

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ

Nr. Inv. 624. 489

Dulap 181 Lit. D

Evaluarea cuplajelor magnetice parazite în
proiectarea asistată de calculator a circuitelor
imprimare.

Flaviu Popp Nowak

Conducător științific: Prof.Dr.Ing. Sever Crișan

Decembrie 1998

Rezumat

Lucrarea de față propune un nou instrument de analiză asistată de calculator a proiectelor montajelor electronice. Acest instrument analizează cuplajele inductive între diferitele elemente conductoare ale unui circuit imprimat (trasee, treceri metalizate, suprafețe de cupru) în regim cvasistationar, folosind ca date de intrare baza de date standard a unui program de editare a cablajelor imprimate. Scopul urmărit este de a evidenția elementele care au contribuția predominantă la formarea cuplajelor parazite între semnale, atât direct, datorită interacțiunii între conductoarele care transportă semnalele, cât și indirect, prin efectele introduse de structurile conductoare de ecranare sau de transport al tensiunilor de alimentare. Accentul se pune pe posibilitatea de a analiza structuri cât mai complexe și mai puțin pe precizia evaluării efectelor parazite. Rezultatele obținute sunt încurajatoare: pachetul de programe realizat asigură o analiză corectă a efectelor inductive pe circuite imprimate reale folosind puterea de calcul a unei stații grafice medii.

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

624. 489
181 Δ

Cuprins

1	Introducere	3
1.1	Programe utilizate în proiectarea asistată de calculator	3
1.2	Scurtă prezentare a lucrării	5
2	Analiza inductanței structurilor multiconductor	7
2.1	Delimitarea domeniului problemei	7
2.2	O abordare generală a problemei interconexiunilor	9
2.3	Prezentare clasică a PEEC	10
2.3.1	Modelarea exclusiv a inductivităților.	13
2.3.2	Calcul de inductivitate folosind PEEC	16
3	Rezolvarea iterativă a sistemelor de ecuații liniare	18
3.1	Algoritmi iterativi	18
3.2	Algoritmul GMRES	19
3.2.1	Scurtă prezentare a ideilor de bază	19
3.2.2	Algoritmul GMRES fără condiționare	21
3.2.3	Reducerea numărului de iterații	22
4	Analiza distribuției curenților pe cablajele imprimate	25
4.1	Cuplaje inductiv-rezistive	26
4.2	Modele PEEC pentru circuite imprimate	29
4.3	Aplicarea metodei curenților de buclă	32
4.4	Rezolvarea iterativă a sistemului de ecuații	34
4.5	Distribuția curentului datorată efectelor inductive	40
5	Extragerea modelelor	44
5.1	Delimitarea modelelor intermediare	45
5.2	Modelul electric ideal (CAE)	45

5.3	Modelul geometric al circuitului imprimat (PCB)	47
5.3.1	Surse de date pentru construirea modelelor PCB	47
5.3.2	Datele de ieșire ale sistemului de proiectare	47
5.3.3	Datele interne ale sistemului de proiectare	48
5.3.4	Surse alternative de date	50
5.3.5	Comparație între sursele de date	51
5.3.6	Elementele modelului PCB	55
5.3.7	Purificarea modelului PCB	58
5.4	Generarea modelului fizic	61
5.4.1	Cuantizarea conturului elementelor conductoare	62
5.4.2	Construcția scheletului imaginii	64
5.4.3	Identificarea grafului echivalent	67
5.4.4	Comparație cu alte modele fizice	70
5.4.5	Exemple de construcție a modelului fizic	71
5.5	Modelele componentelor electronice	76
6	Analiza circuitelor de alimentare cu decuplări	82
6.1	Scurtă prezentare a pachetului EDRC	82
6.2	Exemplu de analiză a efectelor inductive	83
7	Concluzii	88
7.1	Contribuții personale	88
7.2	Intenții de viitor	90
A	Interfața grafică a pachetului EDRC	92
B	Simularea unor cazuri simple de cuplaj inductiv	96
C	Algoritm GMRES în limbajul RLAB	108
D	Relații de calcul a inductanței parțiale	112

Capitolul 1

Introducere

Calitatea proiectării în toate ramurile tehnicii depinde la ora actuală în mare măsură de instrumentele specializate oferite de tehnica de calcul. Alături de alți factori ca buna pregătire profesională a membrilor echipelor de proiectare sau competența managementului, conținutul și performanțele pachetelor de programe utilizate dictează calitatea produsului final și eficiența muncii de proiectare.

1.1 Programe utilizate în proiectarea asistată de calculator

În domeniul proiectării electronice s-au impus mai multe familii de programe, dintre care cele mai apropiate de tematica prezentei lucrări sunt:

1. Editoare pentru scheme electronice. Livrează atât o baza de date pentru etapele ulterioare ale proiectării, cât și o documentație consistentă a principiului funcționării produsului.
2. Simulatoare pentru circuite digitale, analogice sau mixte, funcționând pe baza listelor de conexiuni livrate de către editoarele de scheme și a unui set de stimuli definiți de utilizator. Oferă o verificare în condiții ideale a funcționării produsului: simulează forme de undă, densități spectrale, zgomote sau determină parametri care optimizează o funcție dată.
3. Editoare pentru suportul fizic al produselor electronice, cum ar fi cablaje imprimate (Printed Circuit Board, PCB), module multi-

chip (Multi Chip Module, MCM), circuite integrate, subansamble mecanice. Asigură generarea corectă a datelor pentru mijloacele de fabricație (mașină de găurit, fotoplotter, automat de plantare a componentelor) și încadrarea într-un proces standard de producție (poziția componentelor, densitatea elementelor de conexiune).

4. Programe de verificare a integrității semnalelor (Signal Integrity, SI). Funcția lor tipică este evaluarea deformărilor unui semnal standard (de ex. trapezoidal) pe drumul între un emițător și un receptor luând în considerare efectele structurilor fizice care îl transportă. O evaluare fiabilă pretinde în general ca realizarea fizică a conexiunilor să respecte anumite reguli, de exemplu ca interconexiunile să poată fi definite ca linii de transmisie cu parametri R', L', C', G' evaluabili.
5. Programe de verificare a compatibilității electromagnetice a subansamblelor electronice. Detectează principalele surse de perturbații în produsul proiectat și elementele susceptibile la perturbații venite din exterior. Uneori oferă o simulare a testelor impuse de lege pentru nivelul maxim admis al perturbațiilor electromagnetice. De regulă pretind un sistem puternic de calcul și se limitează la tehnologii de realizare relativ îngust definite, de exemplu numai trasee peste/între plane de masă și alimentare.
6. Simulatoare care integrează efectele structurilor de conexiune. Datorită complexității fenomenelor tratate consumul de resurse al acestor programe este imens și împiedică răspîndirea lor pe scară largă. În prezent se studiază modalitățile de generare ale unor modele simplificate pentru ansamblul elementelor de conexiune[14].

Toate aceste familii de programe presupun în general și prezența unor sisteme de gestiune a datelor care oferă aplicațiilor accesul la elemente predefinite și / sau standardizate, ajută la menținerea unei documentații consistente și fac legătura cu sistemele informatice globale ale producătorului: aprovizionare, desfacere, gestiunea documentelor.

Complexitatea interacțiunilor informaționale care cuprind proiectarea electronică este oricum relativ ridicată, astfel că dezvoltarea oricărui instrument destinat acestui domeniu presupune și integrarea sa în structurile existente. Dificultatea introducerii unui nou instrument de analiză trebuie să fie deplin compensată de avantajele utilizării sale, care, în final, sunt reflectate de

creșterea eficienței economice a întregii evoluții a produsului, de la proiectare până la desfacere și service.

Programele de verificare a proiectelor care adresează interacțiuni electromagnetice nedorite sunt de regulă mari consumatoare de resurse ale sistemului de calcul. În același timp este necesară cuplarea lor strânsă cu mediile de proiectare asistată pe calculator. Astfel ele și-au făcut inițial apariția pe stații grafice, frecvent sub diferite variante ale sistemului de operare UNIX, iar mai nou, datorită aproape exclusiv costurilor inițiale mai scăzute, sub sistemul Windows NT. O trecere în revistă a câtorva programe de acest tip se găsește în [77].

Diferite studii comparative efectuate asupra soluțiilor de modelare a fenomenelor electromagnetice, cum ar fi cel efectuat de T. Hubing în 1991 [44], prezintă o bogăție de metode de simulare, corect fundamentate și relativ precise, dar dintre acestea puține își găsesc aplicabilitatea în proiectarea electronică uzuală.

1.2 Scurtă prezentare a lucrării

Lucrarea de față are ca obiect dezvoltarea unei soluții de analiză a cuplajelor parazite datorate structurilor de interconectare a componentelor electronice, cu accentul pe structuri de tip circuit imprimat. Instrumentele de analiză se prezintă sub forma unui pachet de programe executabil sub sistemul de operare Unix. Arhitectura pachetului este apropiată de cea a programelor de analiză a integrității semnalelor descrise mai sus, cu observația că structura circuitelor imprimate analizate nu prezintă restricții. Pentru o structură dată a circuitului se determină cantitativ cuplajul între diverse semnale, ca rezultat al efectelor inductive și al cuplajului galvanic prin segmente conductoare comune. De asemenea are loc o determinare a distribuției spațiale a curentului în elementele conductoare, prezentată sub formă grafică. O estimare a cuplajelor inductive între semnalele de pe circuitul imprimat și o buclă conductoare situată înafara acestuia este de asemenea posibilă, fapt care permite poziționarea soluției prezentate în lucrare ca instrument de analiză al compatibilității electromagnetice. Sistemul poate fi întregit cu o analiză a efectelor capacitive, temă care însă nu va fi tratată pe parcursul acestei lucrări.

În capitolul 2 se prezintă modelul folosit pentru elementele conductoare. Este vorba de un model care folosește circuite echivalente care cuprinde rezis-

tențe, capacități și inductanțe parțiale (Partial Element Equivalent Circuits). Se prezintă o formă a modelului PEEC care tratează numai efectele inductive.

Capitolul 3 descrie algoritmul GMRES de soluționare iterativă a unui sistem liniar de ecuații. Se descriu proprietățile algoritmului și se discută modul în care acesta a fost implementat. Acest algoritm constituie un element cheie al sistemului, deoarece leagă soluționarea sistemului algebric de ecuații construit din elementele modelului de distribuția spațială a elementelor conductoare, organizate pe baza metodei rapide a multipolului (Fast Multipole Method).

În continuare, în capitolul 4, se analizează efectele inductive care apar curent pe circuite imprimare. Se descriu în detaliu elementele modelului PEEC și modul de scriere a ecuațiilor folosind metoda curenților de buclă. De asemenea se prezintă pe scurt metoda rapidă a multipolului și arhitectura modulului de simulare imaginat în care această metodă a fost implementată. În final se prezintă cazuri simple de analiză a distribuției curentului în conductoare datorată efectelor inductive, pentru diferite frecvențe. Efectele simulate în aceste cazuri au fost confirmate prin măsurări de laborator.

Capitolul 5 descrie în detaliu o nouă metodă de modelare a structurilor conductoare complexe. Aceasta asigură translatarea bazei de date a unui sistem de proiectare a cablajelor într-un model fizic consistent, care poate fi procesat cu instrumentele matematice descrise anterior.

Aplicații concrete ale analizei efectelor inductive apar în capitolul 6. Se descriu modele generate pentru circuite imprimate reale și distribuții de curent rezultate din calcul. Se prezintă ca efect inductiv tipic cuplajul între traseele de semnal care traversează o decupare într-o arie conductoare de retur.

O imagine de ansamblu a întregii lucrări, evidențiind contribuțiile aduse, precum și direcțiile de dezvoltare pentru viitor se găsesc în capitolul 7.

Lucrarea mai cuprinde anexe care conțin relații de calcul ale inductivității parțiale, programe în limbajul RLAB referite în text și o colecție de imagini de distribuții de curent în diverse structuri conductoare. În final se prezintă o bibliografie conținând 87 de titluri.

Capitolul 2

Analiza inductanței structurilor multiconductor

2.1 Delimitarea domeniului problemei

Orice proiectant cu experiență știe că, deși a conceput schemele destinate unui nou produs electronic foarte atent și simularea funcționării schemelor sale pe calculator nu a relevat nimic neașteptat, s-ar putea ca prototipul produsului să fie plină de surprize. Dacă scoatem din cauză și greșelile care ar putea să apară la proiectarea cablajului imprimat, nu rămâne decât să cautăm sursa erorilor în acele părți rămase ale proiectării unde rigoarea științifică nu și-a făcut încă loc.

Exemple tipice ar fi alegerea tipului și valorilor condensatoarelor de decuplare, alegerea geometriei traseelor de masă și alimentare, ecranări folosind folia de cupru a cablajului imprimat, "reguli" pentru lungimea maximă a traseelor paralele, sau, mai rău, recomandări de genul "considerați pentru inductivitatea traseelor aproximativ 10nH/cm".

Există, desigur, și situații de excepție în care efectul elementelor de interconexiune este ținut bine sub control. Este vorba în primul rând de proiectarea în domeniul microundelor, unde elementele de cablaj fac parte din schema electrică a produsului și se simulează cu precizia impusă de proiectant. Un alt caz fericit îl constituie mai nou verificarea integrității semnalelor digitale de mare viteză, unde modelarea liniilor de semnal se face prin linii de transmisiune multiconductor, care prescriu însă în mod relativ inflexibil o anumită tehnologie. Astfel, dacă proiectantul își poate permite luxul

unei structuri multistrat pe 4..12 nivele, dintre care măcar un strat este un plan de masă (minimum două dacă numărul de straturi este mai mare de 3), poate să se aștepte la o predicție a formelor de undă cu o eroare de ordinul procentului. Această abordare a problemei prin tratarea interconexiunilor ca și linii lungi este tratată exemplar de H. Grabinski în [5]. Pe această temă au fost publicate foarte multe materiale. O soluție care a condus la un program de verificare integrat într-un sistem de proiectare electronic a fost realizată de K.-H. Wirth.[71] și permite simularea unei scheme electronice într-o versiune extinsă de SPICE incluzând elemente de interconexiune extrase automat din baza de date a sistemului de proiectare. Această soluție pretinde de asemenea existența unor structuri conductoare masive de masă, iar analiza se face asupra secțiunilor transversale determinate de-a lungul traseelor de interes. Au existat și alte încercări de a include efectele interconexiunilor în versiuni comerciale pentru PC ale simulatorului SPICE, care acceptă linii lungi ca elemente de circuit, dar rezultatele nu au fost pe măsura așteptărilor. E. Bracken prezintă o simulare a efectelor interconexiunilor bazată pe AWE (Asymptotic Waveform Evaluation) în [37] [36]și [38], unde simularea se bazează de asemenea pe o analiză bidimensională de tip linii lungi.

Din nefericire, o gamă largă de aplicații, în special din domeniul în care tehnologia este sub presiunea costurilor, ca în industria de automobile sau a altor produse de larg consum, soluțiile de realizare a montajelor electronice nu se încadrează în categoriile pentru care simularea este bine pusă la punct. Ca un exemplu, un proiect simplu care cuprinde un microcontroler și câteva elemente analogice poate fi ținut relativ comod sub control dacă se realizează sub forma de circuit imprimat cu 4 straturi (dintre care 2 plane neîntrerupte, pentru alimentare), dar devine o problemă atunci când se folosesc două straturi sau unul singur.

Chiar și atunci când programele de analiză a integrității semnalelor digitale par să confirme calitatea proiectării, inginerul experimentat este neliniștit de posibila distribuție nefavorabilă a curenților în planele de alimentare, care ar putea culmina cu efecte de tip "ground bounce" – deplasarea dinamică a potențialului de referință. Efectele de acest gen sunt rareori evaluate numeric, însăși modelele care stau la baza simulărilor formelor de undă se află în faza în care descrierea interacțiunii semnalelor cu circuitele de alimentare nu este încă standardizată (modele IBIS¹).

¹Acest tip de modele, aflat în evoluție rapidă, este relativ sărac documentat în

Concentrând observațiile anterioare, vom supune în continuare analizei acele structuri de interconexiune care, prin structura lor geometrică, nu prezintă elemente conductoare sub forma de plan neîntrerupt care să permită o modelare prin elemente de linii lungi, sau care operează într-un domeniu de frecvență unde dimensiunile fizice sunt sensibil mai mici decât lungimea de undă corespunzătoare frecvențelor implicate.

2.2 O abordare generală a problemei interconexiunilor

Cunoștințele teoretice necesare unei tratări exacte există de mai mult timp, dar acestea nu s-au putut cristaliza în soluții practice decât atunci când tehnica de calcul accesibilă proiectantului a atins un nivel critic (probabil începând cu anii '90). Altfel, teoria tratării elementelor de interconexiune prin echivalarea fenomenelor electromagnetice cu un model constând din elemente de circuit RLC a fost prezentată de A. Ruehli deja în 1974 [1] și este cunoscut sub numele de PEEC (Partial Element Equivalent Circuits). Primele aplicații folosind elemente ale acestei teorii au apărut în domeniul proiectării circuitelor integrate pe scară largă (VLSI), după 1990, când resursele stațiilor grafice curent folosite au fost suficiente pentru abordarea practică a problemei². Există chiar realizări remarcabile care au rămas accesibile doar în interiorul unor firme, ca IBM sau Philips.

