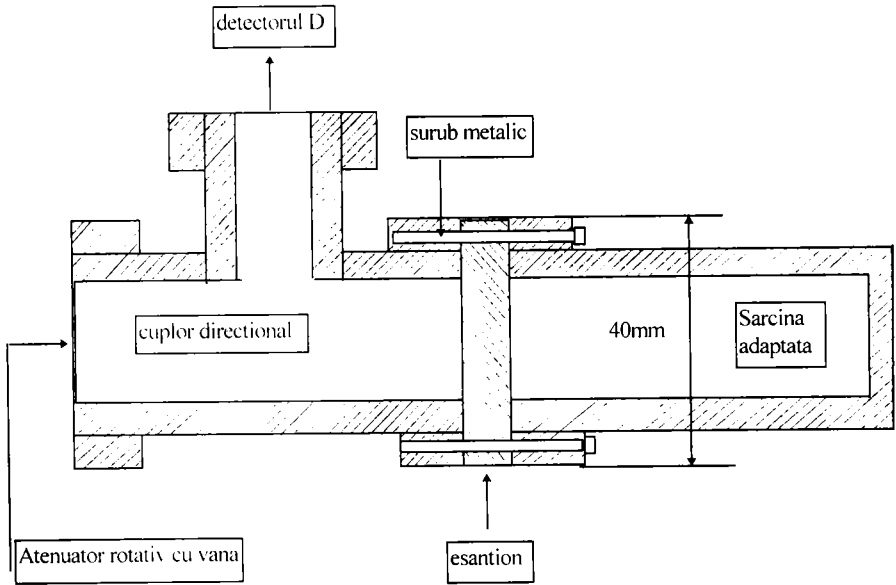


Fig. 7.5. Noul mod de fixare al eșantionului.

Pentru determinarea atenuării diferitelor tipuri de eșantioane de ecrane s-a realizat montajul cu schema din Fig.7.6.

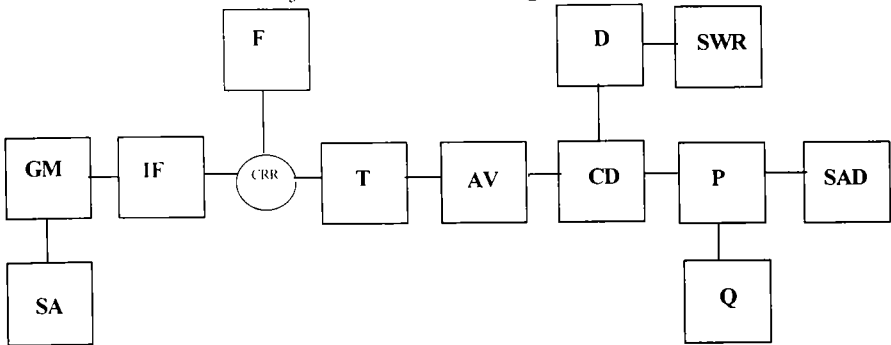


Fig. 7.6. Schemă practică de măsurare pentru determinarea atenuării ecranelor la frecvențe înalte.

Această schemă este compusă din:

■ Sursa de alimentare SA reprezintă o sursă de tensiune stabilizată, cu posibilități de modulație în amplitudine cu semnal dreptunghiular a semnalului de microunde. Modularea cu impulsuri dreptunghiulare de frecvență 1000Hz se realizează cu ajutorul unei diode PIN, pentru a se putea mări sensibilitatea instalației de măsurare. Tipul sursei utilizate este PM 7815, aceasta fiind astfel proiectată încât să alimenteze oscilatoarele GUNN cu puterea necesară în curent continuu. Tensiunea negativă a sursei este conform specificațiilor tehnice 0-15Vcc.

■ Generatorul de microunde GM reprezintă un oscilator cu diodă GUNN, care este prevăzut cu un piston reglabil pentru reglarea frecvenței de lucru. Oscilatorul GUNN PM7015 reprezintă o cavitate mecanică oscilatoare, care se poate utiliza pe un domeniu larg de frecvențe. Conform specificațiilor tehnice domeniul de frecvențe al oscilatorului GUNN este între 8,5-10,5GHz. Dioda GUNN este montată în cavitatea Q superioară [43], iar tensiunea obținută se aplică unui conector BNC. Mecanismul tuning de înaltă precizie asigură un acord neted, fără iregularități. Scara de frecvențe inscripționată și direct calibrată permite stabilirea frecvențelor. PM 7015X prezintă o stabilitate înaltă cu frecvența și se poate utiliza foarte ușor.

■ Izolatorul de ferită IF asigură oscilatorului o sarcină practic constantă, astfel încât acesta să fie izolat de variația sarcinii sau de influența deplasării sondei pe linie, care pot provoca variația frecvenței sau a nivelului de putere. Tipul izolatorului de ferită utilizat este PM 7045X. Acesta reprezintă un izolator de deplasare a unui câmp de putere redusă. Ghidul de undă conține o bară de ferită magnetizată de care este atașată o placă rezistivă. Energia microundei, care se propagă în direcție directă este foarte puțin atenuată. În direcție inversă energia este absorbită în cadrul plăcii rezistive. Acest efect apare datorită distorsiunilor nereziproce ale câmpului de radiofrecvență cauzat de către ferita magnetizată.

■ Frecvențmetrul F reprezintă o cavitate rezonantă reglabilă (CRR), care se cuplează prin absorbție, permițând măsurarea prin rezonanță a frecvenței de lucru. Tipul frecvențmetrului utilizat este PM 7070X, iar domeniul de frecvențe în cadrul căruia acesta lucrează este 8,2-12,4 GHz. Cavitatea rezonantă reglabilă prezintă două găuri de cuplare plasate diametral, iar energia microundelor este cuplată la și prin cavitate numai la frecvența de rezonanță. Cu ajutorul frecvențmetrului se pot realiza diferite combinații de ghiduri de undă, linii coaxiale și detectoare.

■ Tuner T (Slide Screw Tuner) PM 7171X se utilizează pentru a evita reflexiile nedorite din cadrul unui ghid de undă sau pentru a se introduce o

reflexie dorită. Tunerul constă dintr-o secțiune ghid de undă cu găuri și o probă ce se poate deplasa și aplica pe peretele de margine găurit. Deplasarea probei este foarte precisă datorită utilizării barelor de ghidare din oțel. Penetrarea și poziționarea probei se poate localiza cu precizie prin intermediul unui micrometru și a unei scări în mm. Domeniul de frecvențe în cadrul căruia se lucrează se află în intervalul 8,2-12,4 GHz.

■ Atenuator rotativ cu vană AV reprezintă un atenuator de precizie. Acesta utilizează principiul vanei rotative. Aceasta conduce la atenuări independente de temperatură, umiditate și asigură variații de deplasare ale fazei neglijabile peste tot domeniul de atenuări. Atenuatorul constă din două tranziții de la ghidul de undă dreptunghiular la cel circular separate prin intermediul unei piese rotative circulare. Fiecare secțiune conține o vană rezistivă. Vanele de trecere sunt fixate perpendicular față de câmpul electric. Vana din partea circulară se va putea roti cu 0-90° poziție relativă față de vanele de trecere. Domeniul de frecvențe al AV este 8,2-12,4 GHz.

■ Cuplor direcțional CD Cuplorul cu mai multe găuri, PM 7241X, reprezintă un ansamblu realizat din două secțiuni ghid de undă, care formează un braț principal și un braț auxiliar. Găurile, care realizează cuplarea sunt realizate în trei poziții. Un capăt al brațului auxiliar este terminat cu o sarcină adaptată și celălalt capăt cu un SWR-metru. Puterea ce curge într-o direcție prin brațul de bază este parțial cuplată prin intermediul detectorului D la SWR-metru, în timp ce puterea ce curge în cealaltă direcție nu va da nici un semnal la ieșire. Cuplorul direcțional introduce o atenuare de 10dB dintre cele două brațe [43]; factorul de cuplare este determinat de numărul, mărimea și localizarea găurilor în peretele comun. Domeniul de frecvențe în care se utilizează cuplorul este 8,2-12,4 GHz, iar acuratețea cuplajului mediu este aproximativ $\pm 0,4$ dB.

■ Detectorul D este realizat cu ajutorul unei diode semiconductoare. PM 7197X reprezintă un detector de măsurare adaptat, care preia un răspuns fără variații cu un VSWR (voltage standing wave ratio) scăzut menținând totodată o sensibilitate ridicată.

■ Instrument indicator (SWR-metru) reprezintă un aparat cu ajutorul căruia se măsoară SWR (raportul de undă staționară-standing wave ratio). SWR-metru utilizat este de tip PM 7832. Acesta reprezintă un amplificator/voltmetru de zgomot redus reglat la 1000Hz. Pentru a se evita perturbațiile cauzate de curenții buclei de pământare, circuitul de măsurare este realizat complet izolat de pământarea de bază. Frecvența de intrare a SWR-metrului este de 1000Hz și este ajustabilă cu aproximativ $\pm 5\%$. Domeniile pe care lucrează sunt de 70dB în trepte de câte 10dB.

■ Proba introdusă P are formă pătratică, suprafața 4x4 cm², este realizată în două variante și anume placă întreagă și placă cu fantă circulară centrală de diametru 5,5mm din material dielectric și diferite depuneri: dielectric, dielectric cu depunere de aluminiu, dielectric lăcuit, dielectric lăcuit cu depunere de aluminiu, dielectric cu depunere de grafit. Depunerile de aluminiu, cupru au valoarea de aproximativ 1μm. Eșantionul pătratic de ecran simplu sau multistrat se prind de cuplorul direcțional, respectiv, de sarcina adaptată sau cavitatea rezonantă Q cu scurtcircuit adaptabil prin intermediul a 4 șuruburi. Aceste șuruburi fiind însă plasate în exteriorul ghidului de undă, nu afectează traseul undei plane, deci determinarea raportului de undă staționară.

■ Sarcina adaptată SAD reprezintă o terminație pentru reflexiile mici, are un factor VSWR foarte scăzut și este proiectată pentru măsurările de precizie.

■ Dispozitivul Q reprezintă cavitatea rezonantă realizată dintr-un tronson de ghid terminat cu un scurtcircuit deplasabil, conectat la eşantionul de probă și cuplorul direcțional prin intermediul unei diafragme. Măsurările se realizează în banda de frecvențe 8,2-12,4 GHz, dimensiunea ghidului pentru această bandă fiind 22,86x10,16 mm, cu o toleranță de ±0,0046mm.

În continuare se vor analiza diferitele eşantioane folosite la ecranare.

Pentru început se vor lua în considerare probele introduse sub formă de placă întreagă. Sursa de alimentare prezintă ca și semnal de intrare o tensiune de 6V, iar frecvența la care se lucrează cu întreaga schemă de măsurare este de 9,75GHz.

Cunoscându-se conductivitatea electrică a unor metale (v.Tabelul

7.1) și știind relația $\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}$, unde $\rho = \frac{1}{\sigma}$ reprezintă rezistivitatea, relație care definește adâncimea de pătrundere a undei electromagnetice în mediul conductor δ , se pot defini grosimile straturilor ce trebuie depuse.

Tabelul 7.1. Conductivitatea electrică a unor metale.

Nr.crt.	Metalul	σ [• 10 ⁶ S/m]
1	Ag	61,6
2	Cu	57,5-59,3
3	Au	42
4	Al	38,2

Adâncimea de pătrundere la 9,75MHz are următoarele valori pentru materialele des utilizate pentru depuneri prezentate mai sus:

7. Măsurarea caracteristicilor materialelor folosite pentru ecrane

$\delta_{Ag}=0,64\mu\text{m}$; $\delta_{Cu}=0,65\mu\text{m}$; $\delta_{Al}=0,81\mu\text{m}$.

În general grosimea necesară pentru stratul conductor, atunci când acesta se utilizează la realizarea pereților ghidurilor de undă, a cavităților rezonante și a ecranelor are o valoare $g \cong 5\delta$.

Se vor considera, în continuare, pe rând, toate situațiile probelor introduse sub formă de eșantion ecran plan fără fantă și cu fantă ca în Tabelul 7.2.

Măsurându-se cu ajutorul montajului propus raportul undei staționare pentru fiecare eșantion ecran în parte, s-au putut deduce, apelând la formula care definește raportul undei staționare, atenuările care caracterizează probele introduse.

Tabelul 7.2. Situația probelor introduse sub formă de eșantion ecran plan fără fantă și cu fantă; raportul de undă și atenuarea corespunzătoare.

Material eșantion	Raport undă staționară SWR	Atenuare măsurată [dB]	Atenuare simulată [dB]
Dielectric fără fantă	1,9	7	17,56
Dielectric+lac fără fantă	1,89	6,9	16,9
Dielectric+lac+aluminu fără fantă	14,6	17,84	28,94
Dielectric+aluminu fără fantă	14,2	13,97	25,89
Dielectric+grafit fără fantă	1,8	7	19,23
Dielectric+cupru fără fantă	16,2	18,68	19,97
Dielectric+lac+aluminu cu fantă	13,6	17,26	27,26
Dielectric+cupru cu fantă	15,1	18,11	25,65

Valorile obținute de către autoare experimental pentru atenuare s-au comparat cu simulările realizate în capitolele 3, 4, 5 și 6. În urma comparațiilor realizate s-a constatat că valorile concordă, iar abaterile în cazul cel mai defavorabil ating cel mult 20dB.

7.3 Principiul de măsurare

Atenuarea ecranului se datorează pierderilor prin absorbție și prin reflexie, la care se poate adăuga și termenul de corecție B dacă ecranul este subțire. În termeni de puteri, se poate scrie:

$$P_d = P_a + P_r + P_t \quad (7.4)$$

unde: P_d = puterea directă (incidentă);

P_r = puterea reflectată (de către eșantion);

P_t = puterea transmisă prin eșantion;

P_a = puterea pierdută sub formă de căldură datorită absorbției.

Ținând cont de (7.4), relația (7.1) devine:

$$\alpha = 10 \log \left| 1 + \frac{P_r}{P_t} + \frac{P_a}{P_t} \right| \quad (7.5)$$

Puterea incidentă poate fi măsurată direct, iar puterea transmisă poate fi măsurată la ieșirea schemei de măsurare propuse, deci se poate evalua ($P_a + P_r$) chiar fără a utiliza un cuplor direcțional [43]. Suma ($P_a + P_r$) include și contribuțiile datorate reflexiilor multiple într-un eșantion subțire. Dacă se folosește cuplor direcțional, ca în schema prezentată anterior, atunci se poate măsura separat P_r și cunoscând ($P_a + P_r$) rezultă P_a . Pentru eșantioane subțiri (de exemplu, acoperiri sub 10μ , mai ales la JF, dacă $d < \delta$, se poate aproxima $P_a \approx 0$). S-a notat cu d grosimea eșantionului, respectiv a acoperirii conductive, și cu δ adâncimea de pătrundere.

În continuare, se vor considera undele electromagnetice radiate [126] de o antenă emițătoare care suferă o reflexie parțială sau chiar totală, la întâlnirea obstacolelor, conform Tabelului 7.2. La undele monocromatice suprapunerea dintre undele directă și reflectată conduce, prin interferență constructivă și distructivă, la unde staționare cu noduri și ventre, fixe în spațiu.

Raportul dintre valoarea maximă și minimă a înfășurătoarei se numește *raport de unde staționare* (în engleză: SWR, *Standing Wave Ratio*)

$$S = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{E_I + E_R}{E_I - E_R} \quad (7.6)$$

Raportul de unde staționare ia valoarea 1 când nu există nici un obstacol, adică nu apare nici o undă reflectată; el este infinit în cazul unei reflexii totale pe un perete conductor ideal ($E_{min} = 0$).

Din raportul de unde staționare cunoscut se poate calcula cu ușurință *factorul de reflexie*,

$$r = \frac{E_R}{E_I} = \frac{S - 1}{S + 1} = \frac{E_{max} - E_{min}}{E_{max} + E_{min}}. \quad (7.7)$$

Valoarea factorului de reflexie variază între 0 și 1 și poate fi atât pozitivă, cât și negativă. Pentru un factor de reflexie cunoscut se poate calcula raportul de unde staționare,

$$S = \frac{1 + r}{1 - r}. \quad (7.8)$$

În final trebuie remarcat că, în cazul unui ecran din materiale cu $\mu_r \neq 1$ sau $\epsilon_r \neq 1$, factorul de reflexie va fi o mărime complexă,

$$r = \frac{E_R}{E_I}. \quad (7.9)$$

În relația (7.8) trebuie să fie introdus atunci modulul factorului de reflexie,

$$S = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}. \quad (7.10)$$

Schema echivalentă, care corespunde situației prezentate este cea din Fig.7.4.b, unde eșantionul ecran este caracterizat prin intermediul impedanței Z_I .

Dacă se realizează comparația între atenuarea obținută prin intermediul modelării **SPICE** și **MEF** a unui ecran realizat din dielectric și cupru și cea obținută prin intermediul măsurării cu schema prezentată, se poate constata că valoarea atenuării în ambele situații este aproximativ egală cu 18,68 dB. Comparând aceste două valori și cu valorile obținute în literatura de specialitate se poate constata o diferență de maxim 2-3dB. Deci aceste rezultate sunt în concordanță cu valorile raportate în literatură pentru cupru și confirmă posibilitatea utilizării montajului propus, precum și a modelării **SPICE** și **MEF**.

Concluzionând, se poate spune, că **schema de măsurare originală de măsurare la frecvențe înalte a ecranelor permite testarea materialelor în câmp depărtat (undă plană) și ierarhizarea lor în funcție de proprietățile de ecranare**. Față de dispozitivele de măsurare cunoscute această schemă prezintă următoarele avantaje:

- se permite extinderea gamei de măsurare. Frecvența maximă este limitată de apariția modurilor superioare de propagare.
- se asigură rezistențe parazite de contact neglijabile, deoarece toate contactele se realizează între suprafețe de dimensiuni mari și pentru toate contactele se asigură o strângere corespunzătoare. Pentru micșorarea rezistențelor de contact este preferabilă argintarea la interior a cuplurilor direcționale și eventual, aurirea contactelor.

- se poate determina raportul de undă staționară, corespunzător eșantionului ecran.
- se poate determina, prin intermediul unei metode relativ rapide, ieftine și ușor de realizat, atenuarea corespunzătoare eșantionului ecran.

7.4 Metodă și tehnică de măsurare a eficienței ecranării la cablurile ecranate

În cadrul acestui paragraf autoarea prezintă o nouă procedură de testare originală a eficacității ecranării *SE* la cablurile coaxiale ecranate. Celula de măsurare **TEH** modificată, cu un conductor plasat asimetric și noua formă a celulei propusă, asigură în zona în care se plasează cablul de testat un câmp cvasiuniform. Mai mult, această metodă operează pe un domniu larg de frecvențe cu o precizie ridicată.

Tehnicile de măsurare [42], cum ar fi *metoda triaxială* și *metoda injecției de curent directe (ICD)* caracterizează eficacitatea ecranării prin intermediul impedanței de cuplaj. Câmpul obținut prin intermediul *metodei ICD* nu este uniform. Metoda propusă, care utilizează o *celulă de măsurare TEH (Transmission-Line Holder) modificată*, asigură un câmp cvasiuniform. Metoda pentru măsurarea eficacității ecranării a cablurilor coaxiale utilizează două linii de propagare: o linie perturbatoare și un cablu supus testării.

7.4.1 Dispozitiv de măsurare. Celulă de măsurare modificată TEH

O celulă de măsurare **TEH** modificată (CTEHM) ca în Fig.7.7 reprezintă un traductor linear de bandă largă. Acesta se utilizează pentru conversia semnalelor de radiofrecvență în câmpuri electromagnetice. Măsurarea se realizează în două faze:

- a) măsurarea tensiunii la capătul cablului fără ecran;
- b) măsurarea tensiunii la capătul cablului coaxial.

CTEHM asigură un rezultat direct al eficacității ecranării. Tehnica de măsurare presupune realizarea unui set de măsurări asupra cablului fără ecran, cablu cu aceeași formă constructivă ca și cel ecranat. În următoarea etapă cablul ecranat ia locul cablului neecranat în exact aceeași locație.

Eficacitatea ecranării cablului ecranat are următoarea formă [146], [147], [148], [149], [150], [151]:

$$SE[\text{dB}] = V_{ic}[\text{dB}] - V_c[\text{dB}], \quad (7.11)$$

unde: V_{lc} - tensiunea de la cablul necranat,
 V_c - tensiunea de la cablul ecranat.

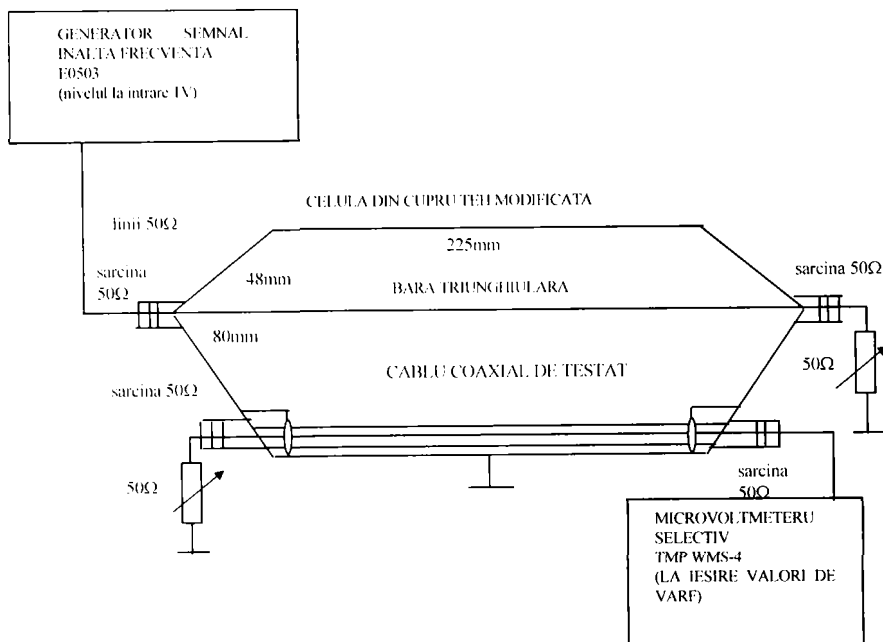


Fig. 7.7. Celulă TEH modificată din cupru (CTEHM).

Datorită faptului că această tehnică se bazează pe o soluție empirică și este considerată corectă atâta timp cât măsurările sunt repetabile, trebuie să se ia în considerare următoarele surse de erori:

- Diferențele geometrice între miezul cablului ecranat și cablul necranat;
- Variațiile în poziționarea celor două cabluri;
- Variația nivelului tensiunii de ieșire a microvoltmetrului selectiv, datorită neadaptării cu circuitele adiacente.