Vom prezenta pe scurt acest model, în forma sa generală. O descriere a unor metode de simulare a efectelor parazite generate de cablaje imprimate bazate pe PEEC se găsește în [2]. Fenomenele care ne propunem să le cuprindem sunt interacțiuni electrice și magnetice cvasistationare, și într-o măsură mai restrânsă, fenomene de întârziere datorită propagării undelor.

formă tipărită. Faza actuală a standardizării poate fi consultată în Internet, sub <http://www.eia.org/eig/ibis/ibis.htm>

²Pentru a evalua în limitele procentului cuplajele inductive și capacitive a unei capsule uzuale cu 100 terminale într-un timp de ordinul minutelor o dotare a stației grafice cu minimum 64MB RAM și un procesor capabil de 100 Mflops. Un PC de astăzi poate deja îndeplini aceste cerințe.

2.3 Prezentare clasică a PEEC

Pentru a defini clar termenii utilizați în secțiunile următoare, se prezintă pe scurt modelul PEEC, așa cum rezultă din [3]. Se va presupune în această fază ca problemele se referă la conductoare cu rezistivitate finită situate într-un mediu de permitivitate electrică ϵ constantă și cu permeabilitate magnetică μ de asemenea constantă peste tot.

PEEC permite modelarea pe calculator a unei structuri multiconductor urmând următoarele etape

- divizarea conductoarelor în celule
- echivalarea interacțiunii între celule cu cuplaje datorită unor elemente de circuit cu parametri concentrați
- rezolvarea noii forme a problemei folosind un program de analiză a rețelelor electrice.

Trecerea de la descrierea sub formă de câmpuri la circuite electrice echivalente o vom face pornind de la bilanțul surselor de câmp electric într-un punct aflat în interiorul unui conductor,

$$\frac{\mathbf{J}}{\sigma} = \mathbf{E}_i - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla \Psi \quad (2.1)$$

unde \mathbf{J} este densitatea de curent, \mathbf{E}_i câmpul electric imprimat, \mathbf{A} potențialul vector definit ca $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$, iar Ψ potențialul electric scalar³. Evidențiind vectorii de poziție și dependențele de timp, relația 2.1 se scrie:

$$\frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}, t)}{\sigma} = \mathbf{E}_i(\mathbf{r}, t) - \frac{\partial \mathbf{A}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} - \nabla \Psi(\mathbf{r}, t)$$

Vom exprima acum pe \mathbf{A} și pe Ψ sub forma de integrale în care putem să evidențiem cele K conductoare ale problemei, și anume

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \sum_{k=1}^K \frac{\mu}{4\pi} \int_{V_k} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \mathbf{J}(\mathbf{r}', t') dv', \quad (2.2)$$

³Pentru a nu produce confuzii, am renunțat la notarea cu V a potențialului electric

ținând cont că \mathbf{J} este înafara conductoarelor nul, respectiv pentru potențialul electric

$$\Psi(\mathbf{r}, t) = \sum_{k=1}^K \frac{\mu}{4\pi\epsilon} \int_{V_k} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \rho(\mathbf{r}', t') dv' \quad (2.3)$$

unde densitatea volumică a sarcinii electrice ρ este de asemenea nulă înafara conductoarelor. În aceste două relații timpul retardat t' este dat de relația

$$t' = t - \frac{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}{c} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}.$$

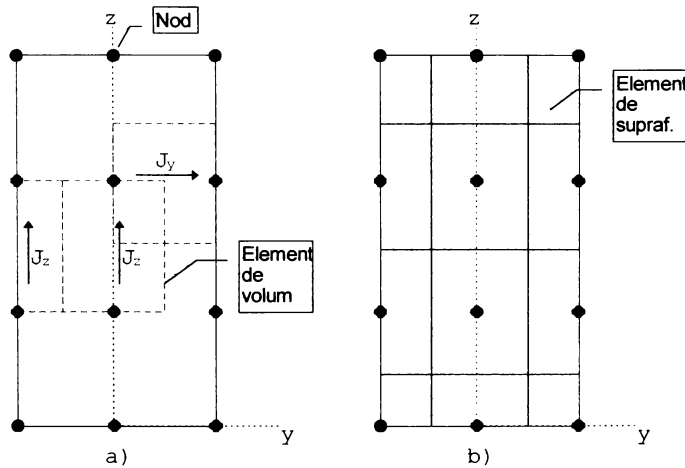


Fig. 2.1: Partiționarea unui conductor rectangular în elemente rezistiv-inductive de volum (a), și în elemente capacitive de suprafață (b) conform modelului PEEC. Elementele de volum leagă două noduri, iar elementele de suprafață înconjoară un singur nod.

Vom efectua o partiționare a conductorului în celule (fig.2.1). Se observă că pentru fiecare celulă s-a definit o direcție de curgere a curentului electric de-a lungul uneia dintre coordonate. Exprimăm vectorii \mathbf{J} , \mathbf{E}_i și \mathbf{A} în coordonate carteziene, ca $\mathbf{J} = J_x \mathbf{i} + J_y \mathbf{j} + J_z \mathbf{k}$ și considerăm valoarea acestor

componente constantă în interiorul celulelor definite pe fiecare direcție. O componentă a densității de curent pe volumul conductorului V_k se poate exprima ca o sumă peste toate celulele rezistiv-inductive ale conductorului k orientate pe direcția x

$$J_{x_k}(t') = \sum_{n=1}^{N_{x_k}} P_{x_{nk}} J_{x_{nk}}(t_n).$$

Funcția P_{x_k} este egală cu 1 dacă $n = k$ și nulă în rest. t_n este o aproximare a timpului t' luată în centrul celulei considerate. Înlocuind relațiile 2.2 și 2.3 în 2.1, vom obține pentru fiecare dintre coordonate (am exemplificat cu x ca și coordonată)

$$\begin{aligned} E_{i_x}(\mathbf{r}, t) &= \frac{J_x(\mathbf{r}, t)}{\sigma} \\ &+ \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{k_x}} \frac{\mu}{4\pi} \left[\int_{V_{nk}} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv' \right] \frac{\partial J_x(\mathbf{r}', t_n)}{\partial t} \\ &+ \sum_{k=1}^K \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\mu}{4\pi\epsilon} \int_{V_k} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \rho(\mathbf{r}', t') dv' \right] \end{aligned} \quad (2.4)$$

Cu N_{x_k} am notat numărul total de celule în conductorul k pe direcția x , iar V_{nk} este volumul conductorului k . Ne vom referi în continuare la cei trei termeni ei membrului drept al relației de mai sus cu prescurtările u_R , u_L și u_C .

Vom integra acum 2.4 peste una din celulele rezistiv-inductive, al cărei element de volum îl notăm v_l și vom considera câmpul imprimat E_0 nul.

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{1}{\sigma} \int_{v_l} J_x(\mathbf{r}, t) dv_l + \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{k_x}} \frac{\mu}{4\pi} \left[\int_{v_l} \int_{V_{nk}} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv' dv_l \right] \frac{\partial J_x(\mathbf{r}', t_n)}{\partial t} \\ &+ \sum_{k=1}^K \frac{\mu}{4\pi\epsilon} \int_{v_l} \frac{\partial}{\partial x} \left[\int_{V_k} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \rho(\mathbf{r}', t') dv' \right] v_l \end{aligned}$$

Vom împărți acum relația cu a_l , aria secțiunii transversale a celulei (perpendiculară pe direcția de curgere a curentului în celulă), iar densitatea de curent din celula V_{nk} o vom scrie ca un cât între o intensitate I_{nk} și secțiunea transversală a celulei, a_{nk} . Se obține pentru u_R

$$u_R = \frac{l_l}{\sigma a_l} I_{nk} = R_{nk} I_{nk}, \quad (2.5)$$

formă care evidențiază o cădere de tensiune rezistivă (nu am mai menționat coordonata longitudinală a celulei, anterior notată x). Pentru u_L avem

$$u_L = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{k_x}} \left[\frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_l a_{nk}} \int_{v_l} \int_{V_{nk}} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv' dv_l \right] \frac{\partial I_{x_{nk}}(t_n)}{\partial t}, \quad (2.6)$$

unde vom introduce t_{nk} ca și timpul retardat pentru celula V_{nk} . Cu această modificare, remarcăm că $I_{x_{nk}}(t_{nk})$ depinde acum doar de t . Expresia din parantezele patrate o putem recunoaște urmărind analiza cazului particular din secțiunea 2.3.1 ca fiind o inductanță mutuală parțială între cele două elemente de volum conductor v_l și V_{nk} pe care o notăm $L_{p_l, nk}$. Astfel termenul u_L devine o exprimare a tensiunii apărute prin cuplaj inductiv între nodurile de la extremele celulei v_l ,

$$u_L = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_{k_x}} L_{p_l, nk} \frac{d}{dt} I_{x_{nk}}(t_{nk}). \quad (2.7)$$

Într-un mod asemănător se arată în [1] că termenul u_C corespunde unui cuplaj capacitiv între elementele de suprafață reprezentate în fig. 2.1. Acest mod de calcul a capacității folosind o ecuație integrală și elemente de suprafață (BEM: Boundary Element Method) este descris pe larg în literatură și implementat frecvent în programele de extragere a capacităților parazite, ca de exemplu în [8], sau mai general, pentru o familie mai largă de probleme de calcul al potențialului, în [6].

2.3.1 Modelarea exclusiv a inductivităților.

Pornind de la un model relativ simplu, vom stabili o relație de calcul a cuplajului inductiv și a inductivității proprii a unor structuri multiconductor, ajungând pe de o parte la relația inductivității mutuale parțiale $L_{p_i, j}$ pe care am substituit-o în 2.7, iar pe de altă parte vom descrie mai exact modul de partiționare rezistiv-inductivă a conductoarelor. Vom analiza un sistem cu N bucle formate de conductoare, unde fiecare buclă o presupunem complet închisă, exceptând o întrerupere infinezimală unde se definește un *port*. Vom începe de la definiția inductanțelor proprii și mutuale ale buclelor

$$L_{ij} = \frac{1}{I_j} \int_{S_i} \mathbf{B}_{ij} \cdot d\mathbf{s}_i = \frac{\Phi_{ij}}{I_j}, \quad (2.8)$$

unde Φ_{ij} este *fluxul* determinat în bucla i de curentul circulând în bucla j , \mathbf{B}_{ij} este inducția magnetică pe suprafața S_i . Folosind definiția potențialului vector $\mathbf{A} = \nabla \times \mathbf{B}$ și transformând integrala pe suprafața S_i a inducției magnetice într-o integrală pe conturul Γ_i a rotorului lui \mathbf{B} , obținem

$$L = \frac{1}{I_j} \oint_{\Gamma_i} \mathbf{A}_{ij} \cdot d\mathbf{l}_i \quad (2.9)$$

Definim pentru fiecare conductor o *axă* și o *secțiune transversală*. Axa conductorului reprezintă direcția pe care presupunem simplificator că are loc curgerea curentului, iar secțiunea transversală pentru un punct dat al axei este intersecția volumului conductorului cu un plan perpendicular pe axă trecând prin punctul dat. Vom presupune în plus că aria secțiunii este constantă și o notăm cu a_j , iar densitatea volumică de curent este și ea constantă. În acest caz putem scrie potențialul vector într-un punct pe Γ_i cu vectorul de poziție \mathbf{r}_i sub forma

$$\mathbf{A}_{ij}(\mathbf{r}_i) = \mathbf{A}_{ij} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{I_j}{a_j} \oint_{\Gamma_j} \int_{a_j} \frac{d\mathbf{l}_j \cdot d\mathbf{a}_j}{|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j|}. \quad (2.10)$$

Vectorul de poziție \mathbf{r}_j definește poziția elementului infinitezimal de lungime $d\mathbf{l}_j$. Relația 2.9 o modificăm pentru a deveni aplicabilă la un conductor de secțiune nenulă, cu restricțiile definite mai sus, înlocuind produsul $\mathbf{A}_{ij} \cdot d\mathbf{l}_i$ cu media sa pe secțiunea transversală a conductorului i :

$$L_{ij} = \frac{1}{I_j} \frac{1}{a_j} \oint_{\Gamma_i} \int_{a_i} \mathbf{A}_{ij} \cdot d\mathbf{l}_i da_i$$

Înlocuind aici expresia 2.10 va rezulta o formă mai generală a relației lui Neumann de calcul a inductanței mutuale, valabilă pentru conductoare de secțiune nenulă:

$$L_{ij} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_i a_j} \oint_{\Gamma_i} \int_{a_i} \oint_{\Gamma_j} \int_{a_j} \frac{d\mathbf{l}_j \cdot d\mathbf{a}_j}{|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j|} \cdot d\mathbf{l}_i da_i \quad (2.11)$$

Dacă am grupa integralele pe contur în interior, relația 2.11 apare ca o mediere a unei inductanțe calculate cu relația lui Neumann mediată pe ariile transversale ale celor două conductoare.

Cu această nouă stufoasă relație încă nu ne-am apropiat de o soluție de calcul a sistemului de inductivități, deoarece relația 2.11 pretinde bucle formate conform restricțiilor enunțate mai sus, dintre care cel mai puternic deranjează restricția de a avea o secțiune constantă de-a lungul fiecare bucle. În plus, distribuția uniformă a curentului pe secțiunea conductorului ar exclude modelarea efectului pelicular și a celui de proximitate.

Pentru a defini o structură a buclelor conductoare mai aproape de cerințele practicii, vom defini de-a lungul fiecărei bucle puncte în care vom considera secțiunea transversală ca un scurtcircuit ideal fără efecte inductive pe care le vom numi *noduri*, iar constanța secțiunii și a densității de curent le vom impune doar local de-a lungul porțiunilor de buclă dintre noduri, pe care le vom numi *segmente*. Astfel, cele 2 integrale pe contururile închise Γ_i și Γ_j se vor descompune în sume pe segmentele astfel definite, rezultând expresia

$$L_{ij} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_k a_m} \int_{a_k}^{e_k} \int_{a_m}^{e_m} \int_{b_k}^{e_k} \int_{b_m}^{e_m} \frac{dl_j \cdot dl_i}{r_{ij}} da_i da_j, \quad (2.12)$$

unde cu K și M s-a notat numărul de segmente definite pentru buclele i , respectiv j ; secțiunea segmentului k este a_k , iar a segmentului m este a_m , iar notația nodurilor urmează același model, extremitățile segmentului k fiind notate b_k și e_k (de la *begin/end*). e_k coincide cu b_{k+1} , cu excepția nodului inițial, unde b_1 coincide cu e_M . Precizăm ca în această relație indicele k se referă la porțiuni din bucla i , iar indicele m la porțiune din bucla j . În fine r_{ij} este $|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_j|$.

Putem interpreta modulul expresiei aflate sub suma dublă din relația 2.12 ca o *inductanță parțială*. Denumirea apare mai îndreptățită dacă rescriem relația evidențiind inductanțele parțiale $L_{p_{km}}$:

$$L_{p_{km}} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_k a_m} \int_{a_k}^{e_k} \int_{a_m}^{e_m} \int_{b_k}^{e_k} \int_{b_m}^{e_m} \frac{|dl_j \cdot dl_i|}{r_{ij}} da_i da_j \quad (2.13)$$

care înlocuite în 2.12 conduc la

$$L_{ij} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M L_{p_{km}} \operatorname{sgn}(dl_j \cdot dl_i)$$

Aceasta este o relație familiară, în special pentru $i = j$, $M = 0$ și $K = 2$, caz în care avem $L_{bucla} = L_{11} + L_{22} \pm (L_{12} + L_{21})$ sau $L_{bucla} = L_{11} + L_{22} \pm 2M_{12}$.

Observația 1 *Relațiile rămân valabile și în cazul existenței unei singure bucle.*

Ruehli dezvoltă în [3] și o reprezentare a suprafeței corespunzătoare fluxului a două segmente. Această surprinzătoare interpretare rămâne mai puțin importantă în practică, pe de o parte datorată dificultății aplicării la structuri mai mari de câteva segmente, pe de altă parte în problemele concrete sensul produsului $dl_j \cdot dl_k$ rezultă fără dificultate odată ce fiecare segment al unui graf a primit un sens convențional.

2.3.2 Calcule de inductivitate folosind PEEC

Mai întâi este necesar a se ridica o limitare impusă anterior, și anume constanța densității de curent în secțiunea transversală. Pentru aceasta se face o divizare a segmentului inițial în subsegmente care au aceeași lungime cu segmentul dat și conectează aceleași noduri. Se presupune în continuare că în interiorul unui subsegment densitatea de curent este aceeași în toate punctele secțiunii sale transversale, dar poate fi diferită de la un segment la altul. Mai mult, dimensiunile transversale ale subsegmentelor se aleg mai mici la suprafața segmentului inițial, crescând odată cu adâncimea (de exemplu, grosimea se dublează între subsegmente adiacente înspre interior). Se demonstrează că modelarea efectului pelicular funcționează corect până la frecvența la care adâncimea de pătrundere δ devine egală cu grosimea subsegmentelor de la suprafața conductoarelor [45].

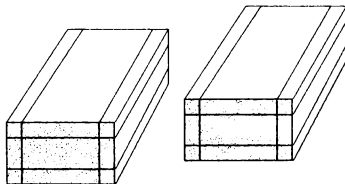


Fig. 2.2: Două segmente divizate longitudinal în subsegmente. Fiecare subsegment poate avea propria sa densitate de curent σ , constantă pe secțiunea sa transversală.

Pentru a aplica forma anterior prezentată a modelului PEEC la calculele de inductivitate mai este necesar să se rezolve o problemă relativ dificilă.

Dacă se consideră cazul inductanțelor parțiale proprii (engl: partial self-inductance), făcând $i = j$ în relația 2.13, se observă ca integrandul este singular pentru $k = m$. Acest fapt împiedică o soluționare numerică facilă. Hoer și Love au prezentat în [41] o formulă analitică de calcul a inductanței parțiale proprii pentru bare cu secțiune dreptunghiulară, prin integrarea relațiilor prezentate în acest capitol. În măsura în care structurile analizate se pot descompune în subsegmente paralelipipedice nedegenerate (nici o dimensiune nu este mult mai mică decât celelalte) se poate face uz doar de această formulă la calculul problematic al inductanței parțiale proprii. Această expresie este relativ complicată și se afla listată în anexă, alături de o altă versiune mai simplă utilizabilă pentru conductoare rectangulare foarte plate.

Observația 2 *Inductanța proprie a unei bucle conductoare poate fi văzută ca o formă de exprimare a inductanțelor mutuale între elementele de volum care o compun.*

Deoarece a fost necesar să se asigure corectitudinea relațiilor de calcul, autorul a refăcut deducerea formulelor de bază pentru calculul inductanței parțiale între elemente conductoare rectangulare, pornind de la formula lui Neumann, cu ajutorul pachetului comercial Mathematica [65]. Din nou, lucrarea [40], citată de aproape toate studiile pe teme de inductanță, s-a dovedit a fi de o calitate deosebită, în contrast cu manuale ingineresti actuale.

Capitolul 3

Rezolvarea iterativă a sistemelor de ecuații liniare

3.1 Algoritmi iterativi

Diverse metode numerice de tratare a unor probleme fizice conduc la formarea unor sisteme ecuații liniare de dimensiuni relativ mari. Rezolvarea eficientă a acestora constituie deseori cheia succesului unei metode numerice. O rezolvare clasică folosind o descompunere de tip LU¹ (algoritm de tip Gauss) are o complexitate² de $O(n^3)$ și este în general convenabil aplicabilă când numărul necunoscutelor nu depășește câteva mii. Un exemplu tipic în domeniul nostru este oferit de simulatoarele din familia SPICE. De remarcat că aplicarea algoritmului se face în acest caz asupra unor matrici rare.

Vom desemna în acest capitol sistemul de ecuații liniare ce trebuie rezolvat prin

$$\mathbf{A}x = b \tag{3.1}$$

De remarcat este, așa cum se va prezenta ulterior în detaliu, că matricea \mathbf{A} nu trebuie neapărat să existe memorată sub o formă oarecare. Singura

¹Pentru a rezolva $\mathbf{A}x = b$, folosind eliminarea variabilelor, efectuăm descompunerea matricii nesingulare \mathbf{A} sub forma $\mathbf{P}\mathbf{A} = \mathbf{L}\mathbf{U}$, unde \mathbf{L} este o matrice triunghiulară inferioară (lower), \mathbf{U} este o matrice triunghiulară superioară (upper), iar \mathbf{P} este o matrice de permutare. Rezolvarea sistemului inițial se face prin substituție, descrisă ca rezolvare a sistemelor $\mathbf{L}y = \mathbf{P}b$ și $\mathbf{U}x = \mathbf{Y}$.

²Definiția notației $O(n)$: fiind dată o funcție $g(x)$, $f(x) = O(g(x))$ dacă și numai dacă pentru orice constantă $c > 0$ există o valoare $x_0 \geq 0$ astfel încât $f(x) \leq cg(x)$ pentru orice $x \geq x_0$.

cerință este ca algoritmul să livreze o soluție x pentru un vector b dat.

Algoritmii iterativi devin o necesitate atunci când se întrunesc mai multe condiții dintre următoarele:

- Dimensiunea sistemului exclude o soluție clasică datorită numărului prohibitiv de operații implicat.
- Matricea A este prea mare pentru a fi memorată și poate fi "reprezentată" de către un algoritm care generează produsul Av pornind de la un vector dat v .
- Există posibilitatea de a "ghici" o soluție aproximativă.
- Putem construi fără un consum exagerat de resurse o matrice auxiliară P care să constituie o aproximație pentru A^{-1} și a cărei natură să permită o rezolvare rapidă a sistemelor de forma $Pu = v$. De exemplu, P ar putea fi o matrice diagonală sau o matrice rară.

Mai mulți algoritmi de tip iterativ se utilizează în practică, fără ca vreunul să poată fi considerat optim, fiecare pretîndu-se la rezolvarea unor anumite tipuri de probleme. Este chiar în unele cazuri posibil ca algoritmul să eșueze total, să nu găsească o soluție cu precizia dorită sau prin numărul exagerat de iterații să nu se poată încadra în resursele de timp și memorie alocabile.

În continuare se descrie algoritmul utilizat de către metodele de analiză a structurilor de interconexiune. Alegerea sa a fost bazată pe experiența funcționării sale eficiente în aplicații similare din domeniul VLSI [8], [9], [11]. În cursul implementării în C++ s-a urmărit obținerea unei forme încapsulate care permite înlocuirea sa facilă cu orice alt algoritm, iterativ sau nu. O variantă clasică de rezolvare a sistemului de ecuații cu formarea operatorului A servește ca referință în programe de test.

3.2 Algoritmul GMRES

3.2.1 Scurtă prezentare a ideilor de bază

Denumirea algoritmului este un acronim pentru Generalized Minimized Residues. A fost publicat în 1986 de către Saad și Schultz [63]. Desfășurarea sa este prezentată pe scurt, fără o riguroasă justificare teoretică care nu s-ar încadra în scopul acestei lucrări.

Algoritmul GMRES caută soluția într-un spațiu Krâlov

$$\mathcal{K}_n = \{b, \mathbf{A}b, \mathbf{A}^2b, \dots, \mathbf{A}^{n-1}b\}. \quad (3.2)$$

La fiecare iterație k se caută o soluție x_k în spațiul \mathcal{K}_k care minimizează reziduul

$$r_k = \|b - \mathbf{A}x_k\|. \quad (3.3)$$

Atunci când acesta scade sub o toleranță impusă se consideră sistemul rezolvat. (în practică, după cum vom vedea, nu se determină efectiv x_k la fiecare iterație, ci se folosește un criteriu echivalent de oprire)

Algoritmul construiește o bază ortonormată peste spațiul \mathcal{K}_k de forma $\{v_1, v_2, \dots, v_k\}$. Construcția acestei baze se face și ea iterativ, cu ajutorul metodei *Arnoldi*, care este o formă adaptată pentru spații Krâlov a cunoscutului procedeu Gram-Schmidt. În fiecare iterație $k + 1$ se calculează vectorul

$$\hat{v}_{k+1} = \mathbf{A}v_k - \sum_{i=1}^k h_{ik}v_i,$$

unde h_{ij} sunt elementele unei matrici H determinate cu relația

$$h_{ij} = v_i^* \mathbf{A}v_j.$$

Din vectorul \hat{v}_{k+1} astfel ortogonalizat în raport cu \mathcal{K}_k , (deci și în raport cu vectorii aflați anterior în bază) se obține componenta corespunzătoare iterației curente $k + 1$ a bazei ortonormate cu relația de normare

$$v_{k+1} = \frac{\hat{v}_{k+1}}{\|\hat{v}_{k+1}\|}.$$

Ca prim vector al bazei se va lua $v_1 = \beta = b/\|b\|$. Vom nota \mathbf{V}_k matricea care cuprinde vectorii bazei astfel obținute ca și coloane în ordinea iterațiilor,

$$\mathbf{V}_k = [v_1, v_2, \dots, v_k].$$

Introducând în relația de calcul a vectorului \hat{v}_{k+1} această notație remarcăm că la fiecare iterație se construiește descompunerea

$$\mathbf{A}\mathbf{V}_k = \mathbf{V}_{k+1}\mathbf{H}_k. \quad (3.4)$$

Structura matricii \mathbf{H}_k este de tip Hessenberg, deoarece primul indice poate depăși cu cel mult o unitate pe cel de-al doilea, și este de dimensiunea $(k + 1) \times k$. În practică, se aplică suplimentar o rotație matricii \mathbf{H} , determinată în fiecare iterație astfel încât \mathbf{H} devine o matrice triunghiulară superioară (prin rotație se anulează elementul $h_{k+1,k}$). Procedul de anulare a elementelor de sub diagonală principală poartă numele de *rotație Givens*.

Vom exprima acum reziduul minimizat 3.3 cu ajutorul bazei astfel construite. Am afirmat că x_k aparține spațiului \mathcal{K}_k . Aceasta implică posibilitatea descompunerii sale ca și $x_k = \mathbf{V}_k y_k$ (descompunerea după vectorii bazei). Astfel expresia reziduului devine

$$r_k = \|b - \mathbf{A}\mathbf{V}_k y_k\| = \|b - \mathbf{V}_{k+1} \mathbf{H}_k y_k\|.$$

Vectorul b poate fi și el scris în funcție de \mathbf{V}_{k+1} și anume ca

$$b = \beta v_1 = \mathbf{V}_{k+1} e_1$$

unde e_1 este prima coloană a matricii unitate I_{k+1} . Astfel problema minimizării reziduului r_k se reduce prin scoaterea factorului comun \mathbf{V}_{k+1} la determinarea vectorului y_k care minimizează expresia

$$\|\beta e_0 - \mathbf{H}_k y_k\|.$$

Din moment ce \mathbf{H}_k a fost construită sub o formă triunghiulară, y_k se determină facil prin înlocuire succesivă.

Având vectorul y_k soluția sistemului 3.1 rezultă ca $x_k = \mathbf{V}_k y_k$.

După cum se demonstrează în [62], soluția va exista întotdeauna în acest spațiu dacă \mathbf{A} este nesingulară.

3.2.2 Algoritm GMRES fără preconditionare

Consumul de resurse al algoritmului este dictat de numărul de iterații necesar pentru obținerea soluției cu precizia dorită. Se remarcă o creștere relativ rapidă a costului pe iterație odată cu dimensiunea elementelor auxiliare (matricile \mathbf{H} și \mathbf{V} în primul rând).

Se arată ca numărul iterațiilor nu poate depăși dimensiunea sistemului de ecuații n , acesta fiind și numărul maxim al vectorilor liniari independenți obținuți prin aplicarea repetată a operatorului \mathbf{A} .

Deși existența acestei limite este la prima vedere îmbucurătoare, dezamăgirea pe care o trăiește noul venit în domeniu este mare: aproape orice

matrice \mathbf{A} generată aleator de calculator pretinde de la algoritm execuția tuturor celor n iterații admise, în cursul cărora reziduul scade exasperant de încet, pentru ca la ultima iterație să scadă brusc la aproximativ zero. (La aceasta se adaugă și faptul că majoritatea implementărilor disponibile public nu funcționează corect decât pentru numere reale și numai o revizuire atentă a produselor scalare și a rotațiilor Givens fac algoritmul să accepte și numere complexe).

Este de așteptat că aplicarea algoritmului sub această formă nu va conduce la o soluție eficientă și că doar artificii care conduc la scăderea numărului de iterații la o valoare cu mai multe ordine de mărime în raport cu n pot salva valoarea practică a algoritmului.

În literatura de specialitate se arată că numărul de iterații este legat de numărul valorilor proprii distincte ale matricii \mathbf{A} . Distincte sunt în acest caz cele suficient de apropiate pentru a apărea ca identice la nivelul preciziei de rezolvare impuse.

3.2.3 Reducerea numărului de iterații

Dacă matricea \mathbf{A} nu posedă în mod natural un număr scăzut de valori proprii distincte, această calitate poate fi obținută prin găsirea unei matrici \mathbf{M} care înmulțită cu \mathbf{A} să producă o matrice care la nivel numeric să prezinte un număr restrâns de valori proprii distincte. Sistemul liniar dat devine în acest mod

$$\mathbf{M}\mathbf{A}x = \mathbf{M}b$$

Exemplul ideal, citat în toate exemplificările acestui procedeu este utilizarea pentru \mathbf{M} a inversei matricii \mathbf{A} , care conduce la un spațiu Krâlov de dimensiune maximă 1. Deoarece acest caz nu prezintă importanță practică, inversarea matricii \mathbf{A} fiind chiar mai dificilă decât factorizarea clasică, se desprinde măcar ideea de a căuta pentru \mathbf{M} o matrice care să aproximeze pe \mathbf{A}^{-1} , dar să fie obținută cu eforturi rezonabile. De regulă \mathbf{M} este rară sau are chiar forma diagonală. O prezentare clară a principalelor metode de preconditionare se găsește în [64]. Din păcate metodele generale de preconditionare nu pot ameliora suficient convergența algoritmului, lipsindu-le posibilitatea exploatarea particularităților problemei. O idee bună este de a studia fenomenele fizice care au condus la sistemul de ecuații și pe baza lor să se construiască o matrice \mathbf{M} adecvată problemei [11].

O ultimă remarcă necesară este că o eficiență a algoritmului iterativ su-

perioară unei descompunerii LU este de așteptat doar pentru dimensiuni n care depășesc ordinul sutelor.

Pentru a ușura înțelegerea celor prezentate, se prezintă în anexa C o implementare a algoritmului GMRES, în versiunea sa curent utilizată în probleme de calcul al capacității [8] și a cuplajului inductiv [11]. Versiunea a fost scrisă de autor în limbajul RLAB³ și permite introducerea unei precondiționări. Cu ajutorul acestui pachet a fost posibilă punerea în evidență a fenomenului de grupare a valorilor proprii realizat prin precondiționare pentru matrice provenind din modelele circuitelor imprimate analizate. Astfel, în figura 3.1 se reprezintă pozițiile în planul complex ale valorilor proprii ale matricii A , iar în figura 3.2 valorile proprii ale produsului MA . Matricea A a fost obținută în cadrul unei simulări reale și are dimensiunea 450.

³(ouR LAB), un limbaj pentru probleme de algebră liniară, foarte asemănător cunoscutului pachet comercial MATLAB. Pentru algebra liniară mai practic decât Mathematica.

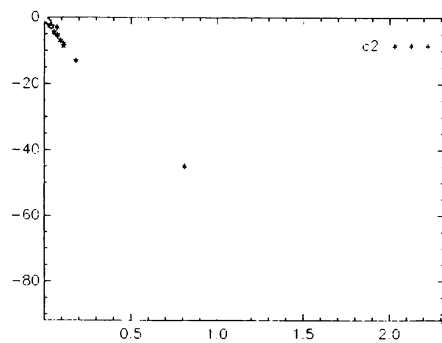


Fig. 3.1: Poziția valorilor proprii ale matricii A (fără preconditionare)

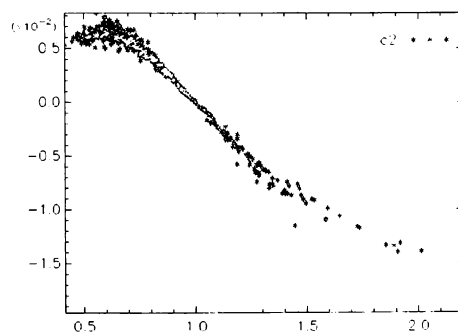


Fig. 3.2: Valorile proprii după preconditionare. Se remarcă reducerea cu două ordine de mărime a scării pe direcția axei imaginare.

Capitolul 4

Analiza distribuției curenților pe cablajele imprimare

În capitolul referitor la modelul PEEC am făcut legătura între câmpurile electromagnetice care descriu complet o structură multiconductor și o reprezentare echivalentă sub forma unei rețele electrice conținând elemente parțiale de circuit. Aceste elemente parțiale, rezistiv-inductive și capacitive, alături de nodurile între care au fost definite formează un graf care se analizează conform teoriei circuitelor.

Ca urmare a acestei modelări este posibilă determinarea tensiunilor între nodurile grafului și a curenților în laturile sale fără a mai face apel în continuare la geometria structurii multiconductor din care a fost extras graful circuitului echivalent. Din nefericire, complexitatea grafului ce reflectă traseele unui circuit imprimat uzual este ridicată, conducând frecvent la operații cu matrici cu milioane de elemente, majoritatea nenule. În cuprinsul acestui capitol vom analiza soluții care permit calculul unor efecte parazite importante într-un timp acceptabil, de ordinul minutelor pe o stație grafică de clasă medie. Vom vedea că informația referitoare la geometria conductoarelor poate ajuta la soluționarea mai rapidă a sistemului de ecuații corespunzător grafului și că metoda iterativă prezentată în capitolul 3 este elementul de legătură între cele două "fețe" ale problemei. Deoarece se pune problema calculului unui potențial (în cazul nostru \mathbf{A}) în cadrul unui sistem care cuprinde un număr foarte mare de elemente cu o distribuție spațială neregulată s-a făcut apel la metoda rapidă a multipolului (Fast Multipole Method), referită pe scurt FMM. O bună descriere a acestei relativ complexe metode se găsește într-un raport tehnic elaborat de J. Singer [49]. O descriere com-

pletă a acestei metode depășește cadrul acestei lucrări. Introducerea ei a fost făcută pentru prima dată de către L.Greengard ([43] și [42]) Ea a fost implementată de autor în limbajul C++, conform descrierilor din literatură, în special cele cuprinse în [49], [8], [11].