CTEHM cu un conductor plasat asimetric și cu forma propusă pentru celulă asigură, în zona unde este cablul plasat pentru testare, un câmp cvasiuniform.

Metoda elementelor finite (**MEF**) analizează distribuția câmpurilor în interiorul celulei TEH modificate prin modelări numerice.

În Fig.7.8.a se reprezintă în secțiune transversală densitatea de flux \vec{B} utilizând programul QUICKFIELD.

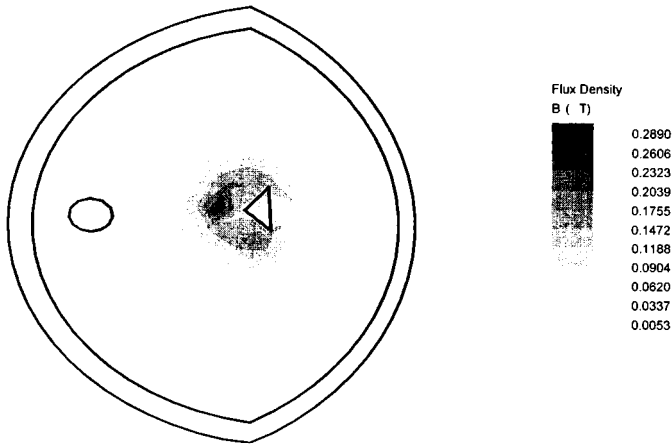


Fig. 7.8.a Densitatea de flux în secțiunea transversală a unei celule TEH modificate.

Dacă se analizează variația densității de flux, se poate vedea din Fig.7.8.b că se obține un câmp cvasiuniform pentru structura propusă. Evaluând această imagine este posibil să se vadă că rezultatele obținute prin programul QUICKFIELD și EMAS sunt asemănătoare.

7.4.2 Determinarea frecvențelor de rezonanță ale CTEHM

Cavitățile de orice formă, realizate din materiale conductoare, se comportă ca niște containere pentru undele electromagnetice, ținându-le închise până când energia lor este disipată prin intermediul curenților care se propagă în pereții rezistivi ai containerului. Chiar dacă structura prezintă fante, la anumite frecvențe se va găsi un comportament rezonant, care va avea ca urmare creșterea mare a amplitudinilor câmpului în anumite zone ale cavității. Importanța frecvenței de rezonanță este pentru a stabili limita superioară a celulei.

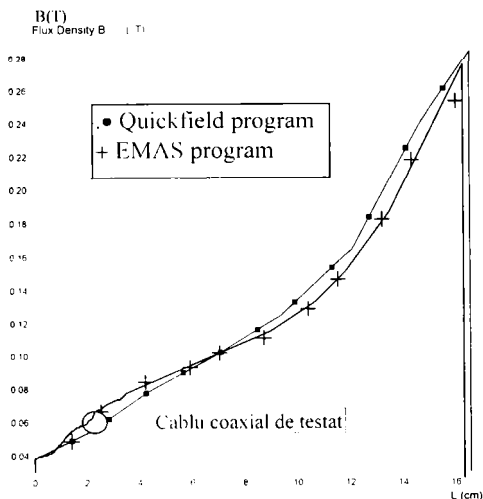


Fig. 7.8.b. Variația densității fluxului depinzând de distanța dintre linia perturbatoare și cablul supus testării, pentru situația în care linia perturbatoare se află la distanța optimă față de cablul coaxial de testat.

Tabelul 7.3. Frecvențele de rezonanță

Frecvențe de rezonanță	
Modul 1	2.928583E+00
Modul 2	4.250337E+00
Modul 3	5.075975E+00
Modul 4	5.643411E+00
Modul 5	6.335502E+00
Modul 6	7.084024E+00
Modul 7	7.356880E+00
Modul 8	7.705128E+00
Modul 9	8.576812E+00

De fapt, pentru o cavitate cilindrică cu r raza cavității și d lungimea cavității, frecvențele de rezonanță pentru modul 1 TE și TM sunt:

$$f_{11} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{1.841}{r}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} \text{ modul TE,} \quad (7.12)$$

$$f_{11} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{3.832}{r}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2} \text{ modul TM.} \quad (7.13)$$

Datorită ajutorului oferit de firma Endress&Hauser și institutului ICMET R&D autoarea a putut studia și obține rezultate simulate și experimentale privitoare la structura din Fig.7.7. Pentru determinarea frecvențelor de rezonanță, care sunt specifice CTEHM s-a utilizat programul EMAS. În Tabelul 7.3 sunt prezentate frecvențele de rezonanță pentru diferite moduri, care sunt specifice CTEHM. În Fig.7.9 se reprezintă distribuția densității fluxului magnetic și frecvența de rezonanță calculată 2.92858 GHz. În Anexa IV este prezentat listingul unor fișiere care analizează incinta CTEHM cu excitație și fără excitație. De asemenea, în Anexa IV sunt prezentate câmpurile magnetice și electrice ale celulei

CTEHM la frecvențele de rezonanță corespunzătoare modurilor 1, 2, 3, 4, 5.

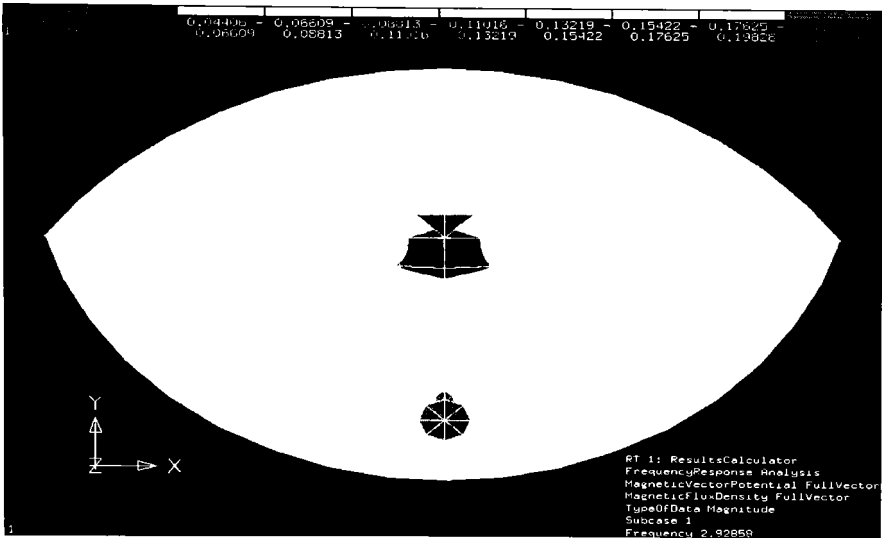


Fig. 7.9. Distribuția densității fluxului magnetic pentru modul 1, frecvența de rezonanță calculată 2.92858 GHz.

La frecvența de rezonanță sarcina este adaptată și puterea generată este maximală. De la generatorul TR - 0602 se injectează un semnal în celulă, a cărei frecvență urmează a fi măsurată cu ajutorul cavității rezonante. Prin cuplare, detectorul cu diode Gunn preia semnalul, care este un semnal modulat în amplitudine și îl transferă SWR - metrului PM 7832. Detectorul are rolul de a detecta semnalul din interiorul cavității. În interiorul CTEHM se plasează o probă de curent [168]. SWR - metrul indică un câmp maximal, când cavitatea se găsește la rezonanță. În acest mod este posibil să se stabilească frecvența de rezonanță a CTEHM. Frecvența de rezonanță măsurată pentru modul 1 este 2.967GHz. Diferența între valoarea măsurată și valoarea calculată se datorează și preciziei cu care a fost proiectată celula. Metoda propusă se poate utiliza pentru determinarea eficacității ecranării până la cel puțin 1/10 din frecvența de rezonanță, ceea ce înseamnă 300MHz.

7.4.3. Modalități de măsurare a eficacității ecranării

În cadrul acestui paragraf autoarea prezintă două modalități originale de măsurare a eficacității ecranării cu CTEHM, prezentată în Fig.7.7. Prima modalitate implică faptul că toate liniile de 50Ω și toate sarcinile sunt adaptate. În realitate cablul neecranat și linia perturbatoare nu au 50Ω . De aceea, este mai bine să se pună în loc de 50Ω o structură care să permită adaptarea între 0 și 50Ω . În acest mod se pot evita undele staționare din interiorul CTEHM.

Utilizând o adaptare mai bună unda staționară dispare parțial, vezi Tabelul 7.4. Rezultatele măsurate și calculate din Tabelul 7.4 corespund datelor de catalog din Tabelul 7.5. În general cablurile coaxiale, de interior, de calitate ridicată pentru antene singulare cu viitor asigurat, pentru instalații de antenă MATV (master antenna installations), precum și instalațiile din casă conectate la rețele de bandă largă și la sisteme de bandă largă au o eficacitate a ecranării mai mare sau egală cu 70dB [169].

În Tabelul 7.5 sunt date câteva date de catalog pentru diferite tipuri de cabluri coaxiale pentru interior.

Pentru calculul eficacității ecranării [151] se consideră:

$$SE = (P_{out} / P_L), \quad (7.14)$$

$$P_{out} = Z_0 \cdot I^2. \quad (7.15)$$

$$P_L = \left(\frac{V_L^2}{Z_0} \right). \quad (7.16)$$

unde:

SE - eficacitatea ecranării;

P_L - puterea la capătul liniei;

Z_0 - impedanța caracteristică a liniei de transmisie;

V_L - tensiunea la capătul liniei.

În următoarele se prezintă ecuația impedanței de transfer pornind de la rezultatele cunoscute din [151]:

$$Z_t = \sqrt{Z_{01}Z_{02}} \sqrt{(1/SE)(F/L)}. \quad (7.17)$$

$$F = \frac{4(1 - e_{12}e_{22})(1 - e_{21}e_{11})}{(1 + e_{11})(1 + e_{22})(1 - e_{12})(1 - e_{21})} \quad (7.18)$$

unde:

Z_{01} - impedanța caracteristică a liniei perturbatoare;

Z_{02} - impedanța caracteristică a liniei testate;

L - lungimea unui eșantion de cablu;

e_{11} - coeficientul de reflexie a liniei perturbatoare la sursă;

e_{21} - coeficientul de reflexie a liniei perturbatoare la terminație;

e_{12} - coeficientul de reflexie a liniei testate la terminație;

e_{22} - coeficientul de reflexie a liniei testate la detector.

În urma calculelor efectuate se obține:

$$SE = Z_{01}Z_{02}/Z_t (F/L)^2, \quad (7.19)$$

care rescrișă în formă logaritmică, pentru a exprima rezultatul în dB, ne dă următoarea expresie:

$$SE = 10 \log_{10}(Z_{01}) + 10 \log_{10}(Z_{02}) + 20 \log_{10}(F) - 20 \log_{10}(Z_t) [\text{dB}]. \quad (7.20)$$

Diferiții termeni din expresia anterioară sunt în funcție de construcția cablului. Primul termen ($10 \log_{10}Z_{01}$) caracterizează relația de legătură a ecranului cablului cu toate celelalte conductoare din vecinătate, inclusiv ecranele acestora.

Al doilea termen ($10 \log_{10}Z_{02}$) caracterizează dependența eficacității ecranului de construcția internă a cablului. Al treilea termen ($20 \log_{10}F$) caracterizează dependența eficacității ecranării de modul în care conductoarele și ecranul cablului sunt terminate. Al patrulea termen ($20 \log_{10}L$) indică scăderea eficacității ecranării cablurilor scurte (mai puțin decât un sfert din lungimea de undă), atunci când pătratul lungimii cablului scade și când impedanța de transfer scade.

Dintre cei patru termeni, care caracterizează eficacitatea ecranării numai termenul final descrie scurgerea prin ecran, deci numai ultimul termen este afectat de proiectarea reală a ecranului. Dacă ar fi posibil să fie controlați toți ceilalți, impedanța de transfer ar fi suficientă pentru a specifica în totalitate ecranarea. Circuitele adiacente variază, astfel modificându-se și caracteristicile de cuplaj și de aceea este posibil să se stabilească o conversie aproximativă.

$$SE = 36 - 20 \log(Z_f) \text{ [dB]}. \quad (7.21)$$

Relația de legătură dintre impedanța de transfer și frecvență, arată ca în Fig.7.10. și pe baza ei se poate stabili eficacitatea ecranării.

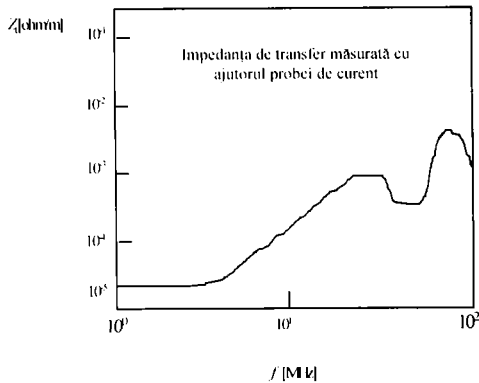


Fig. 7.10. Valoarea minimă măsurabilă Z_f în funcție de frecvență.

Utilizând formula (7.21) și Fig.7.10 se poate calcula eficacitatea ecranării. Metoda probei de curent utilizată pentru măsurarea impedanței de transfer prezintă o performanță mai bună la frecvențe mai joase ($0.02 \text{ m}\Omega/\text{m}$ la 1 MHz), dar scade în mod dramatic o dată cu creșterea frecvenței (aproximativ $1 \text{ m}\Omega/\text{m}$ la 100 MHz).

Tabelul 7.4. Valorile eficienței ecranării determinate cu CTEHM cu adaptare.

Frecvența [MHz]	Cablu necerant $U_{\text{cosef}} [\text{mV}]$	Cablu ecranat 50 Ω cu tresa cupru impletită $\phi_{\text{cu}} = 8 \text{ mm}$ $U_{\text{cosef}} [\mu\text{V}]$	Cablu ecranat 50 Ω cu tresa cupru impletită $\phi_{\text{cu}} = 8 \text{ mm}$ SE [dB]	Cablu ecranat 50 Ω cu tresa cupru impletită $\phi_{\text{cu}} = 12 \text{ mm}$ $U_{\text{cosef}} [\mu\text{V}]$	Cablu ecranat 50 Ω cu tresa cupru impletită $\phi_{\text{cu}} = 12 \text{ mm}$ SE [dB]	SE [dB] calculată
30	60	0.55	100.75	0.70	98.66	82
40	85	0.70	101.68	0.62	102.74	82
50	270	0.54	113.97	1	108.62	82.93
60	120	1.1	100.75	1.5	98.06	83.95
70	120	1.2	100	1.4	98.66	76
80	100	1	100	1.1	99.17	75.172
90	90	1.1	98.25	1.1	98.25	73.72
100	130	1.1	101.45	1.3	100	77.93
110	110	1	100.82	1.2	99.24	97.938

Tabelul 7.5. Valorile eficienței ecranării date de catalog.

Tipul cablului coaxial	[MHz]	LCD 58	LCD 59	LCD 61	LCD 81	LCD 90
SE [dB]	50 - 100	≥ 70	≥ 70	≥ 70	≥ 80	≥ 70
SE [dB]	100 - 500	≥ 75	≥ 75	≥ 75	≥ 80	≥ 75
SE [dB]	500 - 1000	≥ 70	≥ 75	≥ 70	≥ 70	≥ 75
SE [dB]	1000 - 2050	≥ 65	≥ 65	≥ 65	≥ 70	≥ 65

În cadrul acestui capitol autoarea a realizat celula TEH modificată și a efectuat măsurări la înaltă frecvență cu ajutorul ei.

Măsurările cu ajutorul CTEHM oferă o alternativă care nu este dependentă de proiectarea generală a cablului și a ecranului. Măsurarea CTEHM asigură un rezultat direct privitor la eficacitatea ecranării. Tehnica măsurării impune realizarea unui set de măsurări cu un cablu fără ecran, având aceeași structură constructivă ca și cablul ecranat. În continuare cablul ecranat înlocuiește cablul neecranat în exact aceeași locație. Măsurările se efectuează în etapa aceasta cu cablul ecranat în locul celui neecranat.

Chiar și în cadrul acestei măsurări trebuie să se aibă o grijă deosebită, pentru că diferite surse de erori pot apare, cum ar fi diferențe între miezul cablului ecranat și cablul neecranat, variații în poziționarea celor două cabluri și variații ale nivelului tensiunii de ieșire ale microvoltmetrului selectiv în timpul celor două etape de măsurare.

O modalitate foarte puternică pentru studiul câmpurilor electromagnetice și a frecvențelor de rezonanță o reprezintă metoda **MEF** [171]. Programele care se utilizează sunt QUICKFIELD și EMAS. Rezultatele obținute prin ambele metode sunt similare. Avantajul cel mai important al programului QUICKFIELD este că acesta lucrează în mod staționar, ceea ce conduce la un răspuns foarte rapid pentru fiecare structură care este analizată. Programul EMAS lucrează în complex și pentru frecvențe foarte înalte, iar răspunsul pentru o structură analizată este lung. De exemplu, pentru structura analizată în acest capitol timpul necesar analizei cu ajutorul programului QUICKFIELD este aproximativ un minut, iar pentru analiza efectuată cu EMAS aproximativ jumătate de oră. Versatilitatea metodei **MEF** permite aplicarea acestei metode oricărei structuri bidimensionale caracteristice celulei TEH modificate. Singurele restricții ale acestei metode sunt cele de natură numerică. De fapt, depinzând de resursele computaționale disponibile, se va stabili o limită pentru mărimea electrică a obiectelor ce urmează a fi studiate.

Analiza s-a realizat atât pentru undele TM și TE [44], demonstrând o relație de legătură strânsă între eficacitățile ecranării și modurile structurii bidimensionale a CTEHM. Caracterizarea prin intermediul unui circuit a unei structuri permite studiul proiectării diferitelor tipuri de ecrane, precum și studiul diferitelor probleme de interferență.

8. CONCLUZII

Această teză a urmărit studiul și îmbunătățirea ecranării aparaturii electronice, precum și aprecierea perturbațiilor ce pot apare pe plăcile de circuite imprimate. S-au obținut programe originale cu ajutorul cărora se pot modela diferite tipuri de ecrane, precum și perturbațiile de pe plăcile de circuite imprimate. S-au realizat măsurări practice și simulări ale atenuării și eficacității ecranării pentru cazuri simple. S-a constatat o concordanță între simulări, măsurările practice și valorile pentru atenuare și eficacitatea ecranării prezentate în literatura de specialitate.

8.1 Sinteză

Cercetările teoretice și experimentale, prin intermediul simulărilor, din cadrul acestei lucrări abordează două din problemele care afectează compatibilitatea electromagnetică a aparaturii electronice: cuplajul parazit prin radiație și cuplajul parazit între linii de transmisie. Lucrarea se referă în special la:

1. ecranele multistrat plan-paralele, cilindrice și sferice, precum și la modelele mixt-dimensionale cu elemente finite pentru cuplaje și ecranări electromagnetice;
2. o atenție deosebită se dă efectului fantelor din ecrane, precum și;
3. ecranelor realizate sub formă de grilaje;
4. totodată se extinde rezolvarea problemelor de interferență electromagnetică prin abordarea studiului degradării ecranelor în prezența conductoarelor externe,
5. precum și a metodei elementelor finite aplicată la modelarea perturbațiilor de pe plăcile circuitelor imprimate.

Soluționarea problemelor legate de compatibilitatea electromagnetică se face utilizând programele **SPICE**, **MATLAB**, **QUICKFIELD**, **MSC/EMAS**.

Deci din domeniul larg al CEM, prezenta lucrare se ocupă de două capitole importante din cadrul asigurării compatibilității electromagnetice a aparaturii electronice: teoria ecranelor electromagnetice multistrat și metoda elementelor finite aplicată problemelor CEM.

Studiul ecranelor electromagnetice multistrat prezintă unele dificultăți matematice și este în general arid. Totuși, aceste probleme sunt importante pentru o abordare științifică a domeniului compatibilității. În

cadrul lucrării se încearcă să se păstreze un echilibru între abordarea științifică matematizată și cea cu caracter ingineresc, aplicativ. În acest scop, relațiile deduse sunt completate cu numeroase grafice și interpretări fizice. S-au realizat anumite calcule mai precise ale factorilor de ecranare pentru diferitele tipuri de ecrane multistrat, renunțându-se la ipotezele simplificatoare. Reliefaarea acestor contribuții a necesitat prezentarea relativ detaliată a contextului respectiv, ceea ce a dus la un plus de claritate, dar și la creșterea volumului unor capitole.

Toate ecranele multistrat analizate au numeroase aplicații practice. De exemplu, ecranul plan paralel multistrat este utilizat atât pentru modelarea unor ecrane paralelipipedice, cât și pentru modelarea camerelor ecranate, utilizate la testarea aparaturii electronice. Ecranul cilindric multistrat este important atât pentru studierea ecranării cablurilor, cât și pentru modelarea unor incinte fusiforme (întâlnite în aviație și în tehnica militară). În sfârșit, ecranul sferic multistrat este folosit pentru modelarea incintelor paralelipipedice, utilizându-se pentru calcul un ecran sferic multistrat având același volum echivalent. De asemenea, soluțiile analitice obținute pentru aceste ecrane sunt importante și pentru testarea metodelor numerice folosite pentru studiul ecranelor.

Primul capitol are un caracter introductiv; în cadrul capitolelor următoare se prezintă și anumite probleme cu caracter original, prezentând rezultate noi. Fiecare capitol se termină cu reliefaarea unor contribuții, dar pentru mai multă claritate acestea sunt reluate sistematic mai jos.

• CAPITOLUL 1

În cadrul acestui capitol, care are un caracter introductiv se definește compatibilitatea electromagnetică și se prezintă numeroase aspecte din cadrul domeniului CEM: analiza mecanismelor de producere a perturbațiilor, studiul propagării perturbațiilor, studiul cuplajelor parazite, evaluarea consecințelor practice ale perturbațiilor asupra funcționării aparatelor, mijloacele de creștere a imunității aparatelor la perturbații etc.

Capitolul este dedicat și prezentării modului de utilizare al programelor **SPICE**, **MATLAB**, **QUICKFIELD**, **MSC/EMAS** în soluționarea problemelor legate de compatibilitatea electromagnetică. Se prezintă totodată posibilități moderne de rezolvare, utilizând metoda elementelor finite, precum și **un ghid de utilizare a diferitelor programe de simulare existente actual**.