4.1 Cuplaje inductiv-rezistive

Analogia între structurile conductoare marcat aplatizate ale unui cablaj imprimat și armăturile unui condensator plan face ca mecanismul fenomenelor de cuplaj capacitiv să fie relativ ușor de intuit. Și cuplajul pur rezistiv poate fi ușor estimat pentru multe dintre structurile de cablaj curente, ceva mai dificil pentru suprafețe conductoare de formă neregulată.

Cuplajul inductiv pune mai greu la încercare intuiția proiectantului. Prima problemă este că, înafara unor mărimi pure de calcul, așa cum sunt cele ale modelului PEEC, orice inductivitate are nevoie, prin definiție, de o suprafață prin care să definim un flux magnetic și de un circuit conductor închis care să o delimiteze. Putem vorbi despre inductanța parțială a unui segment de conductor, o putem chiar calcula exact, dar nu îi putem da o interpretare cu valoare practică.

Încercarea de a calcula după definiție inductanța unei porțiuni finite a unui singur conductor de lungime infinită conduce în mod corect la o valoare infinită. Ceea ce se calculează frecvent și totuși nu conține bucle explicit închise este inductivitatea pe unitatea de lungime a unor sisteme de conductoare paralele infinite lungi, unde suma curenților într-o secțiune transversală este nulă. În acest caz, inducția magnetică \mathbf{B} scade suficient de rapid cu distanța față de axa comună a conductoarelor pentru ca prin integrare pe un volum transversal nelimitat să rezulte totuși o valoare finită a inductanței pe unitatea de lungime. Dacă ne imaginăm ca posibil un retur al curentului undeva la o distanță infinită, aceasta aduce după sine și existența unei suprafețe de calcul a fluxului infinită, ceea ce pentru un curent finit în conductor înseamnă un flux infinit.

O situație similară se creează la evaluarea capacităților între conductoare. Dacă ignorăm unele dintre conductoare, valorile calculate ale capacităților între conductoarele rămase nu mai corespund realității.

O formă a aceleiași probleme este pentru cablaje imprimate cuplajul prin segmente de trasee comune, de exemplu de alimentare (numit, uneori poate impropriu, cuplaj galvanic). Cunoașterea curentului care parcurge

segmentele comune nu înseamnă că o cădere de tensiune pe acestea poate fi calculată. Aceasta este posibil exclusiv pentru cazul curentului continuu. Pentru a calcula corect o cădere de tensiune în curent alternativ este necesar a se cunoaște drumul curentului de-a lungul unei bucle închise sau, în cazul general, în toate laturile grafului format de elementele conductoare prin care acest curent se poate închide.

În fig.4.1 avem o situație clară în care căderea de tensiune inductivă depinde de geometria drumului de întoarcere

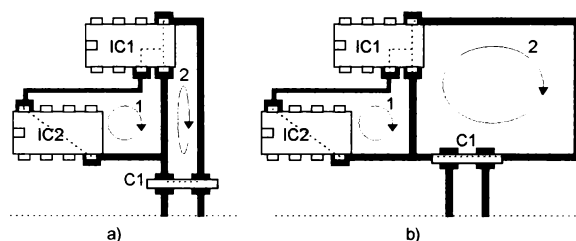


Fig. 4.1: Căderea de tensiune inductivă pe segmentul comun a două bucle (1 și 2). Tensiunea măsurată de-a lungul buclei 1 pentru curent dat în bucla 2 depinde de geometria întregilor bucle, și este mai mică pentru varianta a) decât pentru b).

Problema topologiei de circuitului masă pentru schemele analogice sau mixte este tot o problemă de cuplaj rezistiv-inductiv. Asupra ei se va reveni în scurt în capitolul 6, unde se descrie o metodă de verificare automată a calității acestor structuri.

Un exemplu cunoscut de cuplare rezistiv-inductivă din această categorie îl reprezintă amplificatorul de audiofrecvență stereofonic, unde circuitul de masă formează o buclă închisă de arie relativ mare (în absența unor contramăsuri eficiente). Bucla aduce suficiente fenomene parazite pentru a-i determina pe constructorii pedanți să sacrifice două blocuri de alimentare cu masa separată pentru a o putea întrerupe. Reducerea cuplajului se face în acest caz prin modificarea topologiei circuitelor de alimentare.

O cazuistică variată o prezintă și modulele pur digitale. Liniile de semnal digital care se închid pe impedanțe mici sunt afectate de cuplaj preponderent inductiv cu traseele învecinate sau cu acelea cu care formează bucle comune

prin sistemul de alimentare. Plasarea condensatoarelor de decuplare are aici un rol determinant, deoarece definește topologia și dimensiunile geometrice ale buclor prin care componentele alternative ale semnalelor digitale se întorc la emițător (fig.4.2).

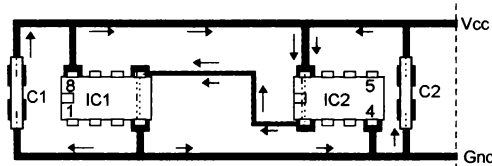


Fig. 4.2: Două circuite digitale (IC1,IC2) decuplate cu condensatoarele C1 și C2. ieșirea IC1-5 comută în starea low. Se evidențiază compunerea curentului din traseul de semnal (IC1-5,IC2-1) din doi curenți cu trasee diferite.

Figura 4.2 mai evidențiază o proprietate a circuitelor numerice: este posibil ca inductanța interconexiunilor să fie pentru cele două stări logice diferită. Dacă ne imaginăm că ieșirea IC1-5 comută în starea *high*, curentul transmis de la o capsulă la alta se va scurge din nou de-a lungul a două bucle dinspre condensatoarele de decuplare, de data aceasta reunite prin pinii de alimentare IC1-8 (V_{cc}) și IC2-4(Gnd). Diferența apare deci atunci când bascularea circuitelor între cele două stări este însoțită de o scurgere semnificativă de curent de-a lungul liniei de semnal.

Observația 3 *Oricât de bine am decupla individual fiecare capsulă, valori importante ale componentelor alternative ale semnalului util se propagă prin circuitele de alimentare. Scăderea inductivității întâlnite de semnal pe drumul de la sursă la destinație și înapoi se poate realiza doar prin reducerea suprafețelor acestor bucle.*

Observația 4 *Prin introducerea de inductivități suplimentare semnificative pe traseele de V_{cc} între circuitele digitale, componenta alternativă a semnalului se va închide prin condensatorul de decuplare de lângă o capsulă și Gnd , formând astfel o singură buclă.*

Am considerat în exemplul din fig.4.2 că ieșirile numerice se modelează ca o pereche de comutatoare între ieșire și V_{cc} respectiv Gnd , iar intrarea are

o impedanță relativ scăzută. Acest model este realist, de exemplu, pentru amplificatoare de magistrală LS, dar nu corespunde de loc pentru CMOS.

Un alt caz frecvent citat de cuplare rezistiv-inductivă (o vom nota în continuare RL) apare în cablurile de conexiune pentru semnale numerice și/sau analogice rapide. Măsurile de protecție recomandate se referă în majoritatea lor la diferite forme de reducere a ariei buclilor formate de semnale între drumul de dus și cel de întors, unde drumul de întoarcere poate fi fie prin liniile comune de masă, fie prin conductorul pereche la sistemele simetrice. Dintre măsurile uzuale de protecție amintim intercalarea unui conductor de masă la fiecare n linii de semnal în cablul plat, ecranarea independentă a fiecărui semnal cu izolarea ecranelor între ele, aplicarea unei metalizări flexibile de o parte sau de ambele părți a unui cablu plat. Din păcate, acest caz poate fi tratat eficient de o aplicație doar atunci când descrierea întregului sistem de plăci și cabluri este accesibilă pe calculator. O parte a problemei poate fi totuși abordată, și anume conexiunile între circuitele de interfață și conectorul cablului, ignorând cuplajul între cablu și elementele conductoare ale plăcii.

Dintre rețetele cele mai des recomandate de reducere a cuplajelor interne parazite și a radiației electromagnetice nedorite este introducerea în structura circuitului imprimat a unuia sau mai multor plane de masă și de alimentare. În practică este imposibilă o realizare complet neîntreruptă a acestora, deoarece numeroase treceri metalizate strict necesare ocupă o suprafață considerabilă a plăcii. Atunci când întreruperea continuității planului de masă depășește de câteva ori lățimea traseelor de semnal, ea generează un cuplaj inductiv semnificativ al acestora (fig.4.3), care se poate calcula cu un model PEEC.

4.2 Modele PEEC pentru circuite imprimate

Formularea problemelor în termenii modelului PEEC pretinde definirea elementelor structurii multiconductor și a porturilor sale de acces. Definirea elementelor este imediată pentru traseele de secțiune constantă și relativ simplă pentru treceri metalizate (care într-o primă aproximare se pot ignora complet). Pentru structuri conductoare mai complexe cum sunt planele de masă, descrise prin poligoane cu număr mare de puncte, este necesar să se facă o modelare suplimentară, care să ignore detaliile geometrice fine, dar să prezerve valorile rezistenței între două puncte și a inductanței buclilor care

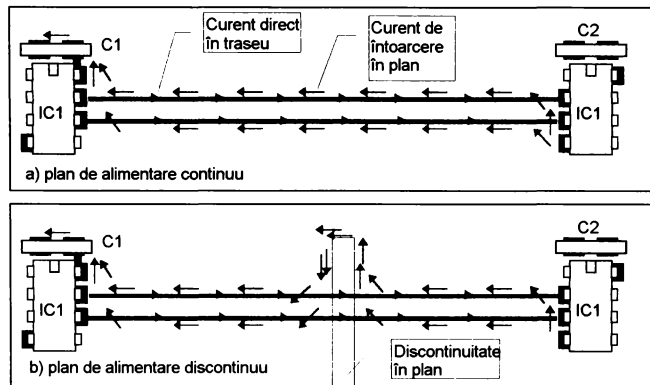


Fig. 4.3: Curenți de întoarcere în planul de masă al unui circuit imprimat multistrat. Prezența unei discontinuități determină apariția unei suprafețe de cuplaj suplimentare, formând practic o bobină cu o spirală. S-a ilustrat drumul componentelor de înaltă frecvență ale curentului (de ordinul MHz)

se închid prin structura modelată. O soluție pentru suprafețe întinse poate fi o rețea de elemente patrulate conectate ca în fig.4.4

Elementele de circuit implicate se vor înlocui cu un model corespunzător stării pentru care se face analiza. Aceasta pretinde existența unui model pentru fiecare pin cuprins în rețeaua analizată. Elementele conductoare înguste conectate la elemente cu impedanță mare pot fi ignorate. Dacă se studiază efecte exclusiv RL, capacitățile între conductoare se vor ignora, în schimb capacitățile concentrate din capacitoare, prin care trec curenți semnificativi, trebuie incluse în model, în extremis ca și scurtcircuit.

Geometria conductoarelor din capsule este deseori critică și nu poate fi ignorată fără a deteriora sensibil exactitatea analizei. O aproximație acceptabilă a conexiunilor la chip se poate face prin conductoare subțiri care se întind în centrul capsulei. Aceste date se pot uneori extrage din modele SPICE sau IBIS.

Pentru a putea formula matricial problema cuplajului RL mai trebuie definite porturile sistemului. Se poate alege un punct la începutul sau de-a lungul unui traseu de semnal, unde bucla se taie, iar între cele două capete

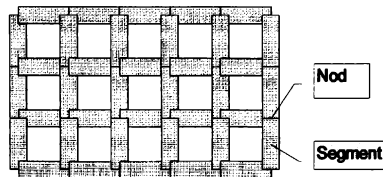


Fig. 4.4: Model PEEC pentru o suprafață conductoare dreptunghiulară, partiționare RL. Lățimea segmentelor din model este de egală cu lungimea, dar pentru claritate au fost desenate aici mai înguste.

infini de apropiate se definește un port. Un port se mai poate define comod între două terminale ale unui conector care funcționează ca i/e respectiv retur pentru un semnal dat.

Presupunem că am descris un cablaj imprimat sub forma unei structuri multiconductor. Această descriere este de fapt o remodelare fizică a structurilor reale, sub o formă care conduce la un model matematic mai puțin voluminos. Succesul întregii analize depinde de acest compromis făcut la remodelare, deoarece foarte ușor se cade panta generării de modele uriașe. Concret, descrierea conține:

- Lista de *noduri*. Fiecare nod este descris prin coordonatele sale
- Lista de *segmente*. Segmentele sunt conductoare rectangulare, având definite: nodurile de la capete, geometria transversală ($w \times h$) și conductivitatea σ .
- Lista de *echivalențe* între noduri. Toate nodurile echivalate cu un nod dat se consideră echipotențiale și vor fi reprezentate în calculele ulterioare de către acest nod (*nod real*)
- Lista de *conexiuni externe*, sau *porturi*.

Rostul listei de echivalențe este, pe de o parte, de a evita încărcarea modelului fizic cu segmente conductoare de dimensiuni mici care se pot ignora și, pe de altă parte, de a descrie porțiuni de buclă care nu se cuplează inductiv cu restul segmentelor (de exemplu între un pin de semnal al unui conector și pinul de masă unde presupunem că se închide bucla curentului de retur).

Pentru conexiunile externe se va obține în final o matrice \mathbf{Z} sau \mathbf{Y} pentru un set de frecvențe date, eventual sub forma unui model SPICE complet (pentru o frecvență) sau de ordin redus (pentru un domeniu mai larg de frecvență) [7].

Calcululele descrise în continuare se pot echivala cu o metoda de determinare a admitanțelor Y_{ij} după definiție, în care la unul dintre porturi, portul i , se aplică o tensiune de sinusoidală de 1V și frecvență impusă, celelalte porturi se pun în scurtcircuit, și se măsoară curenții la toate porturile. Curentul măsurat la portul j este Y_{ij} . Operațiunea se repetă prin aplicarea tensiunii de 1V la fiecare port, la fiecare măsurare obținând o coloană a matricii \mathbf{Y} .

Pentru a spori precizia cu care se modelează interacțiunea unor segmente relativ apropiate se poate defini o subdiviziune a secțiunii transversale a acestora, generând elemente conductoare paralelipipedice, de aceeași lungime cu segmentul dat și virtual conectate la nodurile acestuia, ca în fig.4.5, care în continuare le vom numi *filamente*. Denumirea lor este oarecum improprie, deoarece dimensiunile lor transversale intervin în calcule, dar a fost aleasă în concordanță cu terminologia adoptată în [11]. În continuare, prin filament vom înțelege cel mai mic element conductor definit între două noduri, care în cazul unui segment nedivizat corespund segmentului însăși.

Metoda tipică de rezolvare a unei astfel de rețele în simulatoarele din familia SPICE este o extensie a metodei potențialelor nodurilor, Modified Nodal Analysis (MNA). Aplicarea ei în acest caz este posibilă, dar numărul foarte mare de cuplaje inductive care apar în model fac aplicarea sa ineficientă. [11], [35]. Dimpotrivă, metoda curenților de buclă (mesh analysis) permite introducerea comodă a tensiunii induse inductiv. În general, numărul buclelor independente este și el mai mic decât cel al nodurilor, dar această diferență nu este suficient de semnificativă.

4.3 Aplicarea metodei curenților de buclă

Pentru a stabili care sunt buclele independente vom apela la un algoritm clasic, care construiește mai întâi un arbore care leagă prin laturi toate nodurile problemei, iar pentru fiecare latură din co-arbore (mulțimea laturilor care nu fac parte din arbore) se definește o buclă care începe pe capetele laturii din co-arbore și se închide prin arbore. Rezultatul acestui algoritm se poate

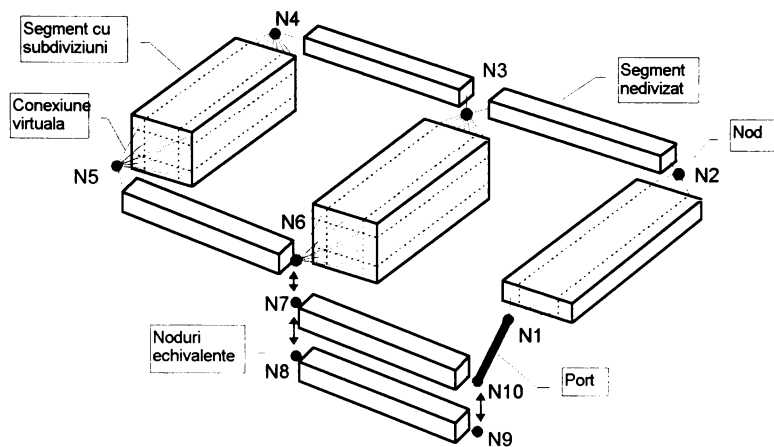


Fig. 4.5: Elemente ale unui cablaj imprimat modelat prin elemente RL: noduri, segmente, echivalențe, port. Segmentele mai voluminoase au fost divizate în mai multe filamente.

concentra într-o matrice \mathbf{B}^1 de incidență a laturilor la bucle. O latură poate conține un singur segment sau mai multe legate în serie fără alte ramificatii. Elementele acestei matrici, b_{ij} , pot avea valori 1,-1 sau 0, cu semnificațiile:

- 0 = latura j nu aparține buclei i
- 1 = latura j aparține buclei i orientat în sensul curentului ciclic
- 1 = latura j aparține buclei i orientat invers curentului ciclic

Conform metodei curenților de buclă avem relația

$$(\mathbf{BZ}_l\mathbf{B}^T)I_b = V_b$$

unde \mathbf{Z}_l este matricea impedanțelor laturilor, I_b vectorul curenților ciclici, iar vectorul surselor de tensiune din bucle. V_b se obține din vectorul surselor de tensiune din laturi V_l , cu relația

$$V_b = \mathbf{B}V_l$$

¹ Am definit matricea \mathbf{B} având câte o linie pentru fiecare buclă și câte o coloană pentru fiecare latură.