În cadrul acestui capitol **se realizează și o analiză comparativă după criteriul preț de cost↔eficiență a programelor de simulare**. Aceasta conduce la concluzia că variantele cele mai adecvate pentru studiul

ecranelor multistrat cilindrice și sferice sunt cele 2D, care însă permit studiul în coordonate cilindrice. Factorul hotărâtor în luarea acestei decizii o constituie faptul că ecranele multistrat cilindrice și sferice prezintă, în majoritatea covârșitoare a cazurilor o simetrie de rotație.

• CAPITOLUL 2

Capitolul doi este dedicat modurilor de abordare a problemelor de ecranare. Se arată că o lucrare cuprinzătoare despre ecrane, fără a fi exhaustivă, ar trebui să cuprindă trei părți:

1. Calculul teoretic al ecranelor;
2. Aspecte tehnologice în realizarea ecranelor;
3. Măsurarea ecranelor.

Se scot în evidență temele din cadrul celor trei părți, ce se vor dezvolta în continuare.

• CAPITOLUL 3

În cadrul capitolului trei se analizează critic demonstrația clasică pentru factorul de ecranare al ecranului plan paralel și se arată că aceasta implică o serie de idealizări inacceptabile din punct de vedere fizic: sursă de câmp de dimensiuni infinite plasată la infinit, sursă de câmp de putere infinită, neconservarea componentei tangențiale a câmpului electric E_r , la exteriorul ecranului, impedanță de undă infinită în exteriorul ecranului.

Se știe că necesitatea unei surse de câmp de putere infinită este consecința neglijării curentului de deplasare în exteriorul ecranului, într-o zonă de dimensiuni infinite și că neconservarea componentei tangențiale a câmpului electric E_r la exteriorul ecranului este consecința ignorării efectului de capăt și implicit, a câmpului creat de curenții turbionari I_t în exteriorul ecranului. Astfel se poate constata că factorul de ecranare stabilit pentru ecranele multistrat plan paralele în aceste condiții nu prezintă o precizie ridicată.

Luându-se în considerare curentul de deplasare în exteriorul și interiorul ecranului, precum și conservarea componentei tangențiale a câmpului electric E_r , care acționează asupra factorilor de reflexie, se deduce **o nouă relație mai exactă pentru factorul de ecranare F , respectiv pentru atenuarea α a ecranului multistrat plan paralel.**

Această nouă relație reprezintă o generalizare a expresiei clasice, care se regăsește ca un caz particular, prezentând în plus următoarele avantaje: este valabilă atât la JF, cât și la ÎF, spre deosebire de relația clasică, din care rezultă câmp constant. Noua expresie evidențiază neuniformitatea câmpului în interiorul ecranului și permite calcularea

atenuării în orice punct din spațiul protejat; evidențiază existența unor rezonanțe locale și permite determinarea frecvențelor acestora.

Se analizează efectul reflexiei la exteriorul ecranului și se constată, că în lipsa reflexiei la exteriorul ecranului câmpul electric crește foarte mult, ceea ce reduce foarte mult atenuarea. Se deduce deci, că pentru câmpul electric reflexia la exteriorul ecranului reprezintă principalul mecanism de ecranare.

Se prezintă în continuare bazele teoretice pentru ecranele plan-paralele cu două straturi și ecranele plan paralele cu trei straturi. **S-au realizat programe în MATLAB pentru diferite grosimi de straturi și diferite materiale, cu ajutorul cărora se studiază comportarea atenuării la frecvențe joase, medii și înalte și se determină eficiența ecranării pentru cazurile prezentate.** Programele realizate se pot utiliza pentru orice tip de material și orice grosime a stratului, prin modificarea în cadrul programului a proprietăților materialului și a proprietăților geometrice, corespunzătoare ecranului plan paralel multistrat aflat în studiu.

Se descrie în continuare un model cu linii de transmisie al ecranului plan paralel și utilizarea metodei impedanțelor în studiul ecranelor multistrat.

Se propune un model SPICE pentru ecranul plan paralel multistrat, model care permite și studiul în regim tranzitoriu al acestui ecran. Acest model permite studierea în domeniul frecvență sau în domeniul timp a ecranului plan-paralel multistrat.

Un mare număr de simulări demonstrează utilitatea și flexibilitatea modelului, care poate fi ușor adaptat pentru a simula atenuarea, respectiv câmpul magnetic și electric în interiorul, centrul și exteriorul ecranului.

Se analizează posibilitatea utilizării modelului SPICE în domeniul timp și se specifică modificările necesare în acest scop. Deoarece găsirea răspunsului în domeniul timp este dificilă prin calcul direct și este foarte importantă în problemele de EMP, NEMP, ESD, LIGHTNING, etc., importanța modelului **SPICE** pentru astfel de aplicații devine cu atât mai mare.

• CAPITOLUL 4

În cadrul capitolului patru se realizează o analiză a factorului de ecranare al ecranului cilindric și se constată că problema prezentată, este tot o problemă unidimensională dar în coordonate cilindrice și toate aprecierile de natură calitativă și interpretările fizice de la ecranul plan paralel în câmp magnetic cvasistaționar se pot extrapola direct pentru cazul ecranului cilindric în câmp magnetic longitudinal, cvasistaționar.

Se prezintă în continuare bazele teoretice pentru ecranul cilindric cu două straturi în câmp magnetic transversal și pentru ecranul cilindric cu trei straturi în câmp magnetic transversal. **S-au realizat programe în MATLAB pentru diferite grosimi de straturi și diferite materiale, cu ajutorul cărora se studiază comportarea atenuării la frecvențe joase, medii și înalte și se determină eficiența ecranării pentru cazurile prezentate.** Programele realizate se pot extinde pentru orice tip de material și grosime a stratului, prin modificarea în cadrul programului a proprietăților materialului și a proprietăților geometrice, corespunzătoare ecranului cilindric multistrat în câmp magnetic transversal aflat în studiu.

Luându-se în considerare curentul de deplasare, **se deduce o relație nouă precisă a factorului de ecranare pentru un ecran cilindric multistrat în câmp magnetic longitudinal și o relație nouă mai precisă a factorului de ecranare pentru un ecran cilindric multistrat în câmp magnetic transversal.** Aceste relații prezintă în plus următoarele avantaje: sunt valabile atât la JF, cât și la ÎF, și se poate evidenția existența unor rezonanțe locale.

Se analizează efectul reflexiei la exteriorul ecranului cilindric multistrat și se constată că în lipsa reflexiei, la exteriorul ecranului câmpul crește foarte mult, ceea ce reduce foarte mult atenuarea. Se deduce deci, că pentru câmpul electric reflexia la exteriorul ecranului reprezintă principalul mecanism de ecranare.

Pe baza modelului cu linii de transmisie a ecranului **se propune un model SPICE pentru ecranul cilindric multistrat longitudinal.** Pentru analiza comportării ecranului în domeniul frecvență, acest model are aceleași avantaje ca și modelul SPICE propus pentru ecranul multistrat plan paralel. **Este posibilă studierea în domeniul frecvență a ecranului cilindric multistrat, beneficiind de toate avantajele programului SPICE.**

Un număr mare de simulări demonstrează utilitatea și flexibilitatea modelului, care poate fi ușor adaptat pentru a simula atenuarea în diferite poziții în interiorul, exteriorul și centrul ecranului și de a determina câmpul magnetic, respectiv electric în aceste poziții.

În cazul ecranului cilindric rezultă modele diferite la JF și ÎF. Modelul de JF este valabil în intervalul $(0 \div f_x)$, iar pentru $f \geq f_x$ trebuie folosit modelul de ÎF. Frecvența f_x depinde de raza ecranului.

Folosind modelul SPICE propus, se analizează posibilitatea utilizării lui în domeniul timp și se specifică modificările necesare în acest scop. Se arată că acest model SPICE pentru ecranul cilindric

multistrat în câmp magnetic longitudinal poate fi folosit pentru deducerea răspunsului în domeniul timp, dacă spectrul câmpului perturbator este complet acoperit de modelul respectiv. În caz contrar, oricare model s-ar folosi, răspunsul este eronat, deoarece ecranul cilindric multistrat de modelat este diferit la JF și la ÎF.

• CAPITOLUL 5

Capitolul cinci este dedicat prezentării factorului de ecranare al ecranului sferic în câmp magnetic cvasistaționar.

Se prezintă în continuare bazele teoretice pentru ecranul sferic cu două straturi și pentru ecranul sferic cu trei straturi. **S-au realizat programe în MATLAB pentru diferite grosimi de straturi și diferite materiale, cu ajutorul cărora se studiază comportarea atenuării la frecvențe joase, medii și înalte.** Programele realizate se pot extinde pentru orice tip de material și orice grosime a stratului, prin modificarea în cadrul programului a proprietăților materialului și a proprietăților geometrice, corespunzătoare ecranului sferic multistrat aflat în studiu.

• CAPITOLUL 6

Capitolul șase este dedicat **aplicării metodei elementelor finite la rezolvarea problemelor de compatibilitate electromagnetică.**

În prima parte a capitolului se prezintă noțiuni teoretice privind metoda elementelor finite la studiul câmpului electromagnetic în regim permanent.

În cadrul aplicațiilor practice **se realizează analiza MEF la frecvențe joase și înalte a ecranului multistrat plan paralel, precum și analiza MEF la frecvențe joase și înalte a ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal.** Prin intermediul acestor analize se poate estima eficacitatea ecranării pe care o asigură diferitele tipuri de ecrane, în diferite condiții inițiale.

Se prezintă în continuare modelele mixt-dimensionale cu elemente finite pentru cuplaje și ecranări electromagnetice.

Se realizează o analiza MEF la frecvențe joase și înalte a unor ecrane multistrat cu diferite tipuri de fante. Se constată că discontinuitățile ecranului au în general un efect mai pronunțat asupra dispersiei câmpului magnetic, decât asupra dispersiei câmpului electric și faptul că dimensiunea maximă și orientarea fantei și nu aria determină mărimea dispersiei. Pentru ecranele plan paralele și cilindrice multistrat se constată că un număr mare de găuri mici produce o dispersie mai mică, decât o singură gaură având aceiași arie totală. De asemenea, se observă scăderea eficacității ecranării o dată cu creșterea frecvenței.

În continuare se prezintă ecranarea realizată sub formă de grilaje. **Se realizează o analiză MEF la frecvențe joase și înalte pentru grilaje cu secțiuni circulare și dreptunghiulare.** Se urmărește inducția magnetică, intensitatea câmpului magnetic, precum și inducția electrică, intensitatea câmpului electric ce pătrunde în grilaj, pentru a putea aprecia gradul de ecranare pe care-l asigură grilajul. Analiza realizată se poate utiliza și pentru alte tipuri de materiale, utilizate în construcția grilajelor, cât și a suporturilor. Și în acest caz se poate observa că evaluând grilajele analizate eficacitatea ecranării scade o dată cu creșterea frecvenței.

Totodată, în capitolul șase se realizează **analiza ecranelor în prezența conductoarelor și se analizează influența cablurilor atașate ecranului.**

Se prezintă modelele geometrice privind lungimea, spațierea și lățimea conductorului extern, precum și modul de cuplare al sursei.

În următorul paragraf din cadrul capitolului șase **se prezintă rezultatele modelate MEF la frecvențe joase și înalte privind efectul lungimii conductorului extern față de ecran și a spațierii sursei față de ecran.** Făcând analiza MEF se constată, că pentru ecranele, la joasă frecvență, nesaturate cu găuri, conductorul (cablul) ce trece peste ecran, trebuie să fie astfel realizat încât să treacă prin mijlocul fantelor și să acopere cât mai mult din acestea. Situația cea mai avantajoasă se obține atunci când conductorul intersectează setul superior de aperturi. Se poate constata că în această situație conductorul joacă rol de ecran conducând la o mărire a eficienței ecranării. Totodată, se observă scăderea eficienței ecranării o dată cu creșterea frecvenței.

Ultimul paragraf este dedicat metodei elementelor finite ce se aplică la modelarea perturbațiilor de pe plăcile cu circuite imprimate.

Se prezintă sistematic și argumentat modul de determinare experimentală, în domniul frecvență, a parametrilor liniilor cuplate, fără pierderi simetrice sau asimetrice, respectiv matricile $[C]$ și $[L]$. Se accentuează asupra problemei cuplajului minim, ce poate să apară între traseele de pe o placă cu circuit imprimat.

În final **se realizează analiza MEF asupra unei plăci cu circuit imprimat cu două până la patru trasee** putându-se determina capacitățile proprii și de cuplaj, și stabili prin intermediul analizei efectuate gradul de interferență ce există între trasee, precum și a perturbațiilor ce intervin.

• CAPITOLUL 7

În cadrul capitolului șapte se realizează măsurarea caracteristicilor materialelor folosite pentru ecrane și se prezintă **schema de măsurare**

pentru determinarea atenuării ecranelor, care reprezintă o propunere de standardizare a măsurărilor privitoare la stabilirea atenuării. Pentru a exista un termen de comparație sunt prezentate pe scurt cele câteva metode (metoda celor două antene, metoda ASTM American Society for Testing and Materials, metoda NBS National Bureau of Standards) utilizate în prezent pentru caracterizarea materialelor din punct de vedere al ecranării.

Utilizatorul de materiale pentru ecranare este interesat de estimarea capacității lor de ecranare, atât în câmp depărtat, cât și în câmp apropiat [116].

Concluzionând, se poate spune, că schema de măsurare originală, de măsurare a caracteristicilor materialelor folosite pentru ecrane, permite testarea materialelor în câmp depărtat (undă plană) și ierarhizarea lor în funcție de proprietățile de ecranare. Față de dispozitivele de măsurare cunoscute această schemă prezintă următoarele avantaje:

- se asigură continuitatea părții superioare și inferioare a montajului propus, ceea ce va permite extinderea gamei de măsurare. Frecvența maximă este limitată de apariția modurilor superioare de propagare.
- se asigură rezistențe parazite de contact neglijabile, deoarece toate contactele se realizează între suprafețe de dimensiuni mari și pentru toate contactele se asigură o strângere corespunzătoare. Pentru micșorarea rezistențelor de contact este preferabilă argintarea la interior a cuplorului direcțional și eventual, aurirea contactelor.
- se poate determina raportul de undă staționară, corespunzător eșantionului ecran.
- se poate determina, prin intermediul unei metode relativ rapide, ieftine și ușor de realizat, atenuarea corespunzătoare eșantionului ecran.

Dacă se realizează comparația între atenuarea obținută prin intermediul modelării **SPICE** și **MEF** a unui ecran realizat din dielectric și cupru și cea obținută prin intermediul măsurării cu schema propusă, se poate constata că valoarea atenuării în ambele situații este aproximativ egală. Comparând aceste valori cu valorile prezentate în literatura de specialitate se poate constata o diferență de maxim 2-3 dB. Deci aceste rezultate sunt în concordanță cu valorile raportate în literatură [47] pentru cupru și confirmă posibilitatea utilizării montajului propus, precum și a modelării **SPICE** și **MEF**.

De asemenea, în cadrul capitolului 7 se prezintă o nouă procedură originală de testare a eficacității ecranării *SE* la cablurile coaxiale ecranate. Autoarea a realizat o celulă de măsurare TEH modificată (CTEHM), cu un

conductor plasat asimetric și cu o nouă formă a celulei propusă, care asigură în zona în care se plasează cablul de testat un câmp cvasiuniform. CTEHM asigură un rezultat direct al eficacității ecranării. Mai mult, această metodă operează pe un domeniu larg de frecvențe cu o precizie ridicată. Se determină frecvențele de rezonanță pentru primele 9 moduri. Frecvența de rezonanță pentru modul 1 este 2.967GHz. Diferența între valoarea măsurată și valoarea calculată se datorează și preciziei cu care a fost proiectată celula. Metoda propusă se poate utiliza pentru determinarea eficacității ecranării până la cel puțin 1/10 din frecvența de rezonanță, ceea ce înseamnă 300 MHz.

Metoda care se utilizează în studiul CTEHM este metoda elementelor finite (MEF). Programele care se utilizează sunt QUICKFIELD și MSC/EMAS. Rezultatele obținute prin ambele metode sunt similare. Avantajul cel mai important al programului QUICKFIELD este că acesta lucrează în mod staționar, ceea ce conduce la un răspuns foarte rapid pentru fiecare structură care este analizată. Programul MSC/EMAS lucrează în complex și pentru frecvențe foarte înalte, iar răspunsul pentru o structură analizată este foarte lung. Pentru structura CTEHM analizată în acest capitol timpul necesar analizei cu ajutorul programului QUICKFIELD este aproximativ un minut, iar pentru analiza efectuată cu MSC/EMAS aproximativ jumătate de oră.

Versatilitatea metodei MEF permite aplicarea acestei metode oricărei structuri bidimensionale caracteristice celulei TEH modificate.

8.2 Contribuții originale

Contribuția autoarei, la capitolele unu și doi, care reprezintă sinteze bibliografice, se manifestă prin prezentarea noțiunii de compatibilitate electromagnetice, scoaterea în evidență a temelor, care se vor dezvolta în continuare și gruparea diverselor programe specifice analizei din punctul de vedere al compatibilității electromagnetice a diferitelor structuri, care apar în capitole diferite. Pe parcursul acestor capitole, autoarea a căutat să realizeze o expunere cât mai sintetică, selectând și prezentând doar programele, care i s-au părut esențiale.

Capitolul al treilea conține următoarele contribuții originale:

- **O nouă relație mai exactă decât cea existentă în literatura de specialitate pentru factorul de ecranare F , respectiv pentru atenuarea ecranului multistrat plan paralel.**
- **Analiza efectului reflexiei la exteriorul ecranului.**

- S-au realizat programe în MATLAB pentru determinarea eficienței/atenuării unor ecrane de diferite grosimi, de straturi și diferite materiale, cu ajutorul cărora se studiază comportarea atenuării la frecvențe joase, medii și înalte pentru ecranele multistrat plan paralele.
- Se propune un model SPICE pentru ecranul plan paralel multistrat, model care permite și studiul atenuării în regim tranzitoriu al acestui ecran. Acest model permite studierea în domeniul frecvență sau în domeniul timp a eficienței pentru ecranul plan-paralel multistrat.

Capitolul patru conține, de asemenea, contribuții originale:

- S-au realizat programe în MATLAB pentru determinarea eficienței/atenuării unor ecrane de diferite grosimi, de straturi și diferite materiale, cu ajutorul cărora se studiază comportarea atenuării la frecvențe joase, medii și înalte pentru ecranele multistrat cilindrice.
- Se deduce o nouă relație, mai precisă a factorului de ecranare pentru un ecran cilindric multistrat în câmp magnetic longitudinal și o relație nouă, mai precisă a factorului de ecranare pentru un ecran cilindric multistrat în câmp magnetic transversal.
- Se analizează efectul reflexiei la exteriorul ecranului cilindric multistrat.
- Se propune un model SPICE ce permite calculul atenuării pentru ecranul cilindric multistrat longitudinal.
- Pe baza acestui model se face posibilă studierea în domeniul frecvență a ecranului cilindric multistrat, beneficiind de toate avantajele programului SPICE.
- Folosind modelul SPICE propus se analizează posibilitatea utilizării lui în domeniul timp și se specifică modificările necesare în acest scop.
- Se arată că acest model SPICE pentru ecranul cilindric multistrat în câmp magnetic longitudinal poate fi folosit pentru deducerea răspunsului în domeniul timp, cu condiția ca spectrul câmpului perturbator să fie complet acoperit de modelul respectiv.

Capitolul cinci valorifică rezultatele obținute în capitolele precedente, aducând noi contribuții:

- S-au realizat programe în MATLAB pentru determinarea eficienței/atenuării unor ecrane de diferite grosimi de straturi și diferite materiale, cu ajutorul cărora se studiază comportarea

atenuării la frecvențe joase, medii și înalte pentru ecranele sferice multistrat.

Capitolul șase conține idei originale privitoare la modul în care poate fi utilizată analiza elementelor finite la câmpul electromagnetic, după cum urmează:

- **Aplicarea metodei elementelor finite (MEF) la rezolvarea problemelor de compatibilitate electromagnetică.**
- **Se realizează analiza MEF la frecvențe joase și înalte a ecranului multistrat plan paralel, precum și analiza MEF la frecvențe joase și înalte a ecranului multistrat cilindric în câmp magnetic longitudinal.**
- **Se realizează o analiză MEF la frecvențe joase și înalte a unor ecrane multistrat cu diferite tipuri de fante.**
- **Se determină eficacitatea ecranării la toate tipurile de ecrane multistrat cu fante și fără fante.**
- **Se realizează o analiză MEF la frecvențe joase și înalte pentru grilaje din bare cu secțiune circulară și dreptunghiulară.**
- **Se analizează modificarea proprietăților ecranelor cu fante în prezența conductoarelor și se analizează influența cablurilor atașate ecranului.**
- **Se prezintă rezultatele modelate MEF privind efectul lungimii conductorului extern și a spațierii sursei față de ecran.**
- **Se realizează analiza MEF de determinare a inductivităților și capacităților de cuplaj pentru o plăcă cu circuit imprimat cu două până la patru trasee.**

Capitolul șapte conține idei originale de măsurare practică a atenuării și a eficacității ecranării ecranelor, în cadrul lui existând următoarele contribuții:

- **Schemă originală de măsurare pentru determinarea atenuării ecranelor la frecvențe înalte.**
- **O propunere de standardizare a măsurărilor privitoare la stabilirea atenuării ecranelor.**
- **Principiul de măsurare utilizat: determinarea atenuării ecranului pe baza raportului de undă staționară.**
- **Metodă și tehnică de măsurare originală a eficienței ecranării la cablurile ecranate prin conceperea unei celule originale de măsurare TEH modificată (CTEHM).**
- **Determinarea frecvențelor de rezonanță ale CTEHM.**
- **Reprezentarea câmpurilor magnetice și electrice la frecvențele de rezonanță, calculate pentru cele nouă moduri studiate**

Valorile eficacității ecranării obținute prin intermediul metodei și tehnicii de măsurare cu CTEHM sunt foarte apropiate de valorile obținute prin modelările **SPICE**, **MATLAB**, **MEF**.

8.3. Direcții de cercetare

În legătură cu problematica și rezultatele acestei teze, pot fi schițate următoarele generalizări și direcții de cercetare:

Un studiu comparativ se va putea elabora, utilizând modelele prezentate, aplicând metodele numerice cunoscute (metoda elementelor finite, metoda momentelor, metoda diferențelor finite) pentru modelarea câmpului electromagnetic.

Având la bază studiul efectuat asupra ecranelor multistrat se va putea analiza un model idealizat al unui absorbant multistrat. Scopul principal în realizarea absorbanților de bandă largă este construirea unor camere electromagnetice anecoide și ecranate pentru scopuri experimentale, precum și a celulelor GTEM.

Alte direcții în care cercetarea ar putea fi extinsă sunt:

- studiul modificării eficacității ecranării la ecranele multistrat plane, cilindrice și sferice, datorită undelor plane incidente oblic față de structura, care realizează ecranarea;
- studiul eficacității ecranării și a distribuțiilor radiațiilor emise în cazul unor fante de formă arbitrară;
- analiza **MEF** comparativă utilizată la studiul microstripurilor aflate în apropierea unui substrat infinit, respectiv finit;
- analiza **MEF** utilizată la studiul emisiilor electromagnetice în cazul plăcilor cu circuite imprimate;
- realizarea și dezvoltarea unor tehnici de optimizare pentru minimizarea perturbațiilor, ce apar pe plăcile cu circuite imprimate multistrat.

Preocupările lucrării de față pot fi considerate ca situându-se în **domeniul tehnicilor numerice de modelare electromagnetică**, domeniu relativ nou și în permanentă dezvoltare.

Anexa I. Listingul unor fișiere utilizate în simulările SPICE

În această anexă sunt listate fișierele utilizate în simulările SPICE corespunzătoare subcapitolelor 3.5, 3.6, 4.5. Acestea sunt, în ordinea în care apar în lucrare:

- fișierul EPPMUL (subcapitolul 3.5)
- fișierul EPPLAM (subcapitolul 3.5)
- fișierul TEPP (subcapitolul 3.6)
- fișierul TEPLAM (subcapitolul 3.6)
- fișierul TEPPMUL (subcapitolul 3.6)
- fișierul ECLAM (subcapitolul 4.5)
- fișierul ECMUL (subcapitolul 4.5)
- fișierul ECLONG (subcapitolul 4.5)
- fișierul TZECLAM (subcapitolul 4.5)
- fișierul TZECMUL (subcapitolul 4.5)

fișierul EPPMUL

*** MODEL SPICE PENTRU ECRANUL PLAN PARALEL MULTISTRAT IN CAMP MAGNETIC OMOGEN**

*

```

I0 0 1 AC 1E20                :Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
I1 0 1 AC 1E20                :campului incident la exterior
R0 1 0 377
.PARAM M=0                    :Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000              :Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ              :Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1                    :Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17               :Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00               :Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=1E-4                 :Grosimea ecranului (metri)
.PARAM L=1.00                 :Distanta dintre placile ecranului(m)
.PARAM Y0=0.25                :Pozitia unui punct interior (metri)
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8                 :Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7}         :Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)}     :Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7            :Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM X0={L/2}
.PARAM WZ1={WP*PRCC}         :Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)}   :Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
    
```


Anexa I. Fișiere de simulare în SPICE

```
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+ (Q-1)*MPZ2()*MPZ2())
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
V20 20 0 AC 1 ;Tensiunea V(21) variaza cu
R20 20 0 1 ;frecventa la fel ca permeab.
E21 21 0 LAPLACE {V(20)} {UR()} ;magnetica relativa UR(f)
R21 21 0 1
T1 19 0 11 0 Z0=377 TD={X0-Y0}/CV} ;LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0=377 TD={Y0/CV} ;LT care simuleaza interiorul
RI 10 0 1E-15
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZT3-NODURILE 5,13
VM3 5 121 AC 0V
R7 121 12 1m
F3 0 20 VM3 1
RC3 20 0 1
E3 12 13 LAPLACE {V(20)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT3
*ZT4-NODURILE 13,15
VM4 13 14 AC 0V
F4 0 22 VM4 1
RC4 22 0 1
E4 14 151 LAPLACE {V(22)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
R8 151 15 1m
*END ZT4
*ZA-NODURILE 13,0
VMA 13 26 AC 0V
FA 0 21 VMA 1
RCA 21 0 1
EA 26 0 LAPLACE {V(21)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
*ZT5-NODURILE 15,17
VM5 15 16 AC 0V
F5 0 23 VM5 1
RC5 23 0 1
E5 16 17 LAPLACE {V(23)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT5
*ZB-NODURILE 17,0
VMB 17 27 AC 0V
FB 0 24 VMB 1
RCB 24 0 1
EB 27 0 LAPLACE {V(24)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZB
```

```
*ZT6-NODURILE 17,19
VM6 17 18 AC 0V
F6 0 25 VM6 1
RC6 25 0 1
E6 18 19 LAPLACE {V(25)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT6
.AC LIN 10000 1MEG 100MEG
.PROBE I(I0) I(R1) IA(T2) IA(T1)
.END
```

fișierul EPPLAM

*** MODEL SPICE PENTRU ECRANUL PLAN PARALEL MULTIPLU IN CAMP MAGNETIC OMOGEN**

```
*
I0 0 1 AC 1E20 ;Sursele I0=11 simuleaza reflexia
I1 0 1 AC 1E20 ;campului incident la exterior
R0 1 0 377
.PARAM M=0 ;Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000 ;Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ ;Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1 ;Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17 ;Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00 ;Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=1E-4 ;Grosimea ecranului (metri)
.PARAM L=1.00 ;Distanta dintre placile ecranului(m)
.PARAM Y0=0.25 ;Pozitia unui punct interior (metri)
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8 ;Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7} ;Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)} ;Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7 ;Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM X0={L/2}
.PARAM WZ1={WP*PRCC} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+ (Q-1)*MPZ2()*MPZ2())
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
V20 20 0 AC 1 ;Tensiunea V(21) variaza cu
R20 20 0 1 ;frecventa la fel ca permeab.
E21 21 0 LAPLACE {V(20)} {UR()} ;magnetica relativa UR(f)
R21 21 0 1
T1 19 0 11 0 Z0=377 TD={{(X0-Y0)/CV} ;LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0=377 TD={{Y0/CV} ;LT care simuleaza interiorul
T3 12 0 122 0 Z0=377 TD={{(X0-Y0)/CV}
T4 15 0 152 0 Z0=377 TD={{(X0-Y0)/CV}
RI 10 0 1E-15
*ZT1-NODURILE 1,2
```

```

VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZT3-NODURILE 5,13
VM3 5 121 AC 0V
R7 121 12 1m
F3 0 20 VM3 1
RC3 20 0 1
E3 122 13 LAPLACE {V(20)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT3
*ZT4-NODURILE 13,15
VM4 13 14 AC 0V
F4 0 22 VM4 1
RC4 22 0 1
E4 14 151 LAPLACE {V(22)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
R8 151 15 1m
*END ZT4
*ZA-NODURILE 13,0
VMA 13 26 AC 0V
FA 0 21 VMA 1
RCA 21 0 1
EA 26 0 LAPLACE {V(21)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
*ZT5-NODURILE 15,17
VM5 152 16 AC 0V
F5 0 23 VM5 1
RC5 23 0 1
E5 16 17 LAPLACE {V(23)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT5
*ZB-NODURILE 17,0
VMB 17 27 AC 0V
FB 0 24 VMB 1
RCB 24 0 1
EB 27 0 LAPLACE {V(24)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZB
*ZT6-NODURILE 17,19
VM6 17 18 AC 0V
F6 0 25 VM6 1
RC6 25 0 1
E6 18 19 LAPLACE {V(25)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT6
.AC LIN 10000 IMEG 1000MEG
.PROBE I(I0) I(R1) IA(T2) IA(T1)
.END

```

fișierul TEPP

*** RASPUNSUL IN DOMENIUL TIMP AL ECRANULUI PLAN PARALEL**

*

```
.OPTIONS ACCT RELTOL=.001 ABSTOL=1PA VNTOL=1UV
.WATCH TRAN I(RI)
I0 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 100US 200US) ;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
I1 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 100US 200US) ;campului incident la exterior
* I0 0 1 EXP (1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)
* I1 0 1 EXP (1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)
* I0 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
* I1 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
* I0 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
* I1 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
* I0 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
* I1 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
* I0 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
* I1 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
* I0 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
* I1 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
* I0 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
* I1 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
* I0 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
* I1 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
* I0 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
* I1 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
* I0 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
* I1 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
* I0 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)
* I1 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)
R0 1 0 377
.PARAM M=0 ;Magnetic:M=1,Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000 ;Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ ;Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1 ;Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17 ;Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00 ;Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=10E-6 ;Grosimea ecranului (metri)
.PARAM L=1.00 ;Distanta dintre placile ecranului(m)
.PARAM Y0=0.25 ;Pozitia unui punct interior (metri)
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8 ;Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7} ;Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)} ;Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7 ;Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM X0={L/2}
.PARAM WZ1={WP*PRCC} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
```

Anexa I. Fişiere de simulare în SPICE

```
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+ (Q-1)*MPZ2()*MPZ2())
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
V20 20 0 AC 1 ;Tensiunea V(21) variaza cu
R20 20 0 1 ;frecventa la fel ca permeab.
E21 21 0 LAPLACE {V(20)} {UR()} ;magnetica relativa UR(f)
R21 21 0 1
T1 5 0 11 0 Z0=377 TD={X0-Y0}/CV ;LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0=377 TD={Y0/CV} ;LT care simuleaza interiorul
RI 10 0 1E-15
*ZT1-NODURILE 1.2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT1
*ZT2-NODURILE 2.5
VM2 2 6 AC 0V
F2 0 7 VM2 1
RC2 7 0 1
E2 6 5 LAPLACE {V(7)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2.0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*.TRAN 100NS 1000NS 100NS
.TRAN 416.7PS 80NS 5NS
*.TRAN 416.7PS 50NS 5NS
.PROBE
.FOUR 300MEG I(RI) I(I0)
*.FOUR 150MEG I(RI) I(I0)
.END
```

fişierul TEPPLAM

*RASPUNSUL IN DOMENIUL TIMP AL ECRANULUI PLAN PARALEL MULTISTRAT LAMINAT

```
*
.OPTIONS ACCT RELTOL=.001 ABSTOL=1PA VNTOL=1UV
I0 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
I1 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;campului incident la exterior
.WATCH TRAN I(RI) I(I0)
R0 1 0 377
.PARAM M=0 ;Magnetic:M=1,Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000 ;Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ ;Frecv.polului permeabilitatii
```

Anexa I. Fişiere de simulare în SPICE

```

.PARAM Q=1                                :Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17                            :Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00                            :Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=10E-6                             :Grosimea ecranului (metri)
.PARAM L=1.00                              :Distanta dintre placile ecranului(m)
.PARAM Y0=0.25                             :Pozitia unui punct interior (metri)
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8
.PARAM MU0={PI*4E-7}                      :Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)}                  :Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM GCU=5.82E7                          :Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM WP={2*PI*FP}                       :Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM X0={L/2}
.PARAM WZ1={WP*PRCC}                      :Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)}               :Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+Q-1)*MPZ2()
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
V20 20 0 AC 1                             :Tensiunea V(21) variaza cu
R20 20 0 1                                 :frecventa la fel ca permeab.
E21 21 0 LAPLACE {V(20)} {UR()}           :magnetica relativa UR(f)
R21 21 0 1
T1 19 0 11 0 Z0=377 TD={(X0-Y0)/CV}      :LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0=377 TD={Y0/CV}          :LT care simuleaza interiorul
R1 10 0 1E-15
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZT3-NODURILE 5,13
VM3 5 121 AC 0V
R7 121 12 1m
F3 0 20 VM3 1
RC3 20 0 1
E3 12 13 LAPLACE {V(20)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT3
*ZT4-NODURILE 13,15
VM4 13 14 AC 0V
F4 0 22 VM4 1
RC4 22 0 1
E4 14 151 LAPLACE {V(22)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}

```

```

R8 151 15 1m
*END ZT4
*ZA-NODURILE 13,0
VMA 13 26 AC 0V
FA 0 21 VMA 1
RCA 21 0 1
EA 26 0 LAPLACE {V(21)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
*ZT5-NODURILE 15,17
VM5 15 16 AC 0V
F5 0 23 VM5 1
RC5 23 0 1
E5 16 17 LAPLACE {V(23)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT5
*ZB-NODURILE 17,0
VMB 17 27 AC 0V
FB 0 24 VMB 1
RCB 24 0 1
EB 27 0 LAPLACE {V(24)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZB
*ZT6-NODURILE 17,19
VM6 17 18 AC 0V
F6 0 25 VM6 1
RC6 25 0 1
E6 18 19 LAPLACE {V(25)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT6
*.AC LIN 10000 1MEG 100MEG
.TRAN 416.7PS 80NS 5NS
.PROBE I(10) I(R1) IA(T2) IA(T1) V(1) V(5)
.END

```

fișierul TEPPMUL

*** RASPUNSUL IN DOMENIUL TIMP AL ECRANULUI PLAN PARALEL MULTIPLU**

*

```

.OPTIONS ACCT RELTOL=.001 ABSTOL=1PA VNTOL=1UV
.WATCH TRAN I(R1) I(10)
10 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
11 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;campului incident la exterior
R0 1 0 377
.PARAM M=0 ;Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000 ;Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ ;Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1 ;Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17 ;Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00 ;Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=10E-6 ;Grosimea ecranului (metri)
.PARAM L=1.00 ;Distanta dintre placile ecranului(m)
.PARAM Y0=0.25 ;Pozitia unui punct interior (metri)
.PARAM P1=3.1415926
.PARAM CV=3E8 ;Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7} ;Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)} ;Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7 ;Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM WP={2*PI*FP}

```

Anexa I. Fișiere de simulare în SPICE

```

.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM X0={L/2}
.PARAM WZ1={WP*PRCC}                                :Pozitia zerului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)}                          :Pozitia zerului in aprox. cu 2 poli
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+*(Q-1)*MPZ2()*MPZ2())
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
V20 20 0 AC 1                                        :Tensiunea V(21) variaza cu
R20 20 0 1                                           :frecventa la fel ca permeab.
E21 21 0 LAPLACE {V(20)} {UR()}                    :magnetica relativa UR(f)
R21 21 0 1
T1 19 0 11 0 Z0=377 TD={{(X0-Y0)/CV}}              :LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0=377 TD={Y0/CV}                     :LT care simuleaza interiorul
T3 12 0 122 0 Z0=377 TD={{(X0-Y0)/CV}}
T4 15 0 152 0 Z0=377 TD={{(X0-Y0)/CV}}
RI 10 0 1E-15
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT1
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZT3-NODURILE 5,13
VM3 5 121 AC 0V
R7 121 12 1m
F3 0 20 VM3 1
RC3 20 0 1
E3 122 13 LAPLACE {V(20)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT3
*ZT4-NODURILE 13,15
VM4 13 14 AC 0V
F4 0 22 VM4 1
RC4 22 0 1
E4 14 151 LAPLACE {V(22)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
R8 151 15 1m
*END ZT4
*ZA-NODURILE 13,0
VMA 13 26 AC 0V
FA 0 21 VMA 1
RCA 21 0 1
EA 26 0 LAPLACE {V(21)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
*ZT5-NODURILE 15,17
VM5 152 16 AC 0V

```


Anexa I. Fișiere de simulare în SPICE

```

F5 0 23 VM5 1
RC5 23 0 1
E5 16 17 LAPLACE {V(23)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT5
*ZB-NODURILE 17,0
VMB 17 27 AC 0V
FB 0 24 VMB 1
RCB 24 0 1
EB 27 0 LAPLACE {V(24)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZB
*ZT6-NODURILE 17,19
VM6 17 18 AC 0V
F6 0 25 VM6 1
RC6 25 0 1
E6 18 19 LAPLACE {V(25)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZT6
*.AC LIN 10000 1MEG 1000MEG
.TRAN 416.7PS 50NS 5NS
.PROBE I(10) I(R1) IA(T2) IA(T1) V(1) V(5)
.END
    
```

fișierul ECLAM

* MODEL SPICE PENTRU ECRANUL CILINDRIC MULTISTRAT LAMINAT IN CAMP MAGNETIC LONGITUDINAL

```

*
I0 0 1 AC 1E20 ;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
I1 0 1 AC 1E20 ;campului incident la exterior
.PARAM N=1 ;JF(Fmin-FX):N=0,IF(FX-Fmax):N=1
.PARAM M=0 ;Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000 ;Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ ;Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1 ;Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17 ;Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00 ;Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=1E-4 ;Grosimea ecranului (metri)
.PARAM R0=1.00 ;Raza interioara a ecranului cilindric(m)
.PARAM Y0=0.25 ;Pozitia unui punct interior (metri)
*
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8 ;Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7} ;Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)} ;Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7 ;Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM ZC={SQRT(MU0/EP0)} ;Impedanta intrinseca a vidului(ohm)
.PARAM FX={CV/(4*R0)} ;Frecventa de tranzitie a modelelor(Hz)
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM WZ1={WP*PRCC} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli
.PARAM ZI={N*(1E15)+(N-1)*(N-1)*(1E-15)}
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
    
```

Anexa I. Fişiere de simulare în SPICE

```

.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+ (Q-1)*MPZ2())*MPZ2()
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
T1 23 0 11 0 Z0={ZC} TD={{(R0-Y0)/(2*CV)}} ;LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0={ZC} TD={{Y0/(2*CV)}} ;LT care simuleaza interiorul
R1 10 0 {Z1} ;terminata in scurtcircuit
T3 10 0 12 0 Z0={ZC} TD={{R0/(2*CV)}} ;Tronsonul de IF
R0 1 0 {ZC}
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT1
*ZT2-NODURILE 2,5
VM2 2 6 AC 0V
F2 0 7 VM2 1
RC2 7 0 1
E2 6 5 LAPLACE {V(7)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
RL1 5 51 1m
*ZT3-NODURILE 51,17
VM3 51 16 AC 0V
F3 0 24 VM3 1
RC3 24 0 1
E3 16 17 LAPLACE {V(24)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT3
*ZT4-NODURILE 17,191
VM4 17 18 AC 0V
F4 0 26 VM4 1
RC4 26 0 1
E4 18 191 LAPLACE {V(26)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT4
*ZA-NODURILE 17,0
VMA 17 30 AC 0V
FA 0 25 VMA 1
RCA 25 0 1
EA 30 0 LAPLACE {V(25)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
RL2 191 19 1m
*ZT5-NODURILE 19,21
VM5 19 20 AC 0V
F5 0 27 VM5 1
RC5 27 0 1
E5 20 21 LAPLACE {V(27)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT5
*ZB-NODURILE 21,0
VMB 21 31 AC 0V

```

```

FB 0 28 VMB 1
RCB 28 0 1
EB 31 0 LAPLACE {V(28)} {ZS()*(COSH(D*GAMA())-1)/SINH(D*GAMA())}
*END ZB
*ZT6-NOD 21,23
VM6 21 22 AC 0V
F6 0 29 VM6 1
RC6 29 0 1
E6 22 23 LAPLACE {V(29)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZL-NODURILE 12.0
VML 12 13 AC 0V
FL 0 14 VML 1
RCL 14 0 1
EL 13 0 LAPLACE {V(14)} {(ZC*SQRT(-S*S))/S}
*END ZL
.AC LIN 10000 1MEG 1000MEG
.PROBE I(I0) I(RI) IA(T2) IA(T1) IA(T3)
.END
    
```

fişierul ECMUL

*** MODEL SPICE PENTRU ECRANUL CILINDRIC MULTISTRAT MULTIPLU IN CAMP MAGNETIC LONGITUDINAL**

```

*
I0 0 1 AC 1E20 ;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
I1 0 1 AC 1E20 ;campului incident la exterior
.PARAM N=1 ;JF(Fmin-FX):N=0,IF(FX-Fmax):N=1
.PARAM M=0 ;Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000 ;Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ ;Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1 ;Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17 ;Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00 ;Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=1E-4 ;Grosimea ecranului (metri)
.PARAM R0=1.00 ;Raza interioara a ecranului cilindric(m)
.PARAM Y0=0.25 ;Pozitia unui punct interior (metri)
*
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8 ;Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7} ;Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)} ;Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7 ;Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM ZC={SQRT(MU0/EP0)} ;Impedanta intrinseca a vidului(ohm)

.PARAM FX={CV/(4*R0)} ;Frecventa de tranzitie a modelelor(Hz)
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM WZ1={WP*PRCC} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)} ;Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli
.PARAM ZI={N*(1E15)+(N-1)*(N-1)*(1E-15)}
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
    
```

Anexa I. Fișiere de simulare în SPICE

```
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+Q-1)*MPZ2()*MPZ2()
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
T1 23 0 11 0 Z0={ZC} TD={(R0-Y0)/(2*CV)} ;LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0={ZC} TD={Y0/(2*CV)} ;LT care simuleaza interiorul
R1 10 0 {Z1} ;terminata in scurtcircuit
T3 10 0 12 0 Z0={ZC} TD={R0/(2*CV)} ;Tronsonul de IF
T4 511 0 51 0 Z0={ZC} TD={(R0-Y0)/(2*CV)}
T5 192 0 19 0 Z0={ZC} TD={(R0-Y0)/(2*CV)}
R0 1 0 {ZC}
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT1
*ZT2-NODURILE 2,5
VM2 2 6 AC 0V
F2 0 7 VM2 1
RC2 7 0 1
E2 6 5 LAPLACE {V(7)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
RL1 5 511 1m
*ZT3-NODURILE 51,17
VM3 51 16 AC 0V
F3 0 24 VM3 1
RC3 24 0 1
E3 16 17 LAPLACE {V(24)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT3
*ZT4-NODURILE 17,191
VM4 17 18 AC 0V
F4 0 26 VM4 1
RC4 26 0 1
E4 18 191 LAPLACE {V(26)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT4
*ZA-NODURILE 17,0
VMA 17 30 AC 0V
FA 0 25 VMA 1
RCA 25 0 1
EA 30 0 LAPLACE {V(25)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
RL2 191 192 1m
*ZT5-NODURILE 19,21
VM5 19 20 AC 0V
F5 0 27 VM5 1
RC5 27 0 1
E5 20 21 LAPLACE {V(27)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT5
```

```

*ZB-NODURILE 21.0
VMB 21 31 AC 0V
FB 0 28 VMB 1
RCB 28 0 1
EB 31 0 LAPLACE {V(28)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZB
*ZT6-NOD 21,23
VM6 21 22 AC 0V
F6 0 29 VM6 1
RC6 29 0 1
E6 22 23 LAPLACE {V(29)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZL-NODURILE 12.0
VML 12 13 AC 0V
FL 0 14 VML 1
RCL 14 0 1
EL 13 0 LAPLACE {V(14)} {(ZC*SQRT(-S*S))/S}
*END ZL
.AC LIN 10000 1MEG 1000MEG
.PROBE I(10) I(R1) IA(T2) IA(T1) IA(T3)
.END