În cazul nostru sursele de tensiune ale buclelor provin exclusiv din sursa de tensiune de test, de $1V$, aplicată unuia dintre porturi. Tensiunile induse inductiv sunt descrise de elementele din afara diagonalei din matricea \mathbf{Z}_l . Rezolvarea sistemului liniar de ecuații rezultat din activarea fiecărui port conduce la câte un vector I_b . Mai departe se pot calcula curenții în laturi

$$I_l = \mathbf{B}^T I_b$$

și tensiunile pe laturi (numai dacă ne sunt necesare)

$$V_l = \mathbf{Z}_l I_l. \quad (4.1)$$

Matricea admitanță \mathbf{Y} pe care dorim să o calculăm leagă tensiunile și curenții din porturi

$$I = \mathbf{Y}U.$$

Vom nota tensiunile și curenții în porturi pentru portul k activ cu U_k și I_k . Un singur element din U_k este egal cu $1V$, celelalte fiind nule.

Valorile curenților în porturi din vectorul I_k se selectează din I_l , la pozițiile laturilor corespunzătoare porturilor. Pentru fiecare rezolvare a sistemului corespunzătoare activării unui port k rezultă astfel câte o coloană a matricii admitanță la frecvența dată f_0 , sub forma

$$\mathbf{Y}(f_0) = [I_1 \quad I_2 \quad \cdots \quad I_k \quad \cdots \quad I_p],$$

unde p este numărul de porturi, deci și dimensiunea matricii \mathbf{Y} . Matricea admitanță \mathbf{Z} se obține prin inversarea matricii \mathbf{Y} , ale cărei dimensiuni relativ mici în comparație cu \mathbf{Z}_l permit o inversare nepretențioasă.

4.4 Rezolvarea iterativă a sistemului de ecuații

Sistemul liniar de ecuații ce trebuie rezolvat este

$$\mathbf{Z}_b I_b = V_b, \quad (4.2)$$

unde cu \mathbf{Z}_b a fost notat produsul $\mathbf{B}\mathbf{Z}_l\mathbf{B}^T$. Pentru sisteme multiconductor relativ simple, unde numărul de bucle independente nu depășește câteva sute, este avantajos să rezolvăm sistemul prin descompunerea LU a matricii \mathbf{Z}_b .

Analizând consumul de resurse al acestei soluții rezultă că un consum considerabil de timp este legat de formarea matricii \mathbf{Z}_b . Aceasta presupune

determinarea unui număr relativ mare de inductanțe mutuale, dintre care majoritatea perechilor se formează din filamente aflate la o distanță relativ mare.

Vom căuta să reducem volumul calculului și spațiul ocupat în memorie folosindu-ne de particularitățile sistemului de rezolvat. Astfel, matricea \mathbf{Z}_l , are o structură foarte particulară: Elementele sale sunt pur imaginare cu excepția celor de pe diagonala principală. Acestea din urmă conțin în partea lor reală suma rezistențelor laturilor, iar în partea imaginară inductanța echivalentă a segmentelor înseriate în latură, multiplicată cu pulsația ω_0 corespunzătoare frecvenței de evaluare. Restul elementelor din \mathbf{Z}_l sunt pur imaginare și provin din însumarea unor inductanțe mutuale multiplicată aceeași pulsație ω_0 . Scriind această proprietate sub formă matricială obținem

$$\mathbf{B}\mathbf{Z}_l\mathbf{B}^T = \mathbf{B}(\mathbf{R}_l + j\omega_0\mathbf{L}_l)\mathbf{B}^T = \mathbf{B}\mathbf{R}_l\mathbf{B}^T + j\omega_0\mathbf{B}\mathbf{L}_l\mathbf{B}^T. \quad (4.3)$$

Un prim rezultat util al acestei descompuneri este că dacă memorăm \mathbf{Z}_l sub forma a două matrici distincte \mathbf{R}_l și \mathbf{L}_l putem ușor construi sistemul de ecuații pentru orice frecvență de evaluare prin multiplicarea matricei inductanțelor laturilor cu $j\omega_0$ și însumare cu \mathbf{R}_l . Mai observăm că matricea \mathbf{R}_l este diagonală și se poate memora sub forma unui vector de lungime n_l , numărul de laturi al grafului. Matricea \mathbf{B} este de asemenea rară (sparse) și se va memora sub o formă comprimată oarecare.

Ne propunem acum să studiem aspectele rezolvării sistemului de ecuații 4.2 printr-o metodă iterativă, în particular algoritmul GMRES. Așa cum am văzut în capitolul 3, o operație frecvent efectuată în cursul rezolvării este produsul matrice-vector $\mathbf{Z}_l v$. Experimentări proprii cu acest algoritm au arătat că efectuarea acestor produse consumă în jur de 90% din timpul total de rezolvare a sistemului. Vom încerca acum să găsim o exprimare a acestui produs care să permită folosirea de informații suplimentare referitoare la geometria sistemului multiconductor, deoarece este evident că prin reprezentarea simplificată a cuplajelor slabe între elemente s-ar putea îmbunătăți performanțele algoritmului.

Interpretarea fizică a acestor produse poate fi următoarea: algoritmul "încearcă" o configurație de curenți în structura multiconductor și obține prin efectuarea produsului un set de tensiuni în bucle. Acest rezultat este folosit la următorul "test", până când rezultă valori suficient de apropiate de tensiunile impuse de membrul drept V_b . Rezultatele fiecărui test se folosesc pentru corecție în testul următor (a se vedea prezentarea GMRES din capitolul 3. Este clar că un vectori de curenți astfel "testat" este quasialeator, în

sensul ca despre elementele sale nu putem prezice aproape nimic, în schimb structura fizică ce stă la baza construcției matricii \mathbf{Z}_l rămâne pentru toate iterațiile aceleași.

Mai departe, vom încerca să clarificăm legătura dintre relațiile pentru modelul PEEC descrise în capitolul 2 și sistemul liniar ce trebuie rezolvat.

Vom rescrie relația 2.6 tensiunii generate inductiv între capetele unei celule PEEC, în cazul nostru un filament, pentru curenți cu variație în timp sinusoidală și fără a considera retardarea timpului datorată distanței între filamente. Sumarea după n se reduce la un termen, deoarece filamentul reprezintă în acest caz un conductor, iar K este numărul de filamente:

$$u_L = \sum_{k=1}^K \left[\frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_l a_k} \int_{v_l} \int_{V_k} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv' dv_l \right] j\omega_0 I_{x_k}, \quad (4.4)$$

Proiecția intensității din filamentul k pe axa celei între capetele careia apare u_L , I_{x_k} o scriem ca produs între versorii direcțiilor filamentelor și intensitatea curentului din filament, $(\mathbf{l}_l \cdot \mathbf{l}') I_k$. Însușind și căderea rezistivă de tensiune dată de relația 2.5, tensiunea între capetele filamentului devine

$$u_f = (u_R + u_L)_f = R_f I_f + \sum_{k=1}^K j\omega_0 \left[\frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_f a_k} \int_{v_f} \int_{V_k} \frac{(\mathbf{l}_f \cdot \mathbf{l}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv' dv_f \right] I_k \quad (4.5)$$

Observăm că relația astfel obținută $u_R + u_L$ se poate identifica cu un element al vectorului tensiunilor pe laturi V_l , rezistența R_f cu elementul r_{ff} al matricii \mathbf{R}_l , iar I_k cu un element din vectorul I_l . Cu f s-a notat indicele filamentului pe care se face evaluarea tensiunii. În parantezele patrate a apărut relația de calcul a inductanței parțiale $L_{p_{fk}}$. Pentru o mai bună claritate, vom rescrie relația matricială 4.1 pe elemente:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_f \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} + j\omega_0 L_{p_{11}} & j\omega_0 L_{p_{12}} & \cdots & j\omega_0 L_{p_{1f}} \\ j\omega_0 L_{p_{21}} & r_{22} + j\omega_0 L_{p_{22}} & \cdots & j\omega_0 L_{p_{2f}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ j\omega_0 L_{p_{f1}} & j\omega_0 L_{p_{f2}} & \cdots & r_{ff} + j\omega_0 L_{p_{ff}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_f \\ \vdots \end{bmatrix}$$

Aceasta identificare ne permite să scriem o componentă i a produsul $\mathbf{L}_l \mathbf{B}^T \mathbf{I}_b$ sub forma:

$$(\mathbf{L}_l \mathbf{B}^T \mathbf{I}_b)_i = (\mathbf{L}_l \mathbf{I}_l)_i = \sum_{k=1}^K \left[\frac{\mu}{4\pi} \frac{1}{a_i a_k} \int_{v_i} \int_{V_k} \frac{(\mathbf{l}_i \cdot \mathbf{l}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv' dv_i \right] I_k$$

Pentru filamentele aflate la o distanță sensibil mai mare decât dimensiunile lor putem să introducem în calcul ca o pseudo-sarcină pentru fiecare dintre coordonate, definind astfel

$$q_{k,x} = \frac{I_k}{s_k} \mathbf{l} \cdot \mathbf{i}, \quad q_{k,y} = \frac{I_k}{s_k} \mathbf{l} \cdot \mathbf{j}, \quad q_{k,z} = \frac{I_k}{s_k} \mathbf{l} \cdot \mathbf{k},$$

iar potențialului vector \mathbf{A} se scrie pe coordonate:

$$A_x(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{k=1}^K \int_{V_k} \frac{q_{k,x}}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv'$$

Produsul $(\mathbf{L}\mathbf{B}^T \mathbf{I}_b)_i$ se poate obține deci integrând vectorul \mathbf{A} obținut pe coordonate cu relația de mai sus:

$$(\mathbf{L}\mathbf{B}^T \mathbf{I}_b)_i = \frac{1}{a_i} \int_{v_i} \mathbf{A}(\mathbf{r}) dv_i.$$

Datorită faptului că fiecare componentă a potențialului vector se poate calcula ca un potențial electrostatic, metode specifice acestei probleme pot fi utilizate. Astfel se poate aplica un procedeu bazat pe FMM, numit *accelerație multipolară* (multipole acceleration, [6]). Această metodă face o ierarhizare a nivelului de interacțiune a elementelor, grupând efectele unor elemente aflate la distanță în așa fel, ca și cum acestea ar acționa din același punct. Astfel, o mică parte a interacțiunilor, între elementele învecinate, se calculează direct, în timp ce majoritatea interacțiunilor între elemente se calculează între puncte imaginare care sumează efectele elementelor cuprinse în regiunile spațiale pe care le reprezintă. Spațiul analizat este frecvent reprezentat ca un cub divizat ierarhic (pe 3-5 nivele uzual), structură referită și sub numele de *oct-tree*, deoarece un cub al unui nivel conține 8 cuburi ale nivelului ierarhic următor.

Deoarece algoritmul GMRES nu pretinde decât efectuarea produsului $\mathbf{Z}_b v$, este posibil ca toate calculele necesare de inductanță parțială să se realizeze temporar pentru fiecare apel al subrutinei de efectuare a produsului. Aproximarea interacțiunilor între filamente aflate la distanță se realizează concret prin memorarea permanentă a unor matrici care reflectă poziția relativă a elementelor, structurate în sistemul ierarhic de cuburi(3D) sau pătrate(2D). Deși la fiecare calcul al produsului $\mathbf{Z}_b v$ se vor reface multe calcule, în [6] se arată că volumul calculelor nu crește decât liniar cu numărul elementelor RL. Matricele de echivalare a efectelor între nivele ierarhice ale

distribuției spațiale se evaluează o singură dată pentru toate frecvențele și buclele pentru care simularea are loc.

În implementarea curentă se selectează automat o metodă de calcul a inductanțelor parțiale, în funcție de distanța și poziția relativă a filamentelor, interacțiunile între filamente fiind împărțite în două categorii distincte:

- calculate direct (integrare directă numerică sau integrare simbolică a relației lui Neumann pentru cazuri particulare și aplicarea formulelor obținute, cum sunt cele din anexaD,)
- approximate prin funcții sferice[53], memorate în matricile de aproximație multipolară. Aceste matrici înlocuiesc interacțiunea unui element dat cu fiecare dintre elementele cuprinse într-o regiune a spațiului printr-o interacțiune cu un element fictiv situat în această regiune care sumează efectele elementelor reale. Elementele fictive, la rândul lor, pot fi grupate pe o treaptă ierarhică superioară, pentru interacțiunea cu elemente date situate la o distanță mai mare.

Implementarea acestei metode, optimizată pentru operarea pe plăci de circuit imprimat, a fost efectuată de autor într-o versiune proprie, utilizând limbajul C++. Au fost luate măsuri speciale de precauție pentru a evita pierderea de viteză datorită manipulărilor inutile ale datelor care apar atunci când se pune accentul pe simplitatea și eleganța codului. În plus, a mai fost utilizată o bibliotecă comercială de operații matriciale comune cu matrice dense și o bibliotecă simplă de funcții pentru matrice rare (sparse), asemănătoare celei utilizate de SPICE 3. La toate nivelele critice există posibilitatea verificării rezultatelor prin apelarea de funcții care efectuează calculele prin metode mai puțin eficiente, dar mai ușor de urmărit. Rezultatele au fost comparate pentru relativ multe exemple și nu fără rezultate interesante, descoperindu-se erori și în codul pachetului comercial. Programul este structurat în ierarhii de clase, care permit combinarea după dorință a pașilor importanți, cum ar fi rezolvarea sistemelor de ecuații (direct, GMRES, matrice Z densă, matrice Z rară, diferite precondiționări). În fazele de verificare s-au utilizat subrutine ale pachetului algebric public CLAPACK pentru verificarea operațiilor cu matrice, indirect apelate din interiorul pachetului matematic RLAB. Arhitectura programului elaborat în C++ care determină matrici de impedanță între porturile modelului este prezentată în figura 4.6. Acest program de simulare este lansat în execuție ca subproces al programului de verificare descris în capitolul 6.

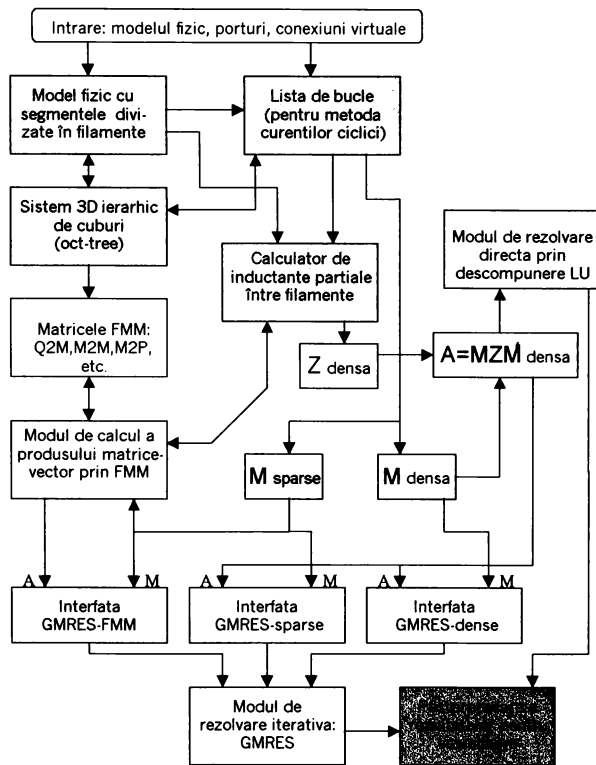


Fig. 4.6: Arhitectura modulului de simulare a efectelor inductive. Pornind de la modelul fizic și definițiile de porturi și conexiuni virtuale se calculează distribuția curenților în structura multiconductor.

Datorită necesității de a compara rezultatele simulării pentru cazuri cunoscute, modulul este dotat suplimentar cu un parser care acceptă un subset al limbajului utilizat de programul FASTHENRY. Pentru cazurile în care ambele programe acceptă modelul fizic s-au obținut aceleași rezultate, în limitele unor erori așteptate de aprox. 2%.

4.5 Distribuția curentului datorată efectelor inductive

În cursul studiului metodelor de determinare a cuplajului RL s-a conturat importanța majoră a fenomenelor inductive în distribuția curentului la conductoare cu geometrii complexe. Vom exemplifica aceste fenomene într-un caz simplu, al unei bucle conductoare rectangulare, situată relativ aproape de un plan conductor subțire (fig 4.7).

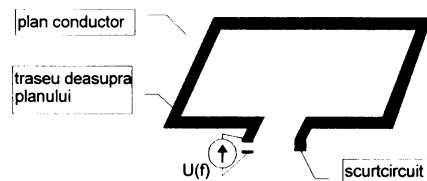


Fig. 4.7: Un traseu conductor plat la o mică înălțime deasupra unui plan metlic subțire. Distribuția curentului de întoarcere prin planul conductor depinde de frecvența tensiunii $U(f)$, cauzând valori R,L ale circuitului dependente de frecvență.

Pentru această situație particulară a fost scris un program în limbajul RLAB care, bazat pe o descompunere în elemente RL, determină distribuția curentului pentru o frecvență dată. Densitatea curentului în planul conductor a fost reprezentată grafic sub forma unei suprafețe, înălțimea ei fiind proporțională cu modulul densității de curent (figurile 4.8, 4.9 și 4.10).

Această distribuție este ușor de înțeles dacă ținem seama de faptul că drumul ales de curent asigură o impedanță minimă la frecvența dată. Deoarece la frecvența dată întârzierile datorate propagării sunt neglijabile, iar reactanța capacitivă între buclă și planul de masă este încă foarte mare în comparație

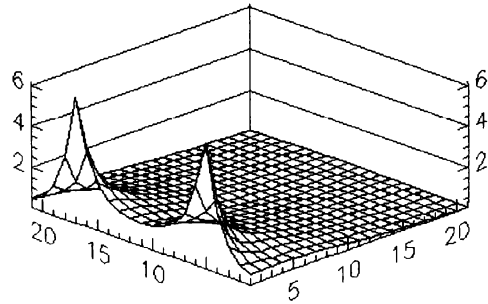


Fig. 4.8: Distribuția curentului în structura experimentală pentru o frecvență de 100Hz. Curentul "caută" drumul cel mai scurt între punctele de contact.

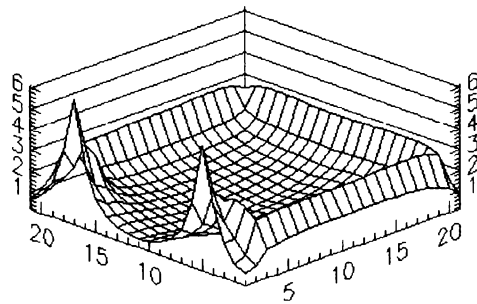


Fig. 4.9: Distribuția curentului la frecvența de 10kHz. O mare parte din curent se întoarce în apropierea imediată a buclei conductoare.

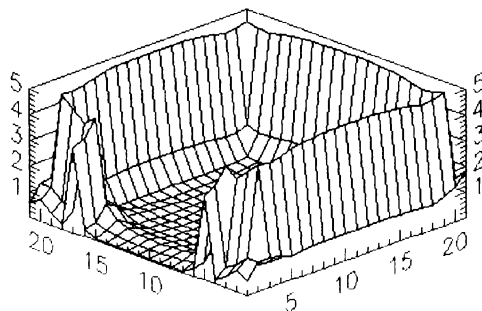


Fig. 4.10: La frecvența de 1 MHz curentul se întoarce practic în întregime pe un traseu de minimă apropiere cu cel al buclei conductoare, deși evident mai lung.

cu impedanța buclei, putem spune că distribuția curentului a fost dictată *exclusiv de interacțiuni magnetice în regim quasistaționar*, în primul rând de rezistivitatea structurilor conductoare și de inductanța mutuală între diversele segmente ale conductoarelor. O simulare asemănătoare este descrisă și în [35].

Pentru frecvențe la care conductoarele sunt încă relativ subțiri în comparație cu adâncimea de pătrundere δ , se distinge un domeniu de tranziție în care rezistența buclei începe să crească cu frecvența, iar inductanța sa scadă. La creșterea în continuare a frecvenței, inductanța rămâne practic constantă, în timp ce rezistența crește datorită efectului de suprafață. Dacă elementele RL au o grosime mai mare decât δ , rezistența modelului PEEC rămâne sub cea reală. Dacă divizăm mai fin elementele de la suprafață, se pot modela efectul pelicular și cel de proximitate până la frecvențe destul de mari (GHz)[45], dar volumul modelului crește foarte mult. De asemenea trebuie permanent ținut cont de dimensiunile structurilor analizate, care trebuie să fie sensibil mai reduse decât lungimea de undă la frecvența la care are loc analiza. La creșterea în continuare a frecvenței nu au loc modificări spectaculoase ale traseului de retur al curentului atâta timp cât transmiterea semnalului se face preponderent în mod TEM, în schimb calculele de impedanță și cuplaj nu mai sunt corecte, fiind necesară introducerea în model a efectelor capacitive și a întârzierii cauzate de propagare (a se vedea [25]).

Experimente de laborator efectuate cu structuri de forma celei din figura 4.7 au confirmat valorile simulate pentru R și L în limitele unei aproximații de 10% (nu departe de eroare estimată a măsurărilor).

Simularea în sistemul RLAB a constituit etapa premergătoare a implementării metodei prezentate în limbajul C++. După scrierea funcțiilor echivalente în C++, acestea au fost verificate prin comparație cu rezultatele obținute în RLAB pentru același set de date.

Capitolul 5

Extragerea modelelor

În acest capitol se descriu structurile de date care au fost implicate în efectuarea de analize a cuplajelor rezistiv-inductive asupra unor cazuri reale, ca parte integrată a mediului de proiectare al cablajelor imprimate. Se prezintă diferitele modele utilizate, rolul lor în ansamblul programelor care efectuează simularea și modul în care ele au fost obținute. Modelele au ca punct de plecare baza de date a sistemelor de proiectare a cablajelor asistată de calculator completată cu surse auxiliare de informație.

Un proiect în cadrul unui sistem de proiectare al cablajelor conduce la realizarea unei singure plăci de cablaj imprimat. Un aparat electronic complex realizat pe mai multe plăci va necesita o realizare sub forma a mai multe proiecte distincte. Pentru a putea analiza interacțiuni între elemente situate pe plăci învecinate, este necesară extragerea informației din toate proiectele care descriu sistemul analizat. În prezenta abordare această modalitate nu a fost implementată, în schimb s-a ținut cont de ea în elaborarea întregii arhitecturi a programelor, astfel încât o extensie a programelor care acceptă date de la mai multe proiecte plus elementele de interconectare rămâne posibilă. Pentru o astfel de extensie este necesară o descriere a poziției relative a plăcilor implicate și scrierea unui modul de translație al coordonatelor elementelor modelului PEEC într-un sistem de referință unic. Pentru afișarea grafică a rezultatelor (distribuții de curenți) ar mai fi necesar un modul de translație a rezultatelor globale ale simulării în coordonatele locale ale fiecărei plăci. Din acest motiv a fost utilizată permanent o reprezentare pe trei coordonate a elementelor geometrice ale modelelor, care acceptă fără restricții datele unui grup de plăci cu o poziție relativă bine definită. Spațiile libere dintre plăci *nu* vor conduce la o creștere inutilă a dimensiunilor problemei.

5.1 Delimitarea modelelor intermediare

Următoarele modele constituie faze intermediare în obținerea modelului folosit la simulare, în cazul nostru partea rezistiv-inductivă a PEEC (deoarece doar partea inductiv-rezistivă va fi în continuare luată în considerare, acest subset va fi referit pe scurt ca model PEEC):

1. *modelul electric ideal* al proiectului. Acest model este de regulă punctul de plecare pentru proiectarea cablajului imprimat. Conține lista componentelor electronice, lista semnalelor și conexiunea acestora la terminalele componentelor. Acest prim model îl vom referi în continuare ca "*model CAE*"
2. *Modelul geometric al circuitului imprimat*. Acesta descrie realizarea fizică a modelului electric al circuitului și definește în plus modul fizic de realizare a conexiunilor descrise de modelul electric sub forma unei structuri multiconductor având ca suport un material izolant cu proprietăți cunoscute. Acest model va fi referit în continuare ca "*model PCB*"
3. *modelul fizic al circuitului imprimat*. Constituie o treaptă intermediară între modelul geometric al circuitului și modelul PEEC. Acest model reprezintă o conversie a modelului PCB într-o altă structură fizică cu proprietăți electrice apropiate de cele ale modelului PCB, dar ușor interpretabilă ca model PEEC.
4. *modelul PEEC*, așa cum a fost descris în secțiunea 4.2, construit direct pe baza modelului fizic.
5. *modelul componentelor electronice*. Conține structurile care vor descrie în simulator porțiunile de bucle din interiorul componentelor. Acesta nu este un model funcțional complet, cum ar fi un model SPICE, ci este o simplificare la extrem a componentei electronice, care să permită integrarea ei în modelul PEEC

5.2 Modelul electric ideal (CAE)

Acest model reprezintă idealizat funcțiile îndeplinite de modulul electronic realizat sub formă de circuit imprimat. Reprezentarea sa grafică este schema

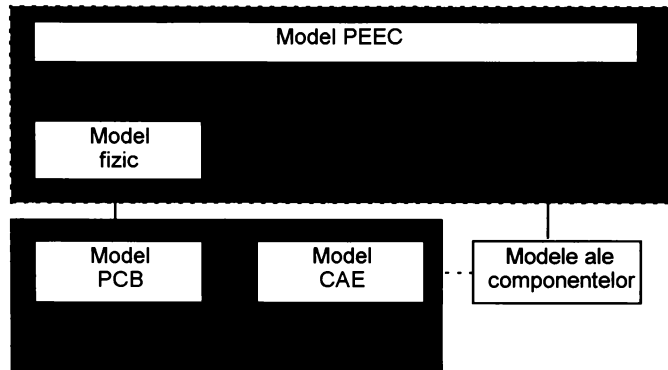


Fig. 5.1: Modele utilizate în simularea cuplajelor rezistiv-inductive

circuitului. Nu este singura reprezentare posibilă, deoarece o descriere VHDL poate fi suficientă pentru descrierea funcțiilor implementate de modul. Semnalele definite în cadrul acestui model (nets) vor fi prezente și în fazele ulterioare ale modelării, într-o forma practic neschimbată. Componentele prezente în schemă sub formă simbolică suferă un proces de împachetare (packaging), în cadrul caruia reprezentările simbolice ale componentelor sunt grupate în componente fizice. O astfel de componentă fizică grupează una sau mai multe componente simbolice, identice sau diferite între ele, integrate de producător într-o capsulă. Această împachetare poate fi deja prezentă ca parte a componentelor incluse în model, în unele sisteme, sau realizată ulterior automat și/sau interactiv, într-un program denumit packager.

Modelul CAE nu conține în mod obligatoriu un model funcțional al componentelor, deoarece acesta nu este necesar pentru proiectarea circuitului imprimat. În cazul în care există, modelul funcțional apare fie sub forma unui nume care permite regăsirea sa într-o bibliotecă externă, fie sub o formă ierarhică, în care utilizatorul poate "deschide" simbolul de pe schemă și poate vizualiza structura internă ca o schemă electrică subordonată ierarhic.

Modelul CAE poate conține informație suplimentară cu scopul definirii unor condiții de test în simulator, de genul sau "Pinul 3 al circuitului U2 se vor considera în simulare ca și conectat la masă", memorate în structuri de date specifice modelului (de ex. proprietăți ale pinilor sau ale componen-

telor).

Informația conținută în modelul CAE (împachetat), care are efect asupra realizării tehnologice a modului electronic reprezentat, se transferă mai departe într-un program de editare a plăcii de circuit imprimat (PCB). Accesul la aceste date se realizează în programul de simulare a efectelor inductive exclusiv prin intermediul modelului PCB.

5.3 Modelul geometric al circuitului imprimat (PCB)

5.3.1 Surse de date pentru construirea modelelor PCB

La baza modelelor folosite la analiza cuplajelor inductive pe circuitelor imprimate stă o reprezentare a acestora oferită de un sistem de proiectare asistat de calculator. Aceasta reprezentare a circuitului imprimat este optimizată pentru cerințele unui sistem care, pornind de la o schemă electrică (împachetată) a circuitului care poate fi relativ vastă și cu o structură ierarhică pe mai multe nivele, conduce la obținerea fișierelor necesare producerii circuitului imprimat: fișiere de comandă pentru fotoplotter și pentru mașina de găurit cu comandă numerică.

La acest nivel se întrevăd două posibilități distincte de obținere a datelor necesare pentru simulare: utilizarea datelor de ieșire ale sistemului de proiectare sau accesul la datele interne ale acestuia. Ambele soluții sunt realizabile, dar dificultățile întâmpinate sunt relativ diferite și vor fi comparate în secțiunile de mai jos.

5.3.2 Datele de ieșire ale sistemului de proiectare

Datele de ieșire pot fi generate în formate standardizate, cum ar fi Gerber (RS274 și RS274X) pentru fotoplotter sau Excellon pentru găurire. Aceste formate au atins un grad de maturitate suficient pentru a fi utilizate pe termen lung. Existența unui număr mare de utilaje scumpe care acceptă date de intrare în conformitate cu aceste standarde garantează stabilitatea acestora.

Conținutul acestor formate este, pe scurt, următorul.

1. Fișierele de comandă a fotoplotterului:

- un cod de identificare a formatului utilizat.
- descrierea aperturilor utilizate în trasarea elementelor circuitului imprimat. Cuprinde o listă de asignări - fiecărui cod de apertură (D-Code) i se atașează o listă de proprietăți, cum ar fi forma aperturii (rotundă, dreptunghiulară, forme speciale), dimensiunile aferente (lungime, lățime, rază), dacă se folosește pentru iluminare fără deplasare (flash) sau pentru iluminare simultan cu deplasare (tracce).
- comenzi de schimbare a aperturii curente.
- comenzi de cuplare/decuplare a sursei de lumină.
- comenzi de deplasare a punctului de lucru pe suprafața filmului procesat (cu și fără iluminare).
- comenzi referitoare la viteza deplasării.

2. Fișierele de comandă ale mașinii de găurit:

- o tabelă de corespondență între codul sculei utilizate și diametrul găurilor generate.
- comenzi de schimbare a sculei.
- calibrare - deplasarea la un punct de coordonate prestabilite - de exemplu (0.0).
- coordonatele fiecărei găuri, în ordinea în care acestea urmează a fi executate.

Alături de acestea se mai generează curent și alte tipuri de fișiere, cum ar fi pentru controlul inserției automate a componentelor, controlul aplicării dispozitivelor de testare, ș.a.m.d, dar acestea nu conțin informație relevantă pentru extragerea unor modele electromagnetice ale circuitului.

Se remarcă orientarea strictă a acestor formate către cerințele procesului de producție a circuitelor imprimate

5.3.3 Datele interne ale sistemului de proiectare

Sistemele de proiectare a cablajelor imprimate utilizează o bază internă de date adaptată necesităților proprii, dintre care se pot aminti:

1. consum redus de memorie.
2. memorare cu redundanță scăzută (elementele se refolosesc pe cât posibil în loc de a fi repetate).
3. existența unor structuri auxiliare pentru căutare rapidă a elementelor după diverse criterii.
4. posibilitatea de verificare a unui set de reguli geometrice variabile, cum ar fi distanțe minime între elemente conductoare situate pe același strat sau conectivitatea între diferite elemente conductoare.
5. optimizarea vitezei de redare grafică a elementelor geometrice.
6. posibilitatea modificării dinamice a datelor, ca răspuns la operațiile de editare efectuate de utilizator.

Aceste formate interne ale datelor sunt relativ complexe, nu rareori insuficient descrise în documentația programelor care le utilizează, în unele cazuri cu totul inaccesibile (memorate în format binar complet nedocumentat). De-seori este posibilă convertirea formatului intern într-un format extern interpretabil, dar mai puțin eficient. De asemenea este posibilă extragerea datelor folosind limbaje de extensie ale sistemelor de proiectare (AMPLE pentru Mentor Graphics, SKILL pentru Cadence, macrodefiniții și "lowlevel!" pentru THEDA) prin efectuarea de apeluri la un set de funcții de interfață (API).

Formatele următoarelor sisteme au fost considerate:

- Mentor Graphics Board Station¹
- Pads²
- Cadence Allegro³
- Theda⁴

¹se pot utiliza datele din Mentor Board Station, versiunile între B1 și C2 (versiune apărută în 1998)

²conversia datelor este doar parțial implementată

³în curs de implementare

⁴parțial posibil

5.3.4 Surse alternative de date

Discrepanța între conținutul sărac al datelor de ieșire și formatul de date intern are ca efect și o slabă posibilitate de cooperare între proiectantul și producătorul circuitelor imprimate. Această problemă a fost înțeleasă de producătorii sistemelor de proiectare și a condus la elaborarea unor formate standardizate de descriere a schemelor, a circuitelor imprimate (PCB) și a modulelor multi-chip (MCM). De importanță practică a devenit formatul EDIF⁵, începând cu versiunea 3.5.0, care pentru prima oară a permis descrierea PCB, urmată de versiunea 4.0.0, care la ora scrierii acestei lucrări este cea actuală și permite pe lângă PCB și descrierea MCM. Acest format a fost imaginat cu scopul de a permite schimbul de date între diferite pachete de programe care procesează PCB/MCM, și ca urmare este deosebit de complex. Numărul mare de cuvinte cheie și regula de a nu utiliza prescurtări în cadrul acestora a condus la lungimi extreme ale cuvintelor cheie, iar necesitatea de a integra structuri de date relativ complexe a generat o ierarhie de obiecte foarte stufoasă, depășind evident complexitatea formatelor interne uzuale.