```

fişierul ECLONG

MODEL SPICE PENTRU ECRANUL CILINDRIC ÎN CÂMP MAGNETIC LONGITUDINAL

```

* RASPUNSUL TRANZITORIU PENTRU UN CAMP PERTURBATOR ARMONIC
* PENTRU O BANDA A CAMPULUI PERTURBATOR LIMITATA
* BANDA COMPLET ACOPERITA FIE DE MODELUL DE JF FIE DE MODELUL DE IF
.OPTIONS ACCT RELTOL=.001 ABSTOL=1PA VNTOL=1UV
.WATCH TRAN I(R1) I(10)
I0 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
I1 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;campului incident la exterior
*I0 0 1 EXP (1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)
*I1 0 1 EXP (1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)
*I0 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
*I1 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
*I0 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
*I1 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
*I0 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
*I1 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
*I0 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
*I1 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
*I0 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
*I1 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
*I0 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
*I1 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
*I0 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
*I1 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
*I0 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
*I1 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
*I0 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
*I1 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
*I0 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)

```

Anexa I. Fişiere de simulare în SPICE

```

*I1 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)
*
*.PARAM N=1                               :JF(Fmin-FX):N=0,IF(FX-Fmax):N=1
.PARAM N=0
*.PARAM M=0                               :Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
.PARAM M=1
.PARAM PRCC=1000                          :Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ                          :Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1                                 :Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17                           :Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00                           :Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=10E-6                             :Grosimea ecranului (metri)
.PARAM R0=1.00                             :Raza interioara a ecranului cilindric(m)
.PARAM Y0=0.25                             :Pozitia unui punct interior (metri)
*
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8                              :Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7}                      :Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)}                  :Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7                         :Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM ZC={SQRT(MU0/EP0)}                 :Impedanta intrinseca a vidului(ohm)
.PARAM FX={CV/(4*R0)}                     :Precventa de tranzitie a modelelor(Hz)
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM WZ1={WP*PRCC}                      :Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)}                :Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli
.PARAM ZI={N*(1E15)+(N-1)*(N-1)*(1E-15)}
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*/(WZ1*WZ1))/(1-S*/(WP*WP)))
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*/(WZ2*WZ2))/(1-S*/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+Q-1)*MPZ2()*MPZ2()
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
T1 5 0 1 0 Z0={ZC} TD={R0-Y0}/(2*CV)      :LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0={ZC} TD={Y0}/(2*CV)      :LT care simuleaza interiorul
R1 10 0 {ZI}                               :terminata in scurtcircuit
T3 10 0 12 0 Z0={ZC} TD={R0}/(2*CV)      :Tronsonul de IF
R0 1 0 {ZC}
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT1
*ZT2-NODURILE 2,5
VM2 2 6 AC 0V
F2 0 7 VM2 1
RC2 7 0 1
E2 6 5 LAPLACE {V(7)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1

```

```

RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZL-NODURILE 12.0
VML 12 13 AC 0V
FL 0 14 VML 1
RCL 14 0 1
EL 13 0 LAPLACE {V(14)} {(ZC*SQRT(-S*S))/S}
*END ZL
*.AC LIN 10000 1MEG 1000MEG
*.TRAN 416.7PS 50NS 5NS
.TRAN 416.7PS 80NS 5NS
.PROBE I(I0) I(RI) IA(T2) IA(T1) IA(T3) V(1) V(5)
.END
    
```

fișierul TZECLAM

```

* RASPUNSUL IN DOMENIUL TIMP AL ECRANULUI CILINDRIC MULTISTRAT LAMINAT
* IN CAMP MAGNETIC LONGITUDINAL
* BANDA CAMPULUI PERTURBATOR ESTE LIMITATA
* BANDA ESTE COMPLET ACOPERITA FIE DE MODELUL DE JF FIE DE MODELUL DE IF
.OPTIONS ACCT RELTOL=.001 ABSTOL=1PA VNTOL=1UV
.WATCH TRAN I(RI) I(I0) V(1) V(5)
I0 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
I1 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US) ;campului incident la exterior
*I0 0 1 EXP(1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)
*I1 0 1 EXP(1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)
*I0 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
*I1 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
*I0 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
*I1 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
*I0 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
*I1 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
*I0 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
*I1 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
*I0 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
*I1 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
*I0 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
*I1 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
*I0 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
*I1 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
*I0 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
*I1 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
*I0 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
*I1 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
*I0 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)
*I1 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)
*
.PARAM N=1 ;JF(Fmin-FX):N=0,IF(FX-Fmax):N=1
.PARAM M=0 ;Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
*.PARAM N=0
*.PARAM M=1
.PARAM PRCC=1000 ;Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ ;Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1 ;Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
    
```

Anexa I. Fișiere de simulare în SPICE

```

.PARAM GRM=0.17
.PARAM GRN=1.00
.PARAM D=10E-6
.PARAM R0=1.00
.PARAM Y0=0.25
*
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8
.PARAM MU0={PI*4E-7}
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)}
.PARAM GCU=5.82E7
.PARAM ZC={SQRT(MU0/EP0)}
.PARAM FX={CV/(4*R0)}
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM WZ1={WP*PRCC}
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)}
.PARAM ZI={N*(1E15)+(N-1)*(N-1)*(1E-15)}
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*S/(WZ1*WZ1))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*S/(WZ2*WZ2))/(1-S*S/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+Q-1)*MPZ2()*MPZ2()
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
T1 23 0 11 0 Z0={ZC} TD={R0-Y0/(2*CV)}
T2 11 0 10 0 Z0={ZC} TD={Y0/(2*CV)}
R1 10 0 {ZI}
T3 10 0 12 0 Z0={ZC} TD={R0/(2*CV)}
R0 1 0 {ZC}
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT1
*ZT2-NODURILE 2,5
VM2 2 6 AC 0V
F2 0 7 VM2 1
RC2 7 0 1
E2 6 5 LAPLACE {V(7)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
RL1 5 51 1m
*ZT3-NODURILE 51,17
VM3 51 16 AC 0V
F3 0 24 VM3 1
RC3 24 0 1
E3 16 17 LAPLACE {V(24)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}

```

:Conductivitate relativa mat. magnetic
 :Conductivitate relativa mat. nemagnetic
 :Grosimea ecranului (metri)
 :Raza interioara a ecranului cilindric(m)
 :Pozitia unui punct interior (metri)

:Viteza luminii in vid (m/s)
 :Permeabilitatea vidului (H/m)
 :Permitivitatea vidului (F/m)
 :Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
 :Impedanta intrinseca a vidului(ohm)
 :Frecventa de tranzitie a modelelor(Hz)

:Pozitia zeroului in aprox. cu 1 pol
 :Pozitia zeroului in aprox. cu 2 poli

:LT perete -punct interior
 :LT care simuleaza interiorul
 :terminata in scurtcircuit
 :Tronsonul de IF


```

*END ZT3
*ZT4-NODURILE 17,191
VM4 17 18 AC 0V
F4 0 26 VM4 1
RC4 26 0 1
E4 18 191 LAPLACE {V(26)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT4
*ZA-NODURILE 17,0
VMA 17 30 AC 0V
FA 0 25 VMA 1
RCA 25 0 1
EA 30 0 LAPLACE {V(25)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
RL2 191 19 1m
*ZT5-NODURILE 19,21
VM5 19 20 AC 0V
F5 0 27 VM5 1
RC5 27 0 1
E5 20 21 LAPLACE {V(27)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT5
*ZB-NODURILE 21,0
VMB 21 31 AC 0V
FB 0 28 VMB 1
RCB 28 0 1
EB 31 0 LAPLACE {V(28)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZB
*ZT6-NOD 21,23
VM6 21 22 AC 0V
F6 0 29 VM6 1
RC6 29 0 1
E6 22 23 LAPLACE {V(29)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZL-NODURILE 12,0
VML 12 13 AC 0V
FL 0 14 VML 1
RCL 14 0 1
EL 13 0 LAPLACE {V(14)} {(ZC*SQRT(-S*S))/S}
*END ZL
*.AC LIN 10000 1MEG 1000MEG
.TRAN 416.7PS 50NS 5NS
*.TRAN 416.7PS 80NS 5NS
.PROBE I(10) I(R1) IA(T2) IA(T1) IA(T3) V(1) V(5)
.END

```

fișierul TZEEMUL

```

* RASPUNSUL TRANZITORIU PENTRU
* ECRANUL CILINDRIC MULTISTRAT MULTIPLU
* IN CAMP MAGNETIC LONGITUDINAL
.OPTIONS ACCT RELTOL=.001 ABSTOL=1PA VNTOL=1UV
.WATCH TRAN I(R1) I(10) V(1) V(5)
I0 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US)
I1 0 1 PULSE(0 1 5NS 1PS 1PS 100US 200US)
*I0 0 1 EXP (1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)
*I1 0 1 EXP (1 5 1NS .2NS 2NS .5NS)

```

;Sursele I0=I1 simuleaza reflexia
;campului incident la exterior

Anexa I. Fișiere de simulare în SPICE

```

*I0 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
*I1 0 1 PWL(0 0 1NS 0A 1.2NS 5A 1.4NS 2A 2NS 4A 3NS 1A)
*I0 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
*I1 0 1 EXP(0 5 4.000E-9 750.0E-12 100.00E-6 500.0E-6)
*I0 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
*I1 0 1 PULSE(0 4 2.000E-9 1.000E-12 2.000E-12 100.000E-6 400.000E-6)
*I0 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
*I1 0 1 SFFM(1 3 100.0E3 100 3.000E3)
*I0 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
*I1 0 1 SFFM(1 3 10.00E3 10 9.500E3)
*I0 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
*I1 0 1 SFFM(0 3 2.000E3 3 990)
*I0 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
*I1 0 1 SFFM(0 3 1.000E3 3 990)
*I0 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
*I1 0 1 SFFM(2 1 16 4 2)
*I0 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
*I1 0 1 SIN(2 5 3.000E3 100.0E-6 0 0)
*I0 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)
*I1 0 1 SIN(2 5 1.000E9 1.000E-9 100 0)
*
.PARAM N=1                               :JF(Fmin-FX):N=0,IF(FX-Fmax):N=1
.PARAM M=0                               :Magnetic:M=1, Nemagnetic:M=0
.PARAM PRCC=1000                         :Permeabilitatea relativa in c.c.
.PARAM FP=300KHZ                         :Frecv.polului permeabilitatii
.PARAM Q=1                               :Q=1 pol-zero simplu, Q=2 pol-zero dublu
.PARAM GRM=0.17                          :Conductivitate relativa mat. magnetic
.PARAM GRN=1.00                          :Conductivitate relativa mat. nemagnetic
.PARAM D=10E-6                           :Grosimea ecranului (metri)
.PARAM R0=1.00                           :Raza interioara a ecranului cilindric(m)
.PARAM Y0=0.25                            :Pozitia unui punct interior (metri)
*
.PARAM PI=3.1415926
.PARAM CV=3E8                             :Viteza luminii in vid (m/s)
.PARAM MU0={PI*4E-7}                    :Permeabilitatea vidului (H/m)
.PARAM EP0={1/(PI*36E9)}                 :Permitivitatea vidului (F/m)
.PARAM GCU=5.82E7                        :Conductivitatea cuprului (1/ohm*m)
.PARAM ZC={SQRT(MU0/EP0)}                :Impedanta intrinseca a vidului(ohm)
.PARAM FX={CV/(4*R0)}                    :Frecventa de tranzitie a modelelor(Hz)
.PARAM WP={2*PI*FP}
.PARAM GR={M*GRM+(M-1)*(M-1)*GRN}
.PARAM WZ1={WP*PRCC}                    :Pozitia zerului in aprox. cu 1 pol
.PARAM WZ2={WP*SQRT(PRCC)}              :Pozitia zerului in aprox. cu 2 poli
.PARAM ZI={N*(1E15)+(N-1)*(N-1)*(1E-15)}
*
.FUNC SINH(X) (EXP(X)-EXP(-X))/2
.FUNC COSH(X) (EXP(X)+EXP(-X))/2
.FUNC MPZ1() SQRT((1-S*/(WZ1*WZ1))/(1-S*/(WP*WP)))
.FUNC MPZ2() SQRT((1-S*/(WZ2*WZ2))/(1-S*/(WP*WP)))
.FUNC UR() 1-M+M*PRCC*((Q-2)*(Q-2)*MPZ1()+ (Q-1)*MPZ2())*MPZ2()
.FUNC ZS() SQRT((S*MU0*UR())/(GCU*GR+EP0*S))
.FUNC GAMA() SQRT(S*MU0*UR()*(GCU*GR+EP0*S))
T1 23 0 11 0 Z0={ZC} TD={R0-Y0}/(2*CV)   :LT perete -punct interior
T2 11 0 10 0 Z0={ZC} TD={Y0}/(2*CV)     :LT care simuleaza interiorul
RI 10 0 {ZI}                             :terminata in scurtcircuit

```

```

T3 10 0 12 0 Z0={ZC} TD={R0/(2*CV)} ;Tronsonul de IF
T4 511 0 51 0 Z0={ZC} TD={{(R0-Y0)/(2*CV)}}
T5 192 0 19 0 Z0={ZC} TD={{(R0-Y0)/(2*CV)}}
R0 1 0 {ZC}
*ZT1-NODURILE 1,2
VM1 1 3 AC 0V
F1 0 4 VM1 1
RC1 4 0 1
E1 3 2 LAPLACE {V(4)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT1
*ZT2-NODURILE 2,5
VM2 2 6 AC 0V
F2 0 7 VM2 1
RC2 7 0 1
E2 6 5 LAPLACE {V(7)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT2
*Z-NODURILE 2,0
VM 2 8 AC 0V
F 0 9 VM 1
RC 9 0 1
E 8 0 LAPLACE {V(9)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
RL1 5 511 1m
*ZT3-NODURILE 51,17
VM3 51 16 AC 0V
F3 0 24 VM3 1
RC3 24 0 1
E3 16 17 LAPLACE {V(24)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT3
*ZT4-NODURILE 17,191
VM4 17 18 AC 0V
F4 0 26 VM4 1
RC4 26 0 1
E4 18 191 LAPLACE {V(26)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT4
*ZA-NODURILE 17,0
VMA 17 30 AC 0V
FA 0 25 VMA 1
RCA 25 0 1
EA 30 0 LAPLACE {V(25)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END ZA
RL2 191 192 1m
*ZT5-NODURILE 19,21
VM5 19 20 AC 0V
F5 0 27 VM5 1
RC5 27 0 1
E5 20 21 LAPLACE {V(27)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZT5
*ZB-NODURILE 21,0
VMB 21 31 AC 0V
FB 0 28 VMB 1
RCB 28 0 1
EB 31 0 LAPLACE {V(28)} {ZS()*(COSH(D*GAMA()-1)/SINH(D*GAMA()))}
*END ZB
*ZT6-NOD 21,23

```

```
VM6 21 22 AC 0V
F6 0 29 VM6 I
RC6 29 0 I
E6 22 23 LAPLACE {V(29)} {ZS()/SINH(D*GAMA())}
*END Z
*ZL-NODURILE 12,0
VML 12 13 AC 0V
FL 0 14 VML I
RCL 14 0 I
EL 13 0 LAPLACE {V(14)} {(ZC*SQRT(-S*S))/S}
*END ZL
*.AC LIN 10000 1MEG 1000MEG
.TRAN 416.7PS 50NS 5NS
.PROBE I(10) I(R1) IA(T2) IA(T1) IA(T3) V(1) V(5)
.END
```

Anexa II. Stabilirea condițiilor inițiale pentru studiul regimului tranzitoriu

Condițiile inițiale rezultă din calculul punctului de funcționare sau pot fi specificate explicit (.IC).

Instrucțiunea pentru analiza în regim tranzitoriu este:

.TRAN Pas-timp Timp-final [Timp-Start[Timp-Max]]|UIC|

și determină răspunsul circuitului dat în domeniul timp, cu pasul Pas-Timp până la momentul Timp-Final.

Timp-Start poate specifica momentul de timp începând de la care se tipărește răspunsul (implicit Timp-Start=0), iar Timp-Max reprezintă pasul maxim de integrare (implicit, în SPICE, Timp-Max=Pas-Timp).

UIC-Use Initial Conditions - apare în instrucțiunea de comandă atunci când sunt specificate condiții inițiale (.IC) pentru inductanțe și condensatoare.

Instrucțiunea pentru stabilirea condițiilor inițiale în punctul static de funcționare, atât pentru calculul punctului de funcționare (.OP), cât și pentru regim tranzitoriu (.TRAN) are forma:

IC V(Nod-1) = Valoare-1 |V(Nod-2) = Valoare-2|...|

Analiza Fourier (.FOUR)

O dată cu efectuarea analizei de regim tranzitoriu se poate face și analiza Fourier a semnalului de la ieșire.

Instrucțiunea pentru analiza Fourier are forma:

FOUR Frecv-Fundam Var-ies-1|Var-ies-2|...|

În continuare se va face analiza Fourier (componenta de curent continuu și primele două armonici) a rezultatului analizei de regim tranzitoriu. Var-ies-1 sunt variabilele de ieșire pentru care se dorește analiza, iar Frecv-Fundam, este frecvența fundamentală.

În Pspice, începând cu versiunea 5.1, se poate specifica și numărul de armonici dorite (diferit de 9 - cel implicit, mai mic sau mai mare). O instrucțiune **.FOUR** trebuie să fie precedată în mod obligatoriu de o instrucțiune **.TRAN**.

Dacă Timp-Max nu se precizează atunci pasul maxim de calcul intern va fi:

$Timp-Max = \text{MIN}(pas-timp, Timp-final/50)$

Pasul minim de timp este legat de rezoluția în domeniul frecvență. Timpii mici de calcul corespund unei frecvențe mari de eșantionare. Frecvențele de eșantionare maxime vor fi:

$$f_{\max} = \frac{1}{REL\text{TOL} * TIMP - MAX} \quad \text{sau} \quad f_{\max} = \frac{10}{REL\text{TOL} * TIMP - STOP}$$

Exemplu: pas-timp=0.5μs, TIMP-STOP=100μs

TIMP-MAX=min(0.5μs, 100/50μs)=0.5μs

REL\text{TOL}=0.001

$$f_{\max} = \frac{1}{0.001 * 0.5\mu s} = \frac{1}{500 ps} = 2GHz$$

Deci: $T_{\text{intern}} = 0.5ns$ - rezoluția în domeniul timp

$f_{\max} = 2GHz$ - banda semnalului analizat (trunchiată).

Dacă nu se ține cont de aceste observații și se alege un pas prea mic pentru analiza de regim tranzitoriu, programul eșuează fără a putea determina răspunsul indicial al surselor LAPLACE.

Anexa III. Listingul unor fișiere utilizate în simulările MATLAB

În această anexă sunt listate fișierele utilizate în simulările MATLAB corespunzătoare subcapitolelor 4.2, 4.3, 5.2, 5.3.

fișiere corespunzătoare modelării atenuării ecranului cilindric cu două straturi (subcapitolul 4.2)

```
function y=atcd(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1000;
ss1=0.17*5.82*10.^7;
d=1;
y=20*log((2*pi*f*mu2*ss1*(d.^2))/8);

f=1:10:1200;
plot(f,atcd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric doua straturi egale');
text(200,250,'strat interior fier');
text(200,230,'strat exterior fier');
print dbitmap;

f=1200:10:12000;
plot(f,atcd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric doua straturi egale');
text(6000,348,'strat interior fier');
text(6000,343,'strat exterior fier');
print dbitmap;

f=12000:10:200000;
plot(f,atcd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric doua straturi egale');
text(100000,395,'strat interior fier');
text(100000,385,'strat exterior fier');
print dbitmap;

function z=atcd2(g)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1;
ss1=0.17*5.82*10.^7;
d=1;
z=20*log((2*pi*g*mu2*ss1*(d.^2))/8);
```

```

g=1:10:1200;
plot(g,atcd2(g))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric doua straturi egale');
text(600,110,'strat interior fier');
text(600,90,'strat exterior cupru');
print dbitmap;

g=1200:10:12000;
plot(g,atcd2(g))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric doua straturi egale');
text(6000,202,'strat interior fier');
text(6000,197,'strat exterior cupru');
print dbitmap;

g=12000:10:200000;
plot(g,atcd2(g))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric doua straturi egale');
text(100000,255,'strat interior fier');
text(100000,245,'strat exterior cupru');
print dbitmap;

function w=mzdif1(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*80000;
ss1=0.29*5.82*10.^7;
d1=1;
d2=5;
w=20*log((1./2.)*2.*pi*f*mu2*ss1*d1*d2);

f=1:10:1200;
plot(f,mzdif1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu doua straturi de dimensiuni diferite');
text(400,430,'strat interior zinc');
text(400,410,'strat exterior mu-metal');
text(400,390,'d1=1mm d2=5mm');
print dbitmap;

f=1200:10:12000;
plot(f,mzdif1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu doua straturi de dimensiuni diferite');
text(6000,507,'strat interior zinc');

```

```
text(6000,502,'strat exterior mu-metal');
text(6000,497,'d1=1mm d2=5mm')
print dbitmap;

f=1200:10:200000;
plot(f,mzdif1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu doua straturi de dimensiuni diferite');
text(100000,565,'strat interior zinc');
text(100000,555,'strat exterior mu-metal');
text(100000,545,'d1=1mm d2=5mm');
print dbitmap;
```

fișiere corespunzătoare modelării atenuării ecranului cilindric cu trei straturi (subcapitolul 4.3)

```
function q=tris(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1000;
ss1=5.82*10.^7;
mu0=4*pi*10.^(-7);
r0=50;
d=1;
q=20*log((mu0*mu2*((2.*pi*f).^2)*(ss1.^2)*r0*(d.^3))/54.);
```

```
f=1:10:1200;
plot(f,tris(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu trei straturi d=2d1+d2');
text(600,575,'strat interior cupru');
text(600,525,'strat mijlociu fier');
text(600,475,'strat exterior cupru');
text(600,425,'r0=50mm');
print dbitmap;
```

```
f=1200:10:120000;
plot(f,tris(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu trei straturi d=2d1+d2');
text(6000,725,'strat interior cupru');
text(6000,715,'strat mijlociu fier');
text(6000,705,'strat exterior cupru');
text(6000,695,'r0=50mm');
print dbitmap;
```

```
f=12000:10:200000;
plot(f,tris(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
```



```

title('atenuare ecran cilindric cu trei straturi d=2d1+d2');
text(100000,830,'strat interior cupru');
text(100000,810,'strat mijlociu fier');
text(100000,790,'strat exterior cupru');
text(100000,770,'r0=50mm');
print dbitmap;

function q=trimz2(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*80000;
ss1=0.29*5.82*10.^7;
mu0=4*pi*10.^(-7);
r0=100;
d=1;
q=20*log((mu0*mu2*((2.*pi*f).^2)*(ss1.^2)*r0*(d.^3))/54.);

f=1:10:1200;
plot(f,trimz2(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu trei straturi d=2d1+d2');
text(600,575,'strat interior zinc');
text(600,525,'strat mijlociu mu-metal');
text(600,475,'strat exterior zinc');
text(600,425,'raza cilindrului r0=100mm');
print dbitmap;

f=1200:10:12000;
plot(f,trimz2(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu trei straturi d=2d1+d2');
text(6000,735,'strat interior zinc');
text(6000,725,'strat mijlociu mu-metal');
text(6000,715,'strat exterior zinc');
text(6000,745,'r0=100mm');
print dbitmap;

f=12000:10:200000;
plot(f,trimz2(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran cilindric cu trei straturi d=2d1+d2');
text(100000,850,'strat interior zinc');
text(100000,830,'strat mijlociu mu-metal');
text(100000,810,'strat exterior zinc');
text(100000,870,'r0=100mm');
print dbitmap;