Deși folosirea pe scară largă a formatului EDIF ar face într-adevăr interoperabilitatea diferitelor sisteme posibilă, acest format nu s-a impus (încă?) pe piață. Problemele sale curente sunt:

- simpla obținere a textului standardului EDIF 4.0.0 pretinde plata unui preț ridicat.
- dreptul de a prezenta un produs propriu ca și conform standardului EDIF pretinde plata unei taxe comparabilă cu prețul unei licențe a unui pachet CAD mediu.
- sistemele cu interfețe EDIF actuale nu reușesc decât să exporte date conform standardului, importul reușește cu mare probabilitate doar dacă se reimportă propriile date exportate și ceva mai puțin probabil dacă datele au fost exportate de către un alt sistem prevăzut cu interfață EDIF. Complexitatea formatului EDIF pare să fie cauza acestei neplăcute stări de lucruri.
- cu toată complexitatea sa nu poate prelua în întregime datele memorate în bibliotecile standard ale diferitelor sisteme de proiectare.

⁵O bună introducere se găsește în Internet la www.edif.org

- deși formatul EDIF este foarte apropiat de formatul unui program LISP, deci ușor interpretabil de un operator uman, unele sisteme, profitând de libertatea formatului, memorează datele într-o formă practic ilizibilă, fără indentare și fără despărțire în linii de lungime rezonabilă. Acest fapt împiedică înțelegerea fișierelor generate și recunoașterea eventualelor greșeli.

Pe scurt, impresia generală este ca acest format apară cel mult interesele sponsorilor săi și este de importanță încă relativ redusă în practică, deși ar putea să fie interfața optimă pentru simularea circuitelor imprimate.

Alt candidat este formatul neutru acceptat de autorouterul SPECCTRA. Integrat la ora actuală de majoritatea sistemelor de proiectare a circuitelor imprimate și având o interfață bazată pe un format de date propriu relativ bine documentat, acest format se prezintă ca o alternativă viabilă. Sub semnul întrebării rămâne stabilitatea sa și modul în care SPECCTRA se va menține pe piață, la ora actuală devenind proprietatea unuia dintre marii producători de sisteme de proiectare a PCB și circuite integrate.

Există și alte formate de date semi-neutre, cum ar fi formatul SULTAN al firmei INCASES, descris în [87], care poate sta la baza unui simulator integrat în sistemul THEDA / EMC Workbench al aceleiași firme, dar cu slabe șanse de a fi utilizat înafara acestui sistem.

5.3.5 Comparație între sursele de date

O privire asupra ambelor surse de date descrise anterior tradează o slăbiciune comună a ambelor: formatele datelor au fost concepute pentru orice altceva decât o simulare a fenomenelor electromagnetice. Cerințele pe care le-ar avea un set de date care să înlesnească modelarea ar fi:

1. Elementele geometrice care compun elementele conductoare să nu se suprapună spațial pe cât posibil deloc. Exemplu tipic: un traseu care traversează o arie conductoare poligonală. Porțiunea de traseu suprapusă ariei conductoare conduce la dificultăți în modelare (a se vedea și fig. 5.6).
2. Conectivitatea între elementele conductoare să fie bine definită. În majoritatea sistemelor de proiectare este permisă existența unor structuri

a căror conectivitate este lăsată la voia întâmplării, din simplul motiv că aparțin aceluiași semnal și sunt oricum conectate în altă parte. Asupra acestei probleme se va reveni pe parcursul acestui capitol.

3. Datele oferite de sursă sa conducă la elemente geometrice cât mai apropiate de cele rezultate în procesul de producție; să fie pe cât posibil complete (absența unor găuri mari de montaj din model poate compromite valabilitatea acestuia) și exacte.

Pentru a exemplifica datele de ieșire ale sistemelor de proiectare vom analiza pe scurt *formatul Gerber*, probabil cel mai răspândit format de ieșire la ora actuală.

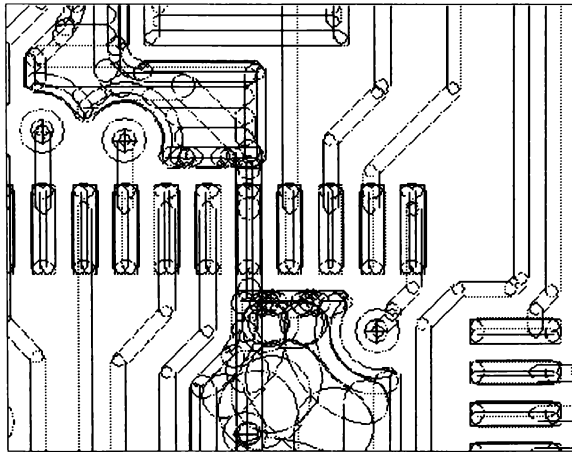


Fig. 5.2: Desenarea cablajului imprimat de către fotoplotter. Se remarcă trasarea poligoanelor începând de la conturul exterior cu apertură de dimensiune minimă.

În figura 5.2 se prezintă o simulare a deplasării a dispozitivului de iluminare la trasarea unor structuri tipice: trasee, arii conductoare, texte, treceri metalizate. De remarcat este faptul că deplasarea fotoplotterului și parametrii aperturii folosite sunt extrem de diferite în funcție de sistemul care a generat datele, iar fișiere Gerber foarte diferite între ele pot conduce la același

rezultat pe film. Modul în care se generează elementele geometrice mai complexe nu este standardizat. De regulă, poligoanele se trasează începând de la conturul exterior, folosind apertura de dimensiunea cea mai redusă, continuând cu aperturi din ce în ce mai mari spre interiorul poligonului, dar există și alte variante (figura 5.3). Dificultatea acestui gen de trasare se reflectă în numărul relativ mare de cazuri în care în poligonul rezultat rămân "găuri" minuscule, ca efect ale unor greșeli în algoritmii de generare, în special în sistemele proaspăt aparute pe piață. Obținerea elementelor geometrice inițiale pornind de la formatul Gerber presupune o conversie în sens opus la fel de laborioasă și cu șanse mari de a greși. Pe piață există programe care efectuează astfel de conversii, dar rezultatele nu sunt întotdeauna cele dorite.

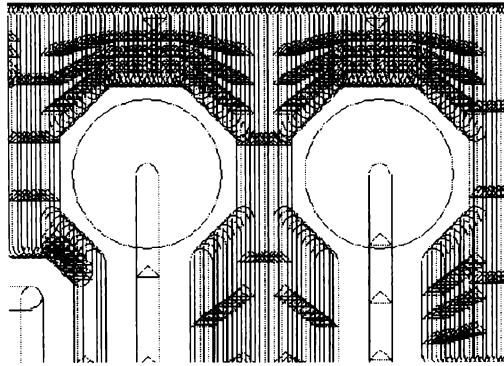


Fig. 5.3: Simularea unui fișier Gerber, în care ariile conductoare rezultă prin trasare cu o singură apertură de dimensiune minimă (relativ ineficient)

Faptul ca formatul Gerber descrie exclusiv imaginea generată pe un film face imposibilă transmiterea unor date geometrice strict necesare, cum ar fi ordinea de suprapunere a straturilor descrise de filme, distanțele între straturi și proprietățile fizice ale acestora. La fel de dificilă este stabilirea apartenenței structurilor conductoare la diferitele semnale descrise în schema electrică, operație imposibilă în absența unor date suplimentare furnizate de către sistemul de proiectare, cum ar fi, de exemplu, minimum un punct de identificare($x, y, z=nr.strat$) pentru fiecare semnal.

Un avantaj important al formatului Gerber este exactitatea datelor. Este de așteptat ca o modelare pornind de la fișiere în format Gerber va reda fidel structura circuitului imprimat produs și nu o imagine a sa idealizată. Este de datorie algoritmului de extracție al elementelor geometrice să elimine suprapunerile extrem de numeroase între traseele care descriu elemente geometrice complexe.

Alte probleme apar la utilizarea *formatului intern* al diferitelor sisteme. Acest format este de regulă nestandardizat și suferă frecvent modificări, în special atunci când o nouă versiune a programelor este introdusă pe piață. Proiectele existente pot fi în general convertite în acest caz în noul format, însă o conversie dinspre formatul nou spre cel vechi nu este posibilă. Programele care se bazează pe formatul vechi trebuie adaptate formatului nou al sistemului de proiectare pentru a putea fi utilizate mai departe.

Datele geometrice ale formatului intern sunt relativ ușor convertibile conform necesităților modelării fenomenelor electromagnetice (cu unele excepții). Astfel, formele conductoare complexe sunt descrise prin poligoane, conturul lor fiind memorat ca o succesiune de puncte, sau mai general prin "figuri", unde segmentele de dreaptă alternează cu arce de cerc sau funcții spline. Apartenența elementelor conductoare la diferitele semnale ale schemei electrice este clar definită, incluzând posibilitatea de a nu aparține la nici unul din semnalele definite. Din nefericire, nici formatul intern nu asigură automat lipsa suprapunerilor elementelor grafice de pe același strat.

Există posibilitatea, oferită doar de sistemele cele mai performante, de a efectua dinamic reuniunea ariilor conductoare în timpul proiectării ("fill merging") și terminarea traseelor conductoare în punctele de intersecție cu ariile conductoare ("trace trimming"). Nu rareori se evită însă folosirea acestor opțiuni în proiectarea curentă, deoarece:

1. Poligoanele care rezultă sunt deosebit de complexe, de exemplu 10000 puncte pentru un poligon care descrie o arie conductoare complexă de pe un circuit imprimat uzual de 20×30cm. Aceste descrieri complexe pun deseori în încurcătură driverul de imprimantă, care, de exemplu, nu mai reușesc să identifice corect interiorul acestui poligon. (fenomen des întâlnit la tipărirea în format Postscript)
2. Operațiile repetate de reuniune între poligoane care se lansează la adăugarea / modificarea unor porțiuni conductoare consumă relativ mult timp, conducând la o încetinire sensibilă a ritmului de muncă fără a aduce beneficii imediate.

Este posibil ca o descriere corectă a circuitului imprimat, atât din punct de vedere al regulilor impuse de procesul de producție, cât și din cel al realizării conexiunilor impuse de schemă, să conducă la o incertitudine în ceea ce privește drumul curenților prin anumite elemente conductoare. Un astfel de exemplu se prezintă în figura 5.4. O ușoară modificare a procesului tehnologic, de exemplu în procesul fotografic sau la corodarea foliei de cupru, are ca efect punerea în contact sau separarea unor elemente conductoare.

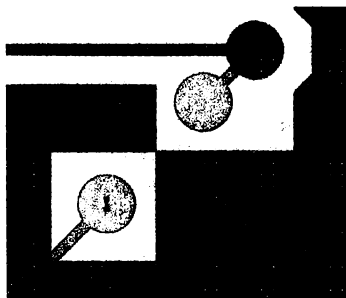


Fig. 5.4: O arie conductoare corect definită poate conduce la o nedeterminare în procesul de extragere al modelului de simulare. În cazul din figură, nu se poate spune dacă arie conductoare se include printre trecerile metalizate selectate (de culoare roșie) sau nu.

O posibilitate mai atractivă de valorificare a formatului intern este dezvoltarea algoritmilor de extragere a modelului în cooperare cu producătorul sistemului de proiectare al circuitelor, caz în care accesul la structurile de date poate fi optimizat. Dacă simulatorul devine o componentă a sistemului de proiectare, el poate în plus avea acces la resursele software ale acestuia (afișare, tipărire, persistență în fișiere, transformări, etc.).

5.3.6 Elementele modelului PCB

Descrierea unui circuit imprimat din perspectivă pur geometrică nu este o problemă deosebit de dificilă. În continuare se prezintă elementele geometrice care îl constituie și relațiile dintre acestea. Această reprezentare, fara pretenția de a fi optimă, a stat la baza simulărilor efectuate de autor.

Modelul de date utilizat este relativ simplu și permite o conversie relativ ușoară a datelor de intrare. El este format prin agregarea de obiecte de următoarele tipuri:1

- Vertex (Vertex): Definește un punct de coordonate (x,y) pe suprafața plăcii. Posesor: Net
- Trecere metalizată (Via): O trecere metalizată care unește pe direcția z structuri conductoare ale diferitelor straturi, fără a fi în același timp un terminal al unei componente. Locația este descrisă ca referință la un Vertex. Posesor: Net.
- Segment (Segment): O structură conductoare de lățime constantă trasată între două puncte. Considerată în simulare un dreptunghi, în realitate un dreptunghi cu capetele rotunjite. Cele două puncte sunt descrise ca referințe la obiecte de tip Vertex. Posesor: Net
- Ramură (Branch): O succesiune de segmente puse cap la cap. Conține o listă de referințe la segmentele care o formează plus două referințe la punctele sale de început și sfârșit. Posesor: Net
- Arie conductoare (AreaFill): Suprafață conductoare de formă neregulată modelată ca poligon. Posesor:Net
- Terminal al unei componente fizice(Pin) Numărul terminalului, numele său așa cum apare în simbolul din schema electrică, poziția sa pe placă (vertex). Identificatorul să se compune din numele instanței care îl posedă și numărul sau propriu, de exemplu U6#14. Posesor: Inst
- Instanță a unei componente fizice(Inst): Identificatorul componentei, codul componentei fizice (part code), o listă de obiecte de tip Pin, poziția sa pe placă constând în coordonatele originii (Vertex) și rotația sa (în grade) Posesor: Layout
- Semnal (Net): Ansamblul structurilor conductoare conectate la același semnal al schemei electrice. Memorează central toate locațiile de tip Vertex care îi aparțin, structuri de tip Segment, Branch, Via și AreaFill. Un semnal cu semnificație specială asigură suportul de memorare pentru elemente conductoare nelegate la nici un semnal din lista celor definite.

- Structura straturilor (BoardStack) Listă a straturilor care formează circuitul imprimat, grosimea lor și proprietățile lor fizice (ϵ pentru dielectric, σ pentru conductor). Posesor: Layout
- Circuit imprimat (Layout) Ansamblul circuitului imprimat. Conține semnalele, structura straturilor, instanțele componentelor fizice și variabile care descriu gradul de prelucrare al modelului

În figura 5.5 se prezintă grafic relațiile dintre obiectele care compun modelul PCB.

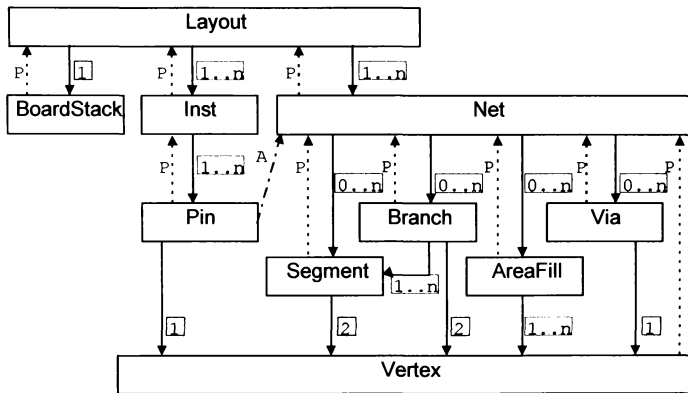


Fig. 5.5: Obiectele care compun modelul PCB. Săgețile cu linie întreruptă marcate cu P indică o referință la posesor, cele marcate cu A o referință de apartenență. Săgețile cu linie continuă indică referințele la obiectele posedate, iar alături de acestea numărul lor, exact sau sub formă de interval.

Observația 5 Aceste elemente ale modelului PCB au fost implementate ca și clase în limbajul C++. "Posesorul" unui obiect este responsabil pentru alocarea memoriei pentru obiectele posedate și ștergerea acestora..

Observația 6 Elementele prezentate posedă structuri de date suplimentare care permit utilizarea acestui model la redări grafice ale PCB, cum ar fi o schiță a capsulei pentru componente sau forma exactă a suprafețelor conductoare ale terminalelor. Aceste date suplimentare nu se iau în considerare la generarea modelului fizic.

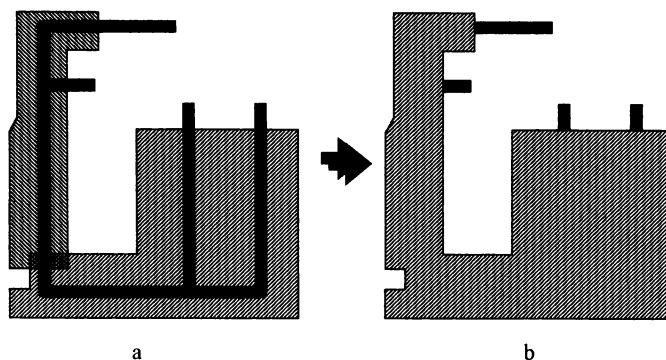


Fig. 5.6: Purificarea elementelor geometrice ale modelului PCB. Elementele suprapuse din forma inițială (a) conduc la forma dorită (b) prin efectuarea reuniunii între ariile conductoare care se suprapun și retezarea traseelor în punctele de intersecție cu ariile conductoare.