```

fișiere corespunzătoare modelării atenuării ecranului sferic cu două straturi (subcapitolul 5.2)

```
function y=sfd(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1000;
ss1=5.82*10.^7;
d=1;
y=20*log((2*pi*f*mu2*ss1*(d.^2))/12);
```

```
f=1:10:1200;
plot(f,sfd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu doua straturi egale');
text(200,250,'strat exterior fier');
text(200,230,'strat interior cupru');
print dbitmap;
```

```
f=1200:10:12000;
plot(f,sfd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu doua straturi egale');
text(6000,377,'strat interior cupru');
text(6000,372,'strat exterior fier');
print dbitmap;
```

```
f=12000:10:200000;
plot(f,sfd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic doua straturi egale');
text(100000,435,'strat interior cupru');
text(100000,425,'strat exterior fier');
print dbitmap;
```

```
function y=sfd1(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1;
ss1=0.17*5.82*10.^7;
d=1;
y=20*log((2*pi*f*mu2*ss1*(d.^2))/6);
```

```
f=1:10:1200;
plot(f,sfd1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu doua straturi egale');
text(200,250,'strat exterior cupru');
text(200,230,'strat interior fier');
print dbitmap;
```

```
f=1200:10:12000;
plot(f,sfd1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu doua straturi egale');
text(6000,217,'strat interior fier');
text(6000,212,'strat exterior cupru');
print dbitmap;
```

```
f=12000:10:200000;
plot(f,sfd1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic doua straturi egale');
text(100000,275,'strat interior fier');
text(100000,265,'strat exterior cupru');
print dbitmap;
```

fișiere corespunzătoare modelării ecranului sferic cu trei straturi (subcapitolul 5.3)

```
function q=tsfd(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1000;
ss1=5.82*10.^7;
mu0=4*pi*10.^(-7);
r0=50;
d=1;
q=20*log((mu0*mu2*((2.*pi*f).^2)*(ss1.^2)*r0*(d.^3))/81.);
```

```
f=1:10:1200;
plot(f,tsfd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(400,575,'strat interior cupru');
text(400,525,'strat mijlociu fier');
text(400,475,'strat exterior cupru');
text(400,425,'r0=50mm');
print dbitmap;
```

```
f=1200:10:12000;
plot(f,tsfd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(6000,715,'strat interior cupru');
text(6000,705,'strat mijlociu fier');
text(6000,695,'strat exterior cupru');
text(6000,685,'r0=50mm');
print dbitmap;
```

```
f=12000:10:200000;
plot(f,tsfd(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(100000,830,'strat interior cupru');
text(100000,810,'strat mijlociu fier');
text(100000,790,'strat exterior cupru');
text(100000,770,'r0=50mm');
print dbitmap;

function q=tsfd1(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1;
ss1=0.17*5.82*10.^7;
mu0=4*pi*10.^(-7);
r0=50;
d=1;
q=20*log((mu0*mu2*((2.*pi*f).^2)*(ss1.^2)*r0*(d.^3))/81.);

f=1:10:1200;
plot(f,tsfd1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(600,375,'strat interior fier');
text(600,325,'strat mijlociu cupru');
text(600,275,'strat exterior fier');
text(600,225,'r0=50mm');
print dbitmap;

f=1200:10:12000;
plot(f,tsfd1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(6000,505,'strat interior fier');
text(6000,495,'strat mijlociu cupru');
text(6000,485,'strat exterior fier');
text(6000,475,'r0=50mm');
print dbitmap;

f=12000:10:200000;
plot(f,tsfd1(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(100000,610,'strat interior fier');
text(100000,590,'strat mijlociu cupru');
text(100000,570,'strat exterior fier');
text(100000,550,'r0=50mm');
print dbitmap;
```

```
function q=tsf(f)
mu2=4*pi*10.^(-7)*1000;
ss1=5.82*10.^7;
mu0=4*pi*10.^(-7);
r0=100;
d=1;
q=20*log((mu0*mu2*((2.*pi*f).^2)*(ss1.^2)*r0*(d.^3))/81.);
```

```
f=1:10:1200;
plot(f,tsf(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(400,575,'strat interior cupru');
text(400,525,'strat mijlociu fier');
text(400,475,'strat exterior cupru');
text(400,425,'r0=100mm');
print dbitmap;
```

```
f=1200:10:12000;
plot(f,tsf(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(6000,715,'strat interior cupru');
text(6000,705,'strat mijlociu fier');
text(6000,695,'strat exterior cupru');
text(6000,685,'r0=100mm');
print dbitmap;
```

```
f=12000:10:200000;
plot(f,tsf(f))
grid
xlabel('frecventa[Hz]');
ylabel('atenuarea[dB]');
title('atenuare ecran sferic cu trei straturi d1=d2=d3=d/3');
text(100000,830,'strat interior cupru');
text(100000,810,'strat mijlociu fier');
text(100000,790,'strat exterior cupru');
text(100000,770,'r0=100mm');
print dbitmap;
```

Programul armcamp.m

CÂMPUL MAGNETIC ARMONIC ÎNTR-UN CONDUCTOR CILINDRIC LA FRECVENȚE ÎNALTE

```

a=0.05; ro=10^(-6);
miu=4*pi*10^(-7);
H0=2*10^5;
frecv=[10000 25000 80000];
sigma=1/ro;
for k=1:3
f=frecv(k);
omega=2*pi*f;
gama=(1+j)*sqrt((omega*miu*sigma)/2);
I0a=bessel(0,gama*a);
I1a=bessel(1,gama*a);
P=2*pi*a*sqrt(pi*f*miu*ro)*H0^2*abs(real((1+j)*I1a./I0a));
A=['Frecventa=', num2str(f), '[Hz]'];
B=['Puterea=', num2str(P), '[W]'];
C=[A ' ' B];
disp(C)
r=linspace(0,a);
I0r=bessel(0,gama*r);
Hr0=abs(I0r)/abs(I0a);
hold on
plot(r,Hr0)
end
axis ([0 a 0 1])
grid
xlabel ('Coordonata r[m]');
ylabel ('H(r)/H0')
title('Variatia radiala a campului magnetic')

```

Programul armcampf.m

VARIAȚIA CÂMPULUI MAGNETIC ARMONIC ÎNTR-UN CONDUCTOR CILINDRIC LA FRECVENȚE ÎNALTE

```

xp=0:.01:0.05,
yp=0:.01:0.05,
[x,y]=meshgrid(xp,yp);
ro=10^(-6);
miu=4*pi*10^(-7);
sigma=1/ro;
f=1000;
omega=2*pi*f;
gama=(1+j)*sqrt((omega*miu*sigma)/2);
I0x=bessel(0,gama*x);
I0y=bessel(0,gama*y);
z=abs(I0y)/abs(I0x);
[px,py]=gradient(z,.01,.01);
contour(x,y,z), hold on,
C=contour(x,y,z), clabel(C), hold on,
quiver (x,y,px,py,1.5,'g'), hold off
axis([0 0.05 0 0.05])
grid
xlabel('Coordonata r[m]');
ylabel('H(r)/H0')
title('Variatia radiala a campului magnetic')

```

Anexa IV. Listingul unor fișiere utilizate în simulările MSC/EMAS

INCINTA CU EXCITAȚII 1

CUCONDUCTOR PERTURBATOR DIN CUPRU ȘI CABLUL DE TESTAT DIN FIER

Program acinc.dat

```

$ Allocate size of acinc.DBALL.
INIT DBALL LOGICAL=(DBALL.(1000000))
$
$ -----
$ ----- The Executive Control Section -----
$ -----
$
ID MSC-EMAS. AC
$
SOL 302
TIME = 1000000 $ Maximum CPU minutes
DIAG = 5.6 $ Print begin/end module time
CEND
$
$ -----
$ ----- The Case Control Section -----
$ -----
$
SEALL = ALL.
TITLE = acinc.db
SUBTITLE = AC
SPC = 1
POTENTIAL(PLOT) = ALL
D1TIME(PLOT) = ALL.
D2TIME(PLOT) = ALL.
FIELD(PLOT) = ALL.
OLOAD(PLOT) = ALL
REACT(PLOT) = ALL.
FREQUENCY = 1
LOADSET = 3
SUBCASE = 1
  LABEL = Incinta cu excitatii
  DLOAD = 2
$
$ -----
$ ----- The Bulk Data Section -----
$ -----
$
BEGIN BULK
$ Center element results
PARAM  GPFIELD-1
DLOAD  2   1.0  1.0  1
$
PEM   1   1   100   0
PEM   2   2   100   0
PEM   3   3   100   0
$
MATEM 1   1.   1.
MATEM 2   1.  5.8+7  1.
MATEM 3  1000. 5000000 1.
$
RLOAD1 1   1   1   2
$
TABLED1 1
  2.9285831.  4.2214411.  ENDT
TABLED1 2

```

Anexa IV. Listingul unor fișiere utilizate în simulările MSC/EMAS

```

2.9285830.0 4.2214410.0 ENDT
$
LSEQ 3 1 1
$
FREQ 1 2.928583
$
AUNITS MDIVBY 1000. 1256.637.0088542
$
GRDSET 124
$
$ THIS SECTION CONTAINS BULK DATA FOR SE 0
$
$
GRID 1 0 -3.708-5-40.54130.0 0
GRID 2 0 7.537336-40.01950.0 0
GRID 3 0 15.20578-38.38530.0 0
GRID 4 0 22.76003-35.58120.0 0
GRID 5 0 29.93476-31.62310.0 0
GRID 6 0 36.47242-26.60660.0 0
GRID 7 0 42.15261-20.70070.0 0
GRID 8 0 46.81635-14.12970.0 0
GRID 9 0 50.37965-7.145490.0 0
GRID 10 0 52.8345 0.0 0 0

```

```

$
CQUAD 4 1 1 2 12 11
CQUAD 5 1 2 3 13 12
CQUAD 16 1 12 13 19 18
CQUAD 27 1 18 19 26 25
CQUAD 35 1 24 25 30 29
CQUAD 36 1 25 26 31 30
CQUAD 44 1 29 30 38 37
CQUAD 45 1 30 31 39 38
CQUAD 53 1 37 38 44 43
CQUAD 54 1 38 39 45 44
CQUAD 61 1 49 52 45 42
CQUAD 64 1 43 44 51 50
CQUAD 65 1 44 45 52 51
CQUAD 74 1 50 51 54 53
CQUAD 81 1 70 61 62 71
CQUAD 82 1 71 62 63 72
CQUAD 91 1 76 70 71 77
CQUAD 92 1 77 71 72 78
CQUAD 93 1 78 72 73 79
CQUAD 100 1 83 82 76 77

```

```

$
CTRIA 1 1 3 4 13
CTRIA 2 1 5 14 4
CTRIA 3 1 15 5 6
CTRIA 6 1 6 7 16
CTRIA 7 1 8 20 7
CTRIA 8 1 4 14 13
CTRIA 9 1 15 14 5
CTRIA 10 1 9 23 8
CTRIA 11 1 15 6 16
CTRIA 12 1 7 20 16
CTRIA 13 1 10 34 9
CTRIA 14 1 13 14 19
CTRIA 17 1 23 20 8
CTRIA 18 1 21 14 15
CTRIA 19 1 19 14 21
CTRIA 20 1 16 22 15
CTRIA 21 1 15 22 21

```


Anexa IV. Listingul unor fișiere utilizate în simulările MSC/EMAS

CTRIA 22 1 9 34 23

```

.
$
$ THIS SECTION CONTAINS THE LOADS, CONSTRAINTS, AND CONTROL BULK DATA ENTRIES
$
$
SPC 1 1 3 0.0
SPC 1 2 3 0.0
SPC 1 3 3 0.0
SPC 1 101 3 0.0
SPC 1 4 3 0.0
SPC 1 102 3 0.0

.
$
CURDEN 1 4000000.0 1. 260
CURDEN 1 4000000.0 1. 259
CURDEN 1 1000000.0 1. 274
CURDEN 1 1000000.0 1. 275
CURDEN 1 1000000.0 1. 276
CURDEN 1 1000000.0 1. 277
CURDEN 1 1000000.0 1. 278
CURDEN 1 1000000.0 1. 271
CURDEN 1 1000000.0 1. 272
CURDEN 1 1000000.0 1. 273
$
$
$ THIS SECTION CONTAINS MSC/XL INPUT
$
$
$$$-MSC/XL-$$$ Subapplication="AC"
$$$-MSC/XL-$$$ Select Excitation/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Excitation ACPhase=0
$$$-MSC/XL-$$$ Select Subcase/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase ExcitationList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase Label="Incinta cu excitatii"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A1=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A2=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A3=Active
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis BoundaryConditionList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyList=2.928583
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyUnits=GHz
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnits=Millimeters
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnitsDivBy=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis MaxSolverIterations=500
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Psi=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SolverTolerance=1e-06
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SolverType=Direct
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SubcaseList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Subtitle="AC"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Title="acine.db"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Air" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuReal=
$$$-MSC/XL-$$$ 1 SigmaReal=Blank EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/1 Material="Air" BHTTable="" CID=0 Area=Bl-
$$$-MSC/XL-$$$ nk Thickness=100 /Create
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Copper" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuRe-
$$$-MSC/XL-$$$ al=1 SigmaReal=5.8e+07 EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/2 Material="Copper" BHTTable="" CID=0 Area=-
$$$-MSC/XL-$$$ Blank Thickness=100 /Create
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Steel" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuRea-
$$$-MSC/XL-$$$ l=1000 SigmaReal=5e+06 EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/3 Material="Steel" BHTTable="" CID=0 Area=B-
$$$-MSC/XL-$$$ lank Thickness=100 /Create
ENDDATA

```

INCINTA CU EXCITAȚII 2

CU CONDUCTOR PERTURBATOR DIN CUPRU ȘI CABLUL DE TESTAT DIN CUPRU

Program acinc1.dat

```

$ Allocate size of acinc.DBALL.
INIT DBALL. LOGICAL=(DBALL(1000000))
$
$ -----
$ ----- The Executive Control Section -----
$ -----
$
ID MSC-EMAS. AC
$
SOL. 302
TIME = 1000000 $ Maximum CPU minutes
DIAG = 5,6 $ Print begin/end module time
CEND
$
$ -----
$ ----- The Case Control Section -----
$ -----
$
SEALL = ALL.
TITLE = acinc.db
SUBTITLE = AC
SPC = 1
POTENTIAL(PLOT) = ALL.
D1TIME(PLOT) = ALL.
D2TIME(PLOT) = ALL.
FIELD(PLOT) = ALL.
OLOAD(PLOT) = ALL.
REACT(PLOT) = ALL.
FREQUENCY = 1
LOADSET = 3
SUBCASE = 1
  LABEL = Incinta cu excitatii
  DLOAD = 2
$
$ -----
$ ----- The Bulk Data Section -----
$ -----
$
BEGIN BULK
$ Center element results
PARAM  GPFIELD -1
DLOAD  2    1.0  1.0  1
$
PEM    1    1    100.    0
PEM    2    2    100.    0
PEM    3    3    100.    0
$
MATEM  1    1.    1.
MATEM  2    1.  5.8+7  1.
MATEM  3    1000. 5000000.1.
$
RLOAD1 1    1    1    2
$
TABLED1 1
  2.9285831.  4.2214411.  ENDT
TABLED1 2
  2.9285830.0  4.2214410.0  ENDT
$
LSEQ  3    1    1
$
FREQ  1    2.928583
$

```

Anexa IV. Listingul unor fișiere utilizate în simulările MSC/EMAS

```

AUNITS MDIVBY 1000. 1256.637.0088542
$
GRDSET                124
$
$ THIS SECTION CONTAINS BULK DATA FOR SE 0
$
$
GRID  1  0  -3.708-5-40.54130 0  0
GRID  2  0  7.537336-40.01950 0  0
GRID  3  0  15.20578-38.38530 0  0

.
$
$ THIS SECTION CONTAINS THE LOADS, CONSTRAINTS, AND CONTROL BULK DATA ENTRIES
$
$
SPC  1  1  3  0.0
SPC  1  2  3  0.0
SPC  1  3  3  0.0
SPC  1  101  3  0.0
$
$
$
$ THIS SECTION CONTAINS MSC/XL INPUT
$
$
$$$-MSC/XL-$$$ Subapplication="AC"
$$$-MSC/XL-$$$ Select Excitation/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Excitation ACPhase=0
$$$-MSC/XL-$$$ Select Subcase/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase ExcitationList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase Label="Incinta cu excitatii"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A1=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A2=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A3=Active
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis BoundaryConditionList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyList=2.928583
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyUnits=GHz
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnits=Millimeters
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnitsDivBy=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis MaxSolverIterations=500
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Psi=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SolverTolerance=1e-06
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SolverType=Direct
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SubcaseList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Subtitle="AC"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Title="acinc db"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Air" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuReal=
$$$-MSC/XL-$$$ I SigmaReal=Blank EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/1 Material="Air" BHTTable="" CID=0 Area=Bl
$$$-MSC/XL-$$$ nk Thickness=100 /Create
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Copper" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuRe
$$$-MSC/XL-$$$ al=1 SigmaReal=5.8e+07 EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/2 Material="Copper" BHTTable="" CID=0 Arca=
$$$-MSC/XL-$$$ Blank Thickness=100 /Create
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Steel" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuRea
$$$-MSC/XL-$$$ l=1000 SigmaReal=5e+06 EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/3 Material="Steel" BHTTable="" CID=0 Arca=B
$$$-MSC/XL-$$$ lank Thickness=100 /Create
ENDDATA

```

Frecvențele de rezonanță pentru cele două structuri studiate sunt identice pentru modul 1 și pentru modul 2.

Modul 1	Modul 2
$f = 2.9285831$ [MHz]	$f = 4.2214410$ [MHz]

INCINTA FĂRĂ EXCITAŢIE Program incinta.dat

```

$ Allocate size of incinta.DBALL.
INIT DBALL LOGICAL=(DBALL(1000000))
$
$ -----
$ ----- The Executive Control Section -----
$ -----
$
ID MSC-EMAS. RealEigenvalue
$
SOL 306
TIME = 1000000 $ Maximum CPU minutes
DIAG = 5,6 $ Print begin/end module time
CEND
$
$ -----
$ ----- The Case Control Section -----
$ -----
$
SEALL = ALL.
TITLE = incinta.db
SUBTITLE = RealEigenvalue
SPC = 1
LABEL = incinta fara excitatie
POTENTIAL(PLOT) = ALL.
DITIME(PLOT) = NONE
D2TIME(PLOT) = NONE
FIELD(PLOT) = ALL
REACT(PLOT) = ALL
METHOD = 1
$
$ -----
$ ----- The Bulk Data Section -----
$ -----
$
BEGIN BULK
$ Center element results
PARAM GPFIELD -1
PARAM.FACK.1.E4
PARAM.PROFPI.1
PARAM.PRINFO.1
PARAM.RSLTNT.-1
$
PEM 1 1 100. 0
$
MATEM 1 1. 0.0 1.
$
EIGRI 1 1. 9
$
AUNITS MDIVBY 1000. 1256.637.0088542
$
GRDSET 124
$
$ THIS SECTION CONTAINS BULK DATA FOR SE 0
$
$
GRID 1 0 -3.708-5-40.54130.0 0
GRID 2 0 7.537336-40.01950.0 0

$
$ THIS SECTION CONTAINS THE LOADS, CONSTRAINTS, AND CONTROL BULK DATA ENTRIES
$
$
SPC 1 1 3 0.0
SPC 1 2 3 0.0
    
```

```

SPC 1 101 3 0.0
$
$
$
$ THIS SECTION CONTAINS MSC/XL INPUT
$
$
$$$-MSC/XL-$$$ Subapplication "RealEigenvalue"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A1 =Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A2=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A3 =Active
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis BoundaryConditionList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyUnits=GHz
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnits=Millimeters
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnitsDivBy = 1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Label="incinta fara excitatie"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis MaxEigenFrequency= Blank
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis MinEigenFrequency= 1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis NumberOfEigenFrequencies=9
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Psi=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Subtitle="RealEigenvalue"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Title="incinta db"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material "Air" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuReal=-
$$$-MSC/XL-$$$ EpsilonReal =1/Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/1 Material="Air" BHTable="" CID=0 Area=Blau
$$$-MSC/XL-$$$ nk Thickness=100/Create
ENDDATA
    
```

**Frecvențele de rezonanță calculate cu MSC/EMAS pentru primele 9 moduri.
resonant frequencies [GHz]**

1	2.9285831E+00
2	4.2503371E+00
3	5.0759751E+00
4	5.6434111E+00
5	6.3355021E+00
6	7.0840241E+00
7	7.3568801E+00
8	7.7051281E+00
9	8.5768121E+00

În continuare sunt prezentate fluxurile magnetice pentru diferite moduri în cadrul incintei cu excitație și fără excitație. În mod analog, cu ajutorul programelor mai sus prezentate, se pot obține și câmpurile electrice caracteristice incintei cu excitație și fără excitație pentru diferitele moduri.

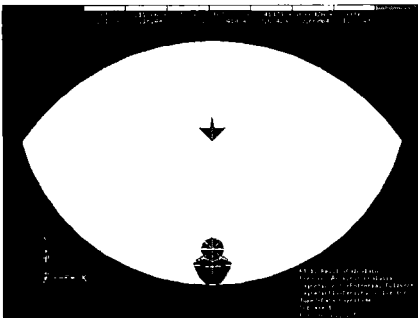


Fig 1 Fluxul magnetic în incinta cu excitație cu cablu perturbator cupru și cablu de testat din fier pentru modul 1

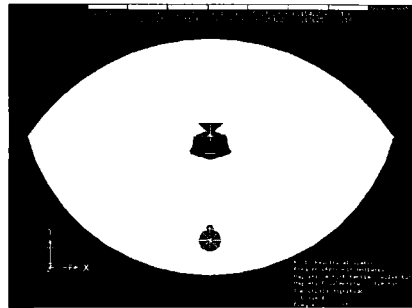


Fig 2 Fluxul magnetic în incinta cu excitație cu ca'lu perturbator cupru și cablu de testat din cupru pentru modul 1

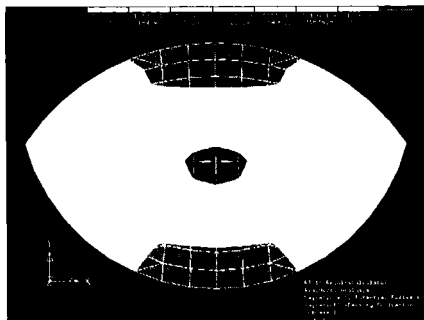


Fig 3 Fluxul magnetic în interiorul incintei fără excitație pentru modul 1

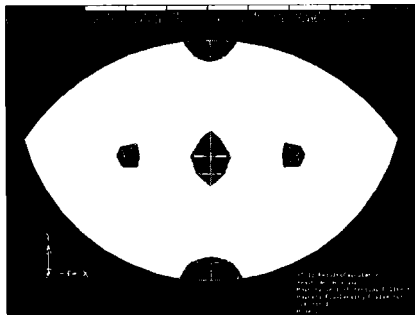


Fig 4 Fluxul magnetic în interiorul incintei fără excitație pentru modul 2

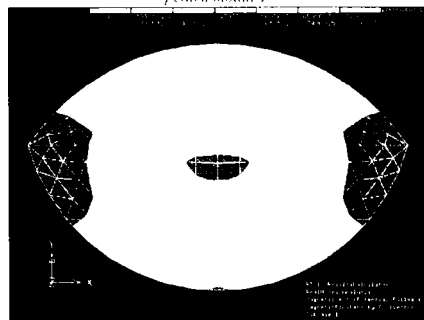


Fig 5 Fluxul magnetic în interiorul incintei fără excitație pentru modul 3

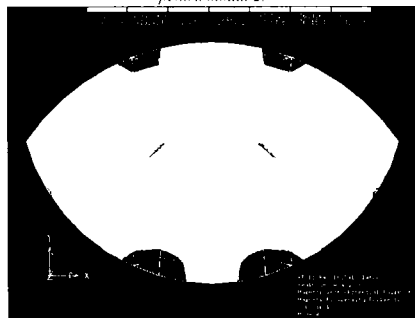


Fig 6 Fluxul magnetic în interiorul incintei fără excitație pentru modul 4

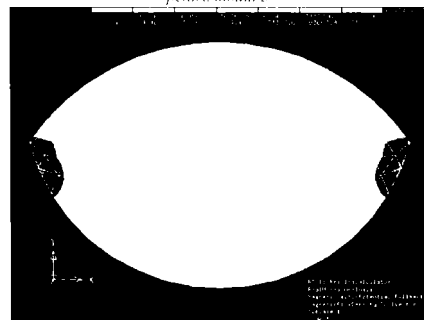


Fig 7 Fluxul magnetic în interiorul incintei fără excitație pentru modul 5

Anexa IV. Listingul unor fișiere utilizate în simulările MSC/EMAS

```
$
$
CORD2C 1 0 0.0 0.0 0.0 0.0 0.0 1. +
1. 0.0 0.0
$
$ THIS SECTION CONTAINS BULK DATA FOR SE 0
$
$
GRID 1 0 0.0 100.0 0.0 0
GRID 2 0 8.66027799.624290.0 0
GRID 3 0 17.3209398.4885 0.0 0
GRID 4 0 25.8819 96.592580.0 0
GRID 5 0 34.2438893.954010.0 0
GRID 6 0 42.3121390.607310.0 0
GRID 7 0 0.0 91.666670.0 0
GRID 8 0 7.39742192.3888 0.0 0
GRID 9 0 14.7948791.382190.0 0
GRID 10 0 22.1297 89.837860.0 0
GRID 11 0 0.0 83.33330.0 0
GRID 12 0 6.45083384.869120.0 0
GRID 13 0 12.9131 86.095940.0 0
GRID 14 0 29.3394487.765470.0 0
GRID 15 0 19.3276884.793670.0 0
GRID 16 0 0.0 75. 0.0 0
GRID 17 0 5.71505877.166310.0 0
GRID 18 0 11.4408279.130690.0 0
CTRIA 2115 1 31 1417 1420
CTRIA 2117 1 1414 58 1424
CTRIA 2118 1 1414 1425 58
CTRIA 2119 1 49 1425 1415
CTRIA 2120 1 1426 49 1415
CTRIA 2121 1 1426 1416 37
CTRIA 2122 1 37 1416 1427
CTRIA 2123 1 1427 1417 31
CTRIA 2124 1 11 1409 7
CTRIA 2125 1 1309 1422 87
CTRIA 2126 1 77 1422 1423
CTRIA 2127 1 16 1418 11
CTRIA 2128 1 23 1419 16
CTRIA 2129 1 31 1420 23
CTRIA 2130 1 1309 87 94
CTRIA 2131 1 87 1422 77
CTRIA 2132 1 77 1423 67
CTRIA 2133 1 58 67 1424
CTRIA 2134 1 58 1425 49
CTRIA 2135 1 37 49 1426
CTRIA 2136 1 37 1427 31
$
$ THIS SECTION CONTAINS THE LOADS, CONSTRAINTS, AND CONTROL BULK DATA ENTRIES
$
$
PCUR 1 .004 .001 0 1. 834
PCUR 1 .004 .001 0 1. 594
$
$
$ THIS SECTION CONTAINS MSC/XL INPUT
$
$
$$$-MSC/XL-$$$ Subapplication="AC"
$$$-MSC/XL-$$$ Select Excitation/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Excitation ACPhase=0
$$$-MSC/XL-$$$ Select Subcase/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase ExcitationList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase Label="AC analysis of 0.2m cilinder"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A1=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A2=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A3=Active
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis BoundaryConditionList=None
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyList=1.09387.1.745118.2.342088
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyUnits=GHz
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnits=Millimeters
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnitsDivBy=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis MaxSolverIterations=500
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Psi=Active
```


STRUCTURA DREPTUNGHILARĂ DUBLU STRAT CU PATRU FANTE
CALCULUL FRECVENȚELOR DE REZONANȚĂ ȘI REPREZENTAREA DISTRIBUȚIEI
FLUXULUI MAGNETIC

```

$ Allocate size of quad.DBALL
INIT DBALL LOGICAL=(DBALL(1000000))
$
$ -----
$ ----- The Executive Control Section -----
$ -----
$
ID MSC-EMAS.AC
$
SOL 302
TIME = 1000000 $ Maximum CPU minutes
DIAG = 5.6 $ Print begin/end module time
CEND
$
$ -----
$ ----- The Case Control Section -----
$ -----
$
SEALL = ALL
TTITLE = quad.db
SUBTITLE = AC
POTENTIAL(PLOT) = ALL
D1TIME(PLOT) = ALL
D2TIME(PLOT) = ALL
FIELD(PLOT) = ALL
OLOAD(PLOT) = ALL
REACT(PLOT) = ALL
FREQUENCY = 1
LOADSET = 3
SUBCASE = 1
  LABEL = Ac analysis of 0.2m quad
  DLOAD = 2
$
$ -----
$ ----- The Bulk Data Section -----
$ -----
$
BEGIN BULK
$ Center element results
PARAM  GPFIELD -1
DLOAD  2    1.0  1.0  1
$
PEM  1  1  1000  0
PEM  2  2  1000  0
PEM  3  3  1000  0
PEM  4  4  1000  1
$
MATEM 1  1.  0.0  1.
MATEM 2  1.  5 8+7  1.
MATEM 3  2000  5000000.1.
MATEM 4  1.  0.0  1.
$
RLOAD1 1  1  1  2
$
TABLED1 1
  .881195 1.  2.11061 1.  ENDT
TABLED1 2
  .881195 0.0  2.11061 0.0  ENDT
$
LSEQ  3  1  1
$
FREQ  1  .881195 98699121.009645
$
AUNITS MDIVBY 1000. 1256.637.0088542
$
GRDSET 12
$
$
$ THIS SECTION CONTAINS ALL DEFINED COORDINATE SYSTEMS

```

Anexa IV. Listingul unor fișiere utilizate în simulările MSC/EMAS

```

$
$
CORD2C 1 0 0.0 0.0 0.0 0.0 0.0 1. +
1. 0.0 0.0
$
$ THIS SECTION CONTAINS BULK DATA FOR SE 0
$
$
GRID 1 0 100. 100. 0.0 0
GRID 2 0 102.5 100. 0.0 0
GRID 3 0 105. 100. 0.0 0
GRID 4 0 100. 102.5 0.0 0
GRID 5 0 102.5 102.5 0.0 0
GRID 6 0 105. 102.5 0.0 0
GRID 7 0 100. 105. 0.0 0
GRID 8 0 102.5 105. 0.0 0
GRID 9 0 105. 105. 0.0 0
GRID 10 0 0.0 0.0 0.0 0
GRID 11 0 6.6666670.0 0.0 0
GRID 12 0 13.333330.0 0.0 0
GRID 13 0 20. 0.0 0.0 0
GRID 14 0 26.666670.0 0.0 0
GRID 15 0 33.333330.0 0.0 0
GRID 16 0 40. 0.0 0.0 0
GRID 17 0 46.666670.0 0.0 0
GRID 18 0 53.333330.0 0.0 0
GRID 19 0 60. 0.0 0.0 0
GRID 20 0 66.666670.0 0.0 0
GRID 21 0 73.333330.0 0.0 0
.....
CQUAD 1959 1 2239 2223 2359 2375
CQUAD 1960 1 2125 2240 2376 2261
CQUAD 1961 1 2240 2241 2377 2376
CQUAD 1962 1 2241 2242 2378 2377
CQUAD 1963 1 2242 2243 2379 2378
CQUAD 1964 1 2243 2244 2380 2379
CQUAD 1965 1 2244 2245 2381 2380
CQUAD 1966 1 2245 2246 2382 2381
CQUAD 1967 1 2246 2247 2383 2382
CQUAD 1968 1 2247 2248 2384 2383
CQUAD 1969 1 2248 2249 2385 2384
CQUAD 1970 1 2249 2250 2386 2385
CQUAD 1971 1 2250 2251 2387 2386
CQUAD 1972 1 2251 2227 2363 2387
$
$ THIS SECTION CONTAINS THE LOADS, CONSTRAINTS, AND CONTROL BULK DATA ENTRIES
$
$
PCUR 1 .004 .001 0 1. 531
PCUR 1 .004 .001 0 1. 18
$
$
$
$ THIS SECTION CONTAINS MSC/XL INPUT
$
$
$$$-MSC/XL-$$$ Subapplication="AC"
$$$-MSC/XL-$$$ Select Excitation/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Excitation ACPhase=0
$$$-MSC/XL-$$$ Select Subcase/1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase ExcitationList=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Subcase Label="Ac analysis of 0.2m quad"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A1=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A2=Inactive
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis A3=Active
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis BoundaryConditionList=None
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyList=0.881195.0.9869912.1.009645
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis FrequencyUnits=GHz
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnits=Millimeters
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis GeometryUnitsDivBy=1
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis MaxSolverIterations=500
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Psi=Active
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SolverTolerance=1e-06
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SolverType=Direct
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis SubcaseList=1

```

```

$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Subtitle="AC"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Analysis Title="quad db"
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Air" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuReal=
$$$-MSC/XL-$$$ l SigmaReal=0 EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/1 Material="Air" BHTable="" CID=0 Area=Bl-
$$$-MSC/XL-$$$ nk Thickness=1000 /Create
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Copper" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuRea-
$$$-MSC/XL-$$$ al=1 SigmaReal=5.8e+07 EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/2 Material="Copper" BHTable="" CID=0 Area=
$$$-MSC/XL-$$$ Blank Thickness=1000 /Create
$$$-MSC/XL-$$$ Edit Material/"Steel" MaterialType=Isotropic DataType=Real MuRea-
$$$-MSC/XL-$$$ l=2000 SigmaReal=5e+06 EpsilonReal=1 /Create/Overwrite
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/3 Material="Steel" BHTable="" CID=0 Area=B-
$$$-MSC/XL-$$$ lank Thickness=1000 /Create
$$$-MSC/XL-$$$ Edit MaterialProperty/4 Material="Air" BHTable="" CID=1 Area=Bl-
$$$-MSC/XL-$$$ nk Thickness=1000 /Create
ENDDATA
    
```

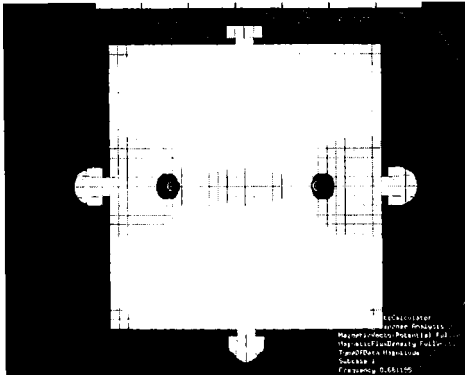


Fig. 11 Fluxul magnetic pentru modul 1 la frecvența de rezonanță pentru o structură dreptunghiulară dublu strat cu patru fante

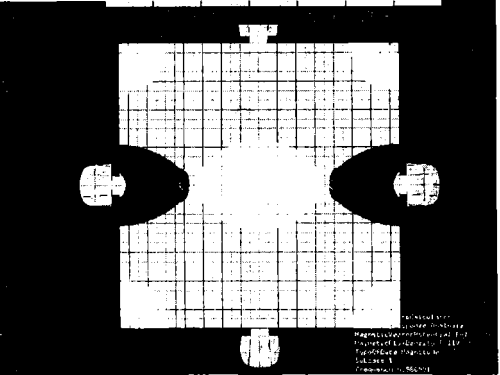


Fig. 12 Fluxul magnetic pentru modul 2 la frecvența de rezonanță pentru o structură dreptunghiulară dublu strat cu patru fante

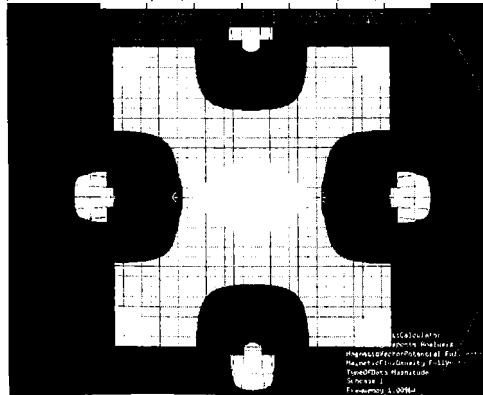


Fig. 13 Fluxul magnetic pentru modul 3 la frecvența de rezonanță pentru o structură dreptunghiulară dublu strat cu patru fante

BIBLIOGRAFIE

1. A. ANGOT, *Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică și telecomunicații*. București: Editura tehnică, 1965.
2. A. GRAY, G. B. MATHEWS, *Funcțiile Bessel și aplicațiile lor în fizică*. București: Editura tehnică, 1958.
3. O. STĂNĂȘILĂ, *Analiza matematică*. București: E.D.P., 1981.
4. I. GH. ȘABAC, *Matematici speciale*. București: E.D.P., 1981.
5. V. Smirnov, *Cours de mathématiques supérieures (vol.I+IV)*. Moscou: Éditions Mir, 1972.
6. E. M. PURCELL, *Cursul de fizică Berkeley (vol.II - Electricitate și magnetism)*. București: E.D.P., 1982.
7. I. I. POPESCU, *Compendiu de fizică*. București: E.Ș.T.E., 1988.
8. A. NICOLAIDE, *Bazele fizice ale electrotehnicii*. Craiova: Editura Scrisul Românesc, 1983.
9. R.RĂDULEȚ, *Bazele teoretice ale electrotehnicii (vol.I.)*. București: Litografia învățământului, 1955.
10. J. D. JACKSON, *Electrodinamică clasică*. București: Editura Tehnică, 1991.
11. C.I. MOCANU, *Teoria câmpului electromagnetic*. București: E.D.P., 1981.
12. E. NICOLAU, *Propagarea undelor electromagnetice*. București: Editura Academiei, 1960.
13. E. NICOLAU, *Câmpuri și unde electromagnetice*. București: Editura Academiei, 1972.
14. E. NICOLAU, *Radiația electromagnetică*. București: Editura Academiei, 1973.
15. E. NICOLAU, *Introducere în electromagnetismul teoretic modern*. București: Editura Academiei, 1974.
16. E. NICOLAU, *Radiația și propagarea undelor electromagnetice*. București: Editura Academiei, 1989.
17. D. F. Sămărescu, *Difuzia câmpului electromagnetic și aplicații*. București: Editura Academiei, 1983.
18. GH. MÎNDRU, M. M. RĂDULESCU, *Analiza numerică a câmpului electromagnetic*. Cluj: Editura Dacia, 1986.
19. E. CUTEANU, R. MARINOV, *Metoda elementelor finite în proiectarea structurilor*. Timișoara: Editura Facla, 1980.
20. H. KADEN, *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*. Berlin: Springer Verlag, 1959.
21. GH. HORTOPAN, I. O. VLASE, S. NIȚU, *Ecranarea electromagnetică în tehnica curenților intensi*. București: Editura Tehnică, 1990.
22. A. CHAROY, *Parasites et perturbations des électroniques*. Paris: Dunod, 1992.
23. GH. SÂNDULESCU, *Protecția la perturbații în electronica industrială și automatizări*. București: Editura Tehnică, 1985.
24. GH. SÂNDULESCU, *Protecția la perturbații în electronica aplicată, radio și TV*. București: Editura Tehnică, 1990.
25. N. TEODORESCU, *Introducere în fizica matematică*. București: Editura tehnică, 1970.
26. A. Mateescu, *Semnale, circuite și sisteme*. București: E.D.P., 1984.
27. F. REZA, *Spații liniare*. București: E.D.P., 1973.
28. R. P. FEYNMAN, *Fizică modernă (vol.II)*. București: Editura Tehnică 1970.
29. C. I. MOCANU, *Teoria circuitelor electrice*. București: E.D.P., 1979.
30. C. I. MOCANU, *Electrodinamica hertziană a corpurilor în mișcare*. București: Editura Academiei, 1985.
31. C. ȘORA, *Bazele electrotehnicii*. București: E.D.P., 1982.
32. M. PREDA, P. CRISTEA, *Bazele electrotehnicii*. București: E.D.P., 1980.
33. E. NICOLAU, *Sinteza sistemelor radiante*. București: Editura Academiei, 1971.
34. E. NICOLAU, *Antene și propagare*. București: Editura E.D.P., 1982.
35. E. NICOLAU, *Radiotehnica (vol.I)*. București: Editura Tehnică, 1987.
36. R. L. MORRIS, J. L. MILLER, *Proiectarea cu circuite integrate TTL*. București: Editura Tehnică, 1974.
37. D. D. SANDU, *Probleme moderne de tehnica impulsurilor*. București: Editura Academiei, 1980.
38. R. BELLMAN, *Introducere în analiza matriceală*. București: Editura Tehnică, 1969.
39. A. IGNEA, *Compatibilitate electromagnetică*. Timișoara: Editura UTT, 1995.
40. S. RADU, *Introducere în compatibilitatea electromagnetică*. Iași: Editura "Gh.Asachi", 1995.

41. S. RADU, *Compatibilitate electromagnetica (vol.I). Iasi: Editura Rotaprint, 1996.*
42. A. IGNEA, *Măsurări și teste în compatibilitatea electromagnetica, Timișoara: Editura Waldpress, 1996.*
43. F. BREABĂN, *Microunde (Bazele ingineriei microundelor). Timișoara: Editura UTT, 1991.*
44. A. K. BHATTACHARYYA, *Electromagnetic Fields in Multilayered Structures. London: Artech House, Inc., 1994.*
45. K. J. SCOTT, *Practical Simulation of Printed Circuit Boards and Related Structures. Taunton: John Wiley & Sons Inc., 1994.*
46. D. MORGAN, P. PEREGRINUS, *A Handbook for EMC Testing and Measurement. IEEE Press, 1995.*
47. P. A. CHATTERTON, M. A. HOULDEN, *EMC Electromagnetic Theory to Practical Design. Chichester: John Wiley & Sons, 1992.*
48. L. HASSELGREN, E. MOLLER, Y. HAMNERIUS, *Three Dimensional FEM Calculations on Shielding of Power Frequency Magnetic Fields from Substation, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp.158-160, 1993.*
49. CHENG-NAN CHIU, MING-SHING LIN, CHUN HSIUNG CHEN, *Low-Frequency Magnetic Field Attenuation of Advanced Composite Cylinders, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp.164-168, 1993.*
50. C.D. TAYLOR, N.H. YOUNAN, C. W. HARRISON, *On Predicting the Effectiveness of Magnetic Shields at Low Frequencies, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 176-179, 1993.*
51. A. LAKHTAKIA, *Stratified Planar Chiral Shields, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 179-183, 1993.*
52. S. CRIEL, D. DE ZUTTER, N. MARLY, *Near Field Penetration Through a Perforated Flat Screen, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp.200-202, 1993.*
53. M. S. THARF, G. I. COSTACHE, *Edge Element-Scattering Amplitude Solution To Electromagnetic Leakage into Shielding Enclosures, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 202-207, 1993.*
54. F. CHAO, *Time Domain Measurement of Mode Characteristics in Coupled Microstrip Lines, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 226-231, 1993.*
55. C. A. GRIMES, *Broadband EMI Absorbing Materials, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 245-250, 1993.*
56. Y. NAITO, H. ANZAI, T. MIZUMOTO, M. TAKAHASHI, *Ferrite Grid Electromagnetic Wave Absorbers, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 254-260, 1993.*
57. T. HUBING, M. ALI, *EMC Applications of EMAP-2: A 3D Finite Element Modeling Code, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 279- 284, 1993.*
58. T. HUBING, P. GROVER, T. VAN DOREN, J. DREWNIK, L.HILL, *An Algorithm for Automated Printed Circuit Board Layout and Routing Evaluation, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 318-322,1993.*
59. F. B. J. LEFERINK, M. J. C. M. VAN DOORN, *Inductance of Printed Circuit Board Ground Planes, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 327-330, 1993.*
60. S. DAIJAVAD, H. HEEB, *On the Effectiveness of Decoupling Capacitors in Reducing EM Radiation from pcb's, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp.330- 334, 1993.*
61. S. CELOZZI, M. D'AMORE, *A New Approach to Predict Shielding Properties of Layered Nonlinear Sheets, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 42- 48, 1994.*
62. C. H. KRAFT, *Modeling Leakage Through Finite Apertures with TLM, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 73-77, 1994.*

63. M. RIZVI, J. L. VETRI, ESD Source Modeling in FDTD, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 77-83, 1994.
64. D. M. HOCKANSON, J. L. DREWNIK, T. H. HUBING, T. P. VAN DOREN, Application of the Finite-Difference Time-Domain Method to Radiation from Shielded Enclosures, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 83-89, 1994.
65. B. S. BROWN, L. L. RAUTH, Finite Element Time Domain Simulation of Electrostatic Discharge Using Mixed-Dimensional Finite Elements, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 95-99, 1994.
66. I. WUYTS, D. DEZUTTER, Low Frequency SPICE Model for EMC Disturbances on Coupled Microstrip Lines, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 202-205, 1994.
67. B. BRENCH, C. E. BRENCH, Shield Degradation in the Presence of External Conductors, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 269-274, 1994.
68. G. M. KUNKEL, Electromagnetic Leakage Through Slot Configurations in a Shielded Enclosure, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 274-279, 1994.
69. K. G. THOMAS, K. M. KRISHNAIAH, A. CHORDIA, J. K. DAHER, Evaluation of Electric Field and Magnetic Field Shielding Effectiveness and Polarizabilities of Non-Metallic Samples Using Dual TEM Cell, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 291-294, 1994.
70. S. CRIEL, L. MARTENS, D. DEZUTTER, Near- and Far-Field Characterization of Perforated Screens: Theoretical and Experimental Study of Proposed Definitions for the Shielding Performance, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 298-303, 1994.
71. T. PRÖPPER, U. DANIEL, Computational Simulation of Electromagnetic Fields in a Large-Scale Anechoic Chamber, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 308-314, 1994.
72. K. ISHINO, T. MORIKAWA, T. SAITO, Y. HASHIMOTO, Y. SHIMIZU, Realization of Compact Semi and Fully Anechoic Chambers Using a New Developed Composite Absorber, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 413-419, 1994.
73. M. L. MARKEL, Y. DONG, R. SHARMA, Simulation Methods to Determine Cross-Talk in Three Dimensional Environment, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 437-441, 1994.
74. J. L. DREWNIK, T. H. HUBING, T. P. VANDOREN, P. BAUDENDISTAL, Modeling Power Bus Decoupling on Multilayer Printed Circuit Boards, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 456-462, 1994.
75. X. D. CAI, G. I. COSTACHE, R. LAROUCSI, R. CRAWHALL, Numerical Extraction of Partial Inductance of Package Reference (Power/Ground) Planes, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 12-16, 1995.
76. M. FELIZIANI, F. MARADEI, Computer Applications of the EMC Course at the University of Rome "La Sapienza", IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 29-35, 1995.
77. K. P. MA, J. L. DREWNIK, A Comparison of FD-TD Algorithms for Subcellular Modeling of Slots in Shielding Enclosures, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 157-163, 1995.
78. C. E. BRENCH, Creating Practical FD-TD Models for EMC Analysis, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 179-183, 1995.
79. M. KIMMEL, H. SINGER, A Modular Formulation for Electromagnetic Transmission Through Shields of Arbitrary Shape Using the Method of Moments, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 208-214, 1995.