5.3.7 Purificarea modelului PCB

Modelul PCB dispune de un fanion care memorează starea de "purificare" a datelor memorate. Acest fanion este resetat la (re)încărcarea datelor și marchează necesitatea unei operații de "curățire". Curățirea constă în principal în eliminarea acelor părți ale elementelor geometrice conductoare care se suprapun (AreaFill↔AreaFill, AreaFill↔Branch) și o verificare a consistenței datelor (de exemplu, dacă segmentele grupate într-o ramură stau într-adevăr cap la cap și unesc punctele specificate). Aceste operații sunt mari consumatoare de resurse și au necesitat o optimizare atentă până la atingerea unui timp de execuție rezonabil. Clar avantajate sunt proiectele care au fost realizate din start respectând anumite norme de "curățenie". În figura 5.6 se prezintă o grupare tipică de elemente conductoare parțial suprapuse și structura rezultată în urma purificării modelului.

Chiar și circuitele imprimate care nu conțin arii conductoare de forme neregulate necesită o purificare. Suprapunerea unor segmente ale aceiași ramuri sau între ramuri învecinate ale aceluiași semnal sunt dificil de recunoscut prin simplă inspecție vizuală. Figura 5.7 prezintă astfel de cazuri.

Algoritmii de purificare, deși au o funcție ușor de descris, sunt relativ

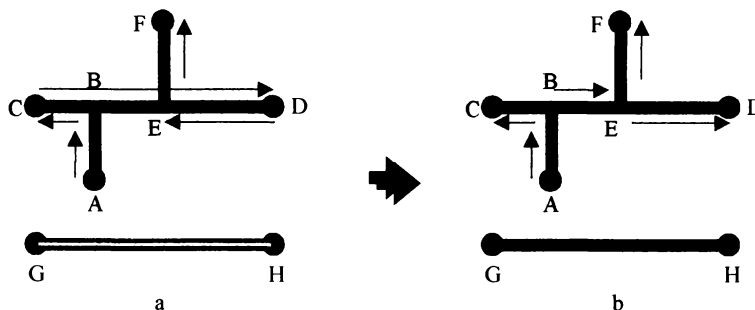


Fig. 5.7: Purificarea unor trasee formate exclusiv din segmente. (a)-forma inițială, (b)-modelul purificat. Lanțul segmentelor AB, BC, CD, DE, EF, conținând porțiunile cu segmente suprapuse BC și DE se convertește în segmentele AB, BC, BE, DE și EF (sus). Tronsonul GH este unit prin două segmente suprapuse de lățimi diferite, segmentul mai îngust trebuie eliminat (jos)

complicați și nu vor fi prezentați în detaliu. Ei se bazează pe operații cu poligoane (reuniune, intersecție, punct în poligon) și cu segmente de dreaptă. Poligoanele utilizate sunt simple, în sensul că laturile lor nu se intersectează între ele, dar admit suprapuneri parțiale sau complete între laturi. Acest mod de reprezentare permite descrierea unei arii conductoare cu goluri în interior printr-un singur poligon. Un exemplu de poligon de acest tip se prezintă în figura 5.8. Interiorul poligonului se află prin convenție la stânga laturilor sale, parcurse în ordinea în care sunt memorate vârfurile sale⁶. De remarcat că laturile suprapuse se pot afla atât în exteriorul, cât și în interiorul poligonului. Suprapunerea laturilor se poate reduce la un singur punct, așa cum este cazul în figura 5.4.

Ariile conductoare având alte geometrii (de exemplu cercuri) se convertesc în poligoane. Astfel, modelul PCB admite ca elemente geometrice doar poligoane, segmente, și conexiuni virtuale pe direcția z (treceri metalizate). Segmentele nu se convertesc în poligoane, deși această conversie ar ușura principal operațiile de purificare, deoarece pot fi ulterior direct preluate în modelul fizic cu o reducere a efortului de calcul mai importantă decât

⁶Alte convenții sunt de asemenea posibile.

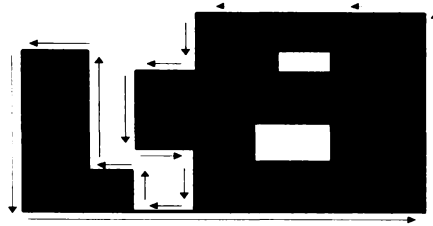


Fig. 5.8: Un poligon în forma sa generală: două arii conductoare dintre care una prezintă două goluri.

efectele benefice din faza de purificare.

Dacă formatul intern al datelor admite alternative pentru același tip de element, cum ar fi reprezentarea poligoanelor prin contur exterior și decupări (toate sub forma unor poligoane distincte, eventual cu sensuri de parcurgere ale conturului diferite sau memorate în liste distincte), este necesară o conversie a acestor date la formatul unic acceptat de algoritmi de purificare.

Deoarece consumul de resurse cauzat de operațiile de reuniune și intersecție care implică forme mai generale ale ariilor conductoare (care admit, de exemplu, arce de cerc) este sensibil mai ridicat decât pentru poligoane, acestea se convertesc la poligoane echivalente.

O lucrare de referință care descrie algoritmi geometrici pentru calculator a fost scrisă de F. Preparata și M. Shamos [57]. Se consideră că M. Shamos a pus bazele acestei discipline odată cu prezentarea tezei sale de doctorat (din păcate greu accesibilă). Pentru construirea algoritmilor geometrici în C++ lucrarea [58] este o bună introducere.

Majoritatea lucrărilor asupra algoritmilor geometrici presupun o reprezentare a numerelor cu virgulă mobilă, iar multe cazuri particulare sunt ignorate fiind considerate ca extrem de improbabile. Poligoanele de tipul celui din figura 5.8, având coordonate numere întregi, conduc repede la cazuri speciale netratate în algoritmi descriși în literatură, ceea ce nu este de mirare, deoarece aceste poligoane sunt generate automat și pot prezenta un număr incredibil de mare de treceri prin același punct (curent 4 și mai multe).

Pentru decupare (clipping) și operații booleene cu poligoane se pot consulta lucrările [60] și [61]. Algoritmi geometrici interesanți apar și în lucrări generale despre algoritmi și structuri de date, cum este [54]. Dificultățile

căroră acești algoritmi trebuie să le facă față se fac remarcate în editoarele de cablaje imprimate care permit operații cu poligoane (unele sisteme nu pun la dispoziție astfel de operații deloc), nu rareori fiind o ”piatră de încercare” pentru calitatea unui sistem.

Autorul a elaborat un set de algoritmi pentru operații booleene cu poligoane având coordonatele punctelor reprezentate ca numere întregi, destinat exclusiv uzului intern al firmei. Un astfel de algoritm ajunge la un grad acceptabil de maturitate după ce reușește să execute toate operațiile implementate pentru câteva mii de poligoane provenind din surse diferite, principala dificultate fiind cazurile particulare, care sunt foarte dificil de prevăzut. Acești algoritmi au fost utilizați pentru operațiile cu poligoane descrise în capitolul 5.

5.4 Generarea modelului fizic

De ce mai este nevoie de un ”model fizic”? Modelul PCB reprezintă deja circuitele imprimate la nivel fizic cu o bună exactitate. Neajunsul să este că nu oferă nici un sprijin în direcția în care modelul PEEC își arată eficiența, și anume în reprezentarea structurilor conductoare prin elemente de circuit concentrate.

Prezenta soluție se bazează pe transformarea elementelor conductoare de forme diferite de cea paralelipipedică în structuri echivalente care conțin exclusiv astfel de elemente. În plus, se încearcă generarea unor elemente orientate cât mai frecvent posibil pe două direcții care formează un unghi de 90°. Acesată orientare conduce la un număr mare de elemente nule în matricele care descriu interacțiunea între curenții care străbat elementele. Altă trăsătură a acestei soluții este că permite obținerea de rezultate de precizie rezonabilă (5..10%) folosind elemente conductoare relativ mari, care pot avea lungimi de ordinul centimetrilor.

Această transformare are loc în mai multe etape, descrise în cuprinsul acestui capitol. Fiecare arie conductoare prezentă în modelul PCB ”purificat” va trece prin acest lanț de prelucrări, conducând un model fizic al acestei arii, stocat într-o structură-container care moderează accesul la obiectele-model. Acest container va reprezenta modelul fizic al întregului circuit imprimat.

5.4.1 Cuantizarea conturului elementelor conductoare

Ideea de a înlocui structurile conductoare având o geometrie diferită de o fâșie de lățime constantă printr-o combinație de astfel de elemente a fost de la început foarte tentantă, dar s-a lovit de dificultatea recunoașterii structurii spațiale a elementelor de modelat. Există cazuri simple în care soluția este evidentă: dacă o arie conductoare este filiformă și de lățime relativ constantă, atunci ea poate fi modelată ca o succesiune de segmente rectangulare de lățimi corespunzătoare, conectate în punctele în care are loc o schimbare semnificativă a direcției sau a lățimii. Dacă structura are o suprafață mare, cu lungime comparabilă cu lățimea, se poate folosi o reprezentare sub forma unei rețele rectangulare de segmente (figura 4.4), utilizată frecvent în simularea elementelor de interconectare ale circuitelor integrate. Dificilă rămâne aprecierea structurilor care nu se încadrează clar în aceste cazuri. Pentru a putea aplica o metodă bazată pe analiza formelor elementelor conductoare, a fost necesară tratarea acestor geometrii cu algoritmi asemănători celor utilizați în recunoașterea formelor în imagini digitizate.

Elementele modelului PCB utilizat au deja coordonatele reprezentate ca numere întregi pe 32biți, deci ar fi practic cuantizate, însă o treaptă este de doar 10nm. Această alegere îmbină avantajele memorării ca numere întregi, cum sunt consumul redus de memorie și viteză de calcul la operațiile simple cu acuratețea impusă. Lungimea de 32 de biți este suficientă pentru a reprezenta dimensiuni curente, care sunt de regulă sub 1m.

Pentru a practica o analiză a formelor bazată pe elemente de imagine (pixeli) într-un timp rezonabil este nevoie totuși de o dimensiune mai mare a elementelor. În acest scop alegem o dimensiune p fixă a acestui element, pe care o vom folosi în prelucrarea tuturor ariilor conductoare din modelul PCB, tipic în domeniul 0.1...1mm.

Pentru început vom construi o matrice care va fi suportul de memorare al acestor pixeli. Altfel exprimat, vom efectua o eșantionare a imaginii elementelor conductoare folosind o grilă rectangulară cu pasul p , urmată de o cuantizare cu doar două nivele (interior/exterior)

Spre deosebire de cazul uzual al imaginilor preluate cu dispozitive video-captoare și memorate numeric, putem specifica pentru fiecare arie conductoare un anumit număr de pixeli pe orizontală și verticală. Deoarece am convenit să fixăm dimensiunea unui pixel, matricele folosite la analiza fiecărei arii au dimensiuni diferite, proporționale cu dimensiunile lor fizice. Așa cum se va vedea ulterior, se poate alocă relativ mult spațiu de memorie pentru ma-

tricea corespunzătoare fiecărui element conductor, deoarece după extragerea modelului acestuia acest spațiu se eliberează și este refolosit. Este mult mai important în această fază să se obțină o viteză ridicată de extragere a modelului.

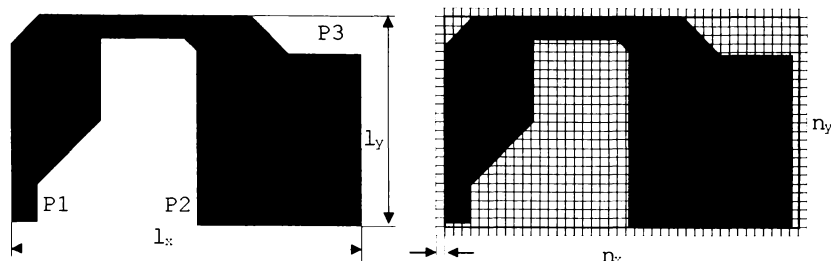


Fig. 5.9: Cuantizarea conturului unei arii conductoare. P1, P2 și P3 sunt puncte unde se face o conexiune electrică cu alte elemente conductoare (trecheri metalizate)

Dacă l_x și l_y sunt dimensiunile dreptunghiului minim care conține aria conductoare (figura 5.9), vom alocă o "imagine" corespunzătoare având dimensiunile de $n_x \times n_y$ pixeli, unde:

$$n_x = \left\lceil \frac{l_x}{p} \right\rceil + 2,$$

$$n_y = \left\lceil \frac{l_y}{p} \right\rceil + 2.$$

Notatia $\lceil x \rceil$ reprezintă aici numărul întreg imediat mai mare decât x . Dimensiunea suplimentară de 1 pixel în fiecare direcție are rolul de simplifica aplicarea algoritmilor de recunoaștere, care dispun astfel de o rezervă de 1 pixel care se află cu siguranță în afara ariei conductoare, evitându-se astfel o tratare mai greoaie a cazurilor particulare.

Procesul de eșantionare nu se face în mod ordonat, pe linii sau coloane, deoarece descrierea elementului conductor nu se află memorată pe o structură de tip raster. Se va porni de la descrierea sa ca poligon, de exemplu, încercând

să se obțină o clasificare a tuturor pixelilor într-un timp cât mai scurt. În acest scop se execută două etape:

- Se merge de-a lungul conturului ariei conductoare, marcând toții pixelii "atingși" ca *margină*.
- Se determină statutul pixelilor rămași nemarcați. Aceștia pot fi *exterior* sau *interior*.

Marcarea pixelilor cu atributul *margină* nu pune probleme deosebite și se execută în timp linear, $O(n)$ ⁷.

Dimpotrivă, discriminarea între *exterior* și *interior* este dificilă, deoarece este necesară utilizarea unui algoritm de determinare a poziției unui punct față de un poligon. Determinarea pentru un singur pixel este de complexitate $O(n_L)$, unde n_L este numărul laturilor poligonului. Pentru a nu efectua această operație de $(n_x - 1)(n_y - 1)$ ori a fost imaginat un algoritm rapid de determinare a pixelilor de tip *interior*. Acest algoritm se bazează pe faptul că de-a lungul unei axe (x sau y) tipul pixelilor cuprinși între doi pixeli de tip *margină*, sau între un pixel de tip *margină* și frontiera domeniului analizat este același. Astfel, doar o determinare a primului pixel începînd de la frontiera domeniului și cîte una după fiecare pixel (sau grup de pixeli) de tip *margină* este necesară. Considerații asemănătoare conduc la o reducere suplimentară a numărului de determinări, care în final scade sensibil sub numărul de pixeli de tip *margină*, cu atît mai mult cu cît structura marginii este mai regulată.

Suplimentar are loc și o cuantizare a punctelor de conexiune electrică ale ariei conductoare, rezultând un nou tip de pixel pe care îl vom numi *conexiune*. Se obține astfel o imagine de tipul celei reprezentate în figura 5.10.

5.4.2 Construcția scheletului imaginii

Următoarea etapă constă în construcția unor lanțuri de pixeli de largime cu cel mult 2 pixeli, care să îndeplinească următoarele condiții:

- să conecteze punctele de alimentare din exterior.
- să se formeze la mijlocul porțiunilor conductoare lungi și înguste.

⁷A se vedea definiția notației $O(n)$ din capitolul 3

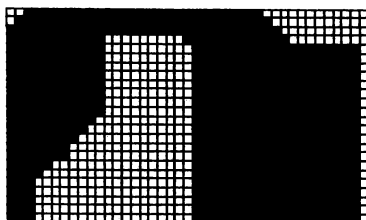


Fig. 5.10: Rezultatul cuantizării ariei conductoare: Se remarcă patru tipuri de pixel: *exterior*, *interior*, *marginie*, *conexiune*.

- să prezinte o structură ordonată porțiunile de suprafață mai mare.
- să păstreze suficientă informație asupra întinderii inițiale a ariei conductoare.

Pentru a îndeplini primele două cerințe, s-a recurs la un algoritm de erodare a imaginii ariei conductoare.

Erodarea începe dinspre exterior cu pixelii de tip *marginie* și continuă cu cei de tip *interior* până când imaginea se reduce la mai multe lanțuri de pixeli de lațime minimă. Erodarea înlocuiește pixeli de tip interior cu pixeli de tip exterior atâta timp cât vecinătatea imediată a pixelului curent conține pixeli de tip *interior*. Când analiza vecinătății unui pixel sesizează coliziunea între două fronturi de erodare venind din direcții diferite, pixelul curent devine de tip *schelet*. Pixelii de tip *conexiune* nu pot fi erodați și devin de regulă capete ale unor lanțuri de pixeli de tip *schelet*.

Pentru algoritmul de erodare un punct de plecare au constituit lucrările [56] și [59].

Pentru a evita reducerea la un punct (sau eventual la o structură de tip stea) a unor suprafețe conductoare mari, se predefinesc structuri periodice care dirijează algoritmul de erodare. Au fost testate diferite soluții, iar rezultate relativ bune au fost obținute prin două metode, aplicabile înainte de erodare:

- Se schimbă tipul pixelilor de tip interior ai căror indici în imagine sunt multipli întregi ai unei valori a oarecare, aceștia devenind de tip *marginie*. Aceste puncte vor permite pornirea erodării dinspre interiorul

imaginii, conducând pe suprafețe mari la structuri rectangulare regulate ale lanțurilor de pixeli de din schelet.

- Se aplică imaginii o grilă rectangulară cu intervalul între două linii de asemenea egal cu a , atât pe verticală cât și pe orizontală. Laturile