80. D. W. S. TAM, C. AZU, A Computer-Aided Design Technique for EMC Analysis, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 234-236, 1995.
81. S. V. K. SHASTRY, M. N. RAO, Electromagnetic Coupling and Radiation Analysis of Lines in High Speed Switching Circuits, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 125-131, 1995.
82. F. J. TILLEY, Reducing Radiated Emissions on High Speed Signal Lines Using Common Mode Choke Coils, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 435-440, 1995.
83. U. WALLENHORST, A. BRENNER, High Frequency Characteristics of Modular Metric, High-Density Connector Systems, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 483-490, 1995.
84. M. S. LIN, C. H. TAN, F. P. SHIEH, C. H. CHEN, Evaluation of Plane-wave Shielding Properties of Anisotropic Laminated Composites Using GTEM, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 548-551, 1995.
85. F. HAN, L. ZHANG, Degeneration of Shielding Effectiveness of Planar Shields Due to Oblique Incident Plane Waves, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 82-86, 1996.
86. M. S. SARTO, A Matrix Surface Impedance Formulation for the Analysis of EM-Interactions to Finite Laminated Composite Slabs, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 168-173, 1996.
87. S. D. GEDNEY, The Application of the Finite-Difference Time-Domain Method to EMC Analysis, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 117-121, 1996.
88. P. KISTENMACHER, A. SCHWAB, Low-Frequency Shielding Effectiveness of Inhomogeneous Enclosures, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 347-352, 1996.
89. M. KIMMEL, H. SINGER, Numerical Computation of Anisotropic Shielding Materials Based on the Method of Moments, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 87-91, 1996.
90. A. C. CANGELLARIS, Frequency-Domain Finite Element Methods for Electromagnetic Field Simulation: Fundamentals, State of the Art, and Applications to EMI/EMC Analysis, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 107-116, 1996.
91. S. M. APOLLONSKII, Non-Traditional Methods Of Screening in Electromagnetic Systems, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 366-370, 1996.
92. S. TANABE, N. NAGANO, T. ITOH, Y. MURATA, S. MIZUKAWA, 3D-FEM Analysis for Shielding Effects of a Metallic Enclosure with Apertures, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 375-380, 1996.
93. B. R. CRAIN, A. F. PETERSON, Finite Element Analysis of Dispersion Characteristics of Microstrip Lines Lying Near Substrate and Ground Plane Edges, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 448-452, 1996.
94. S. TANABE, E. GOFUKU, T. ITOH, Y. MURATA, T. OZEKI, 3D-FEM Analysis of Electromagnetic Emission from PCB, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 343-346, 1996.
95. L. LU, V. UNGVICHIAN, An Optimization Technique to Minimize Crosstalk in Multilayered and Multi-Microstrip-Line Board of High-Speed Digital Circuits, IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp. 442-447, 1996.
96. S. FERICEAN, Studiul actual al dezvoltării și performanțele senzorilor inductivi destinați detectării obiectelor și măsurării mărimilor geometrice. (REF1) UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA, CATEDRA EA, 1995.
97. M. LASCU, Interpretarea vibrațiilor la suprafața mediilor stratificate. (REF1) UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA, CATEDRA MEO, 1993.

98. M. LASCU, Metode și aparate de diagnosticare a defectelor în mediile multistrat. (REF2) UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA, CATEDRA MEO, 1995.
99. M. LASCU, Contribuții la asigurarea compatibilității electromagnetice a aparaturii electronice. (REF3) UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA CATEDRA MEO, 1996.
100. M. LASCU, Matrix Methods for Analysis Shocks and Vibration of Multilayered Structures, PROCEEDINGS OF THE SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS pp. 311-316, TIMIȘOARA, Sept. 29-30, 1994.
101. M. LASCU, A Spice Model For Plane Parallel Multilayered Shields, PROCEEDINGS OF THE SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS pp. 311-316, TIMIȘOARA, Sept. 26-27, 1996.
102. M. LASCU, EMV-Gesichtspunkten bei der IC und PBC-Entwicklung, BULETINUL ȘTIINȚIFIC AL UNIVERSITĂȚII "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA, Tomul 41(55), Fascicola 2, Electrotehnică, Electronică și Comunicații, 1996.
103. M. LASCU, Einfluß der Aperturen auf das Abgestrahlte Elektromagnetische Feld, BULETINUL ȘTIINȚIFIC AL UNIVERSITĂȚII "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA, Tomul 41(55), Fascicola 2, Electrotehnică, Electronică și Comunicații, 1996.
104. M. LASCU, Schnittstellen für analoge und digitale Signalübertragung unter EMV-Gesichtspunkten, BULETINUL ȘTIINȚIFIC AL UNIVERSITĂȚII "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA, Tom 42(56), Fascicola 1, 1997.
105. M. LASCU, Field Equations in Cylindrically and Spherically Multilayered Structure, BULETINUL ȘTIINȚIFIC AL UNIVERSITĂȚII "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA, Tom 42(56), Fascicola 1, 1997.
106. M. LASCU, Analiza Quickfield a traseelor de pe plăcile cu circuite imprimare, 4th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING OF MODERN ELECTRIC SYSTEMS, Oradea, May 31- June 2, 1997.
107. M. LASCU, Analiza și modelarea ecranelor sferice cu ajutorul programului MATLAB, 4th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENGINEERING OF MODERN ELECTRIC SYSTEMS, Oradea, May 31- June 2, 1997.
108. M. LASCU, Analiza Quickfield magnetostatică și electrostatică a ecranului multistrat plan paralel, Sesiunea de Comunicări Științifice, Ediția a IV-a, 25 de ani de învățământ tehnic superior arădean, 30-31 octombrie 1997, Arad, România.
109. M. LASCU, Analiza și modelarea ecranului multistrat cilindric, Sesiunea de Comunicări Științifice, Ediția a IV-a, 25 de ani de învățământ tehnic superior arădean, 30-31 octombrie 1997, Arad, România.
110. M. LASCU, Analiza și modelarea ecranului multistrat plan-paralel, Ediția a IV-a, 25 de ani de învățământ tehnic superior arădean, 30-31 octombrie 1997, Arad, România.
111. M. LASCU, The TM_n and TE_n Field Equations in Cylindrically and Spherically Layered Structure, INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SIGNALS, CIRCUITS & SYSTEMS, SCS' 97, Iași, Romania, 2-3 October 1997.
112. M. LASCU, Metoda elementelor finite aplicată la modelarea perturbațiilor de pe plăcile cu circuite imprimare, SESIUNEA DE COMUNICĂRI ȘTIINȚIFICE, Hunedoara, 31 Octombrie-1 Noiembrie 1997.
113. M. LASCU, Degradarea ecranelor în prezența conductoarelor externe, SESIUNEA DE COMUNICĂRI ȘTIINȚIFICE, Hunedoara, 31 Octombrie-1 Noiembrie 1997.
114. M. LASCU, Ecranarea realizată sub formă de grilaje cu ajutorul metodei Quickfield, SESIUNEA DE COMUNICĂRI ȘTIINȚIFICE, Hunedoara, 31 Octombrie-1 Noiembrie 1997.
115. D. PETRAȘCU, Contribuții cu privire la unele metode de măsurare în compatibilitatea electromagnetice, UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA, FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII, Conducător Științific: Prof.dr.ing. Eugen Pop, 1995. (teză de doctorat)
116. C. PADIC, Contribuții la asigurarea compatibilității electromagnetice a aparaturii electronice, UNIVERSITATEA TEHNICĂ "GH. ASACHI" IAȘI, FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII, Conducător științific: Prof.dr.ing. Gheorghe Maxim, 1995. (teză de doctorat)

117. G. H. GOLUB, C. F. VAN LOAN, *Matrix Computations*, Department of Computer Science Stanford University, Cornell University, 1989.
118. E. HINTON, *Numerical methods and software for dynamic analysis of plates and shells*, University College of Swansea, U.K., 1988.
119. O. C. Zienkiewicz, R. L. Taylor, *La méthode des éléments finis. Formulation de base et problèmes linéaires*. Paris: AFNOR TECHNIQUE, 1991.
120. M. GHINEA, V. FIREȚEANU, *MATLAB Calcul numeric~Grafică~Aplicații*. București: Editura Teora, 1997.
121. ***MATLAB for 80386-based MS-DOS Personal Computers. The Math Works Inc. 1994
122. ***MATLAB High Performance Numeric Computation and Visualization Software.
123. M. PETYT, *Introduction to finite element vibration analysis*. Cambridge University Press 1990.
124. ***CIRCUIT ANALYSIS User's Guide. 1991 MicroSim Corporation.
125. T. MARIAN, SPICE. București: Editura Teora, 1996.
126. A. J. SCHWAB, *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Berlin: Springer Verlag, 1990.
127. J. WILHELM, *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Berlin: VDE-Verlag, 1981.
128. H.R. SCHMEER, *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Stuttgart: 3.Int.Fachmesse und Kongreß für Elektromagnetische Verträglichkeit.
129. M. S. LIN, C. H. CHEN, *Plane-Wave Shielding Characteristics of Anisotropic Laminated Composites*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.21-28, Vol.35, Number 1, Feb. 1993.
130. H. CORY, S. SHIRAN, M. HEILPER, *An Iterative Method for Calculating the Shielding Effectiveness and Light Transmittance of Multilayered Media*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.451-457, VOL.35, Number 4, Nov. 1993.
131. M. S. LIN, C. M. LIN, R.B. WU, C.H. CHEN, *Transient Propagation in Anisotropic Laminated Composites*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.357-366, VOL.35, Number 3, Aug. 1993.
132. R. LAROSSI, G. I. COSTACHE, *Finite-Element Method Applied to EMC Problems*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.178-185, VOL.35, Number 2, May 1993.
133. S. CRIEL, L. MARTENS, D. DEZUTTER, *Theoretical and Experimental Near-Field Characterization of Perforated Shields*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.161-169, VOL.36, Number 3, 1994.
134. F. M. TESCHE, C. MO, R.W. SHOUP, *Determination of the Electromagnetic Fields Radiated from the ARES EMP Simulator*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.331-341, VOL.36, Number 4, Nov. 1994.
135. S. CELOZZI, M. FELIZIANI, *Time-Domain Solution of Field-Excited Multiconductor Transmission Line Equations*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.421-pp.433, VOL. 37, Number 3, Aug. 1995.
136. Z. S. SACKS, J. F. LEE, *A Finite-Element Time-Domain Method Using Prism Elements for Microwave Cavities*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.519-528, VOL. 37, Number 4, Nov. 1995.
137. C. N. CHIU, C.H. CHEN, *Scattering from an Advanced Composite Cylindrical Shell*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.62-pp.67, VOL.38, Number 1, Feb. 1996.
138. J. BAKER-JARVIS, M. D. JANEZIC, *Analysis of a Two-Port Flanged Coaxial Holder for Shielding Effectiveness and Dielectric Measurements of thin films*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.67-70, VOL.38, Number 1, Feb. 1996.
139. D. I. KIM, M. TAKAHASHI, H. ANZAI, S. Y. JUN, *Electromagnetic Wave Absorber with Wide-Band Frequency Characteristics Using Exponentially Tapered Ferrite*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp. 173-177, VOL.38, Number 2, MAY 1996.
140. R.R. DELYSER, C. L. HOLLOWAY, R.T. JOHNK, A.R. ONDREJKA, M. KANDA, *Figure of Merit for Low Frequency Anechoic Chambers Based on Absorber Reflection Coefficients*, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp. 576-585, VOL.38, Number 4, NOV. 1996.

- 141.S. CELOZZI, M. D'AMORE, Magnetic Field Attenuation of Nonlinear Shields, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp. 318-327, VOL. 38, Number 3, AUG. 1996.
- 142.W. M. FRIX, G.G. KARADY, A Circuital Approach to Estimate the Magnetic Field Reduction of Nonferrous Metal Shields, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp. 24-33, VOL. 39, Number 1, FEB. 1997.
- 143.C. L. HOLLOWAY, R. R. DELYSER, R. F. GERMAN, P. MCKENNA, M. KANDA, Comparison of Electromagnetic Absorber Used in Anechoic and Semi-Anechoic Chambers for Emissions and Immunity Testing of Digital Devices, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp.33-48, VOL. 39, Number 1, FEB.1997.
- 144.***QUICKFIELD-Finite Element Analysis System. Version 3.2. Tera Analysis 1995.
- 145.A. J. MAURIELLO, Selection and Evaluation of Conductive Plastics, EMC Technology, pp.59-60, October-December 1984.
- 146.P. F. WILSON, J.W. ADAMS, M.T. MA, Measurement of the Electromagnetic Shielding Capabilities of Materials, Proceedings of the IEEE, Vol.74, Number 1, pp.112-115, January 1986.
- 147.B. A. KINNINGHAM, D. M. YENNI Jr, Test Methods for Electromagnetic Shielding Materials, Proceedings of the IEEE Int. Symp. On EMC, Seattle, pp.223-230, August 2-4, 1988.
- 148.P.F. WILSON, M.T. MA: Techniques for Measuring the Shielding Effectiveness of Materials. Int. EMC Symp. Zürich (1987) pp.547-552.
- 149.P.F. WILSON, M T. MA, Techniques for Measuring the Electromagnetic Shielding. Effectiveness of Materials, Part I Far Field Source Simulation. IEEE Trans. EMC (1988) pp239-250.
- 150.G. YOUNGANG, G. SHEXIN, L. YANTANG, On Calculation of Shield Effectiveness of Spherical Shell, Proceedings of the IEEE Int. Symp. On EMC, Austin, pp.81- 83, August 18 - 22, 1997.
- 151.S. SEBASTIANI, A simple test for quickly measuring shielding effectiveness of cable and connectors, Proceedings of the IEEE Int. Symp. On EMC, Austin, pp. 96 - 100, August 18 - 22, 1997.
- 152.J.P. QUINE, D. OVERROCKER, K. FISHER, J.P. STREETER, A.J. PESTA, Proposal for a New Methodology Standard: Simple Near-field Probe Measurements of Microwave Leakage Power from Gasketed Seams, Austin, pp. 129 - 134, August 18 - 22, 1997.
- 153.M. LI, Y. JI, S. RADU, J. NUEBEL, W. CUI, J.L. DREWNIK, T.H. HUBING, T.P. VANDOREN, EMI from Apertures at Enclosure Cavity Mode Resonances, Austin, pp. 183 - 187, August 18 - 22, 1997.
- 154.Y. DU, J. BURNETT, Optimal Magnetic Shielding of Double - Layer Shields at Power Frequency, Austin, pp. 191 - 196, August 18 - 22, 1997.
- 155.A. ENGEL, Model of IC Emissions into a TEM Cell, Austin, pp. 197 - 202, August 18 - 22, 1997.
- 156.A. KOST, H. IGARASHI, Different Numerical Methods for Electromagnetic Field Computation with Thin Shielding Sheets, Austin, pp. 248 - 253, August 18 - 22, 1997.
- 157.M. FELIZIANI, F. MARADEI, A Nodal Finite Element Approach to Calculate Wire Emission in 2-D Configurations, Austin, pp. 254 - 259, August 18 - 22, 1997.
- 158.T. ANDERSON, Perturbation Model for EMC Sources in the Near Field and Shielded by Ferromagnetic Materials, Austin, pp. 413 - 415, August 18 - 22, 1997.
- 159.T. ANDERSON, Iterative Model for EMC Sources in the Near Field and Shielded by Composite Materials, Austin, pp. 416 - 418, August 18 - 22, 1997.
- 160.T.G. LIVERNOIS, K.P. SLATTERY, R.L. MONAHAN, S.V. SMITH, Characterization of TEM Cell Discontinuities Due to Filtered DUT Test Harnesses, Austin, pp. 523 - 526, August 18 - 22, 1997.
- 161.L. GRCEV, Z. TASEV, L. KOCAREV, Frequency Dependent Model of Ferromagnetic Hysteresis for Time Domain Analysis of Cable Shields, Austin, pp. 586 - 591, August 18 - 22, 1997.
- 162.W. DOU, L. ZHANG, An Improvement Algorithm of Mur's First-Order Absorbing Boundary Condition, Austin, pp. 592 - 595, August 18 - 22, 1997.
- 163.J. DE MOERLOOSE, S. CRIEL, R. DE SMEDT, E. LAERMANS, F. OLYSLAGER, D. DE ZUTTER, Comparison of FDTD and MoM for shielding effectiveness modelling of test enclosures, Austin, pp. 596 - 601, August 18 - 22, 1997.
- 164.D. SCHIAVONI, M. CAPPIO BORLINO, M. GIUNTA, R. POMPONI, R. DE LEO, G. PIERUCCI, Finite Volume Time Domain Technique for Evaluation of Scattering in GHz-TEM Cell: Model.

- Comparison with Measurements and Literature References, Austin, pp. 602 - 607, August 18 - 22, 1997.
- 165.C. KREITER, Contribuții teoretice și experimentale privind compatibilitatea electromagnetică a sistemelor de achiziții de date comandate de microcalculator, Teză de doctorat, Brașov 1998.
- 166.H. FISCHER, Meßtechnik, Simulation und Entwicklung im Bereich der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV), Außeninstitut der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen-Kooperationspartner der Universität - GHS Essen, der Westfälischen Wilhelms-Universität Münster und der Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität Bonn.
167. G. LANGHAMMER, Elektromagnetische Verträglichkeit, Fachhochschule Karlsruhe, Fachbereich Elektrische Energietechnik, Skriptum zur Vorlesung, 1998.
- 168.T. WILLIAMS, EMC for product designers. Oxford: Butterworth-Heinemann, 1994.
- 169.KATHREIN, Empfangsantennen. Rosenheim: Kathrein-Werke. Deutschland, 1994.
- 170.A. MORRIELO, T.M. BENSON, A.P. DUFFY, C.F. CHENG, "Surface Transfer Impedance Measurement: A Comparison between current probe and pull-on braid methods for coaxial cables", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.40, pp.69-76, February 1998.
- 171.J.V. BALBASTRE TEJEDOR, L. NUNO, M.F. BATALLER, " Susceptibility analysis of arbitrarily shaped 2-D slotted screens using a hybrid generalized scattering matrix finite-element technique", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.40, pp.47-54, February 1998.
- 172.A. IGNEA, M. LASCU, " Method and Measurement Technique of shielding effectiveness characterizing shielded cables", PROCEEDINGS OF THE SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS, TIMIȘOARA, vol.II, pp.7 - 11, Sept. 18 - 19, 1998.
- 173.M. LASCU, " Finite-Element Method Applied in Design of Absorbers", 14-TH INTERNATIONAL WROCLAW SYMPOSIUM AND EXHIBITION ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY pp.295 - pp.299, June 23-25. 1998.
- 174.M. LASCU, D. LASCU, "Electromagnetic Interference Reduction of Switched-Mode Power Converters", PROCEEDINGS OF THE SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS, TIMIȘOARA, vol.II, pp.27 - 30, Sept.18 - 19, 1998.
- 175.M. LASCU, D. LASCU, "Penetration of a low-frequency E-wave and H-wave into a multilayered conducting cylinder", PROCEEDINGS OF THE SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS, TIMIȘOARA, vol.II, pp.31 - 36, Sept.18 - 19, 1998.
- 176.D. LASCU, M. LASCU, "Unified models for quasi-resonant power converters", PROCEEDINGS OF THE SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS, TIMIȘOARA, vol.II, pp.53 - 56, Sept.18 - 19, 1998.
- 177.D. LASCU, M. LASCU, "Exact small-signal analysis of PWM DC-DC power converters in discontinuous capacitor voltage mode", PROCEEDINGS OF THE SYMPOSIUM ON ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS, TIMIȘOARA, vol.II, pp.57 - 62, Sept.18 - 19, 1998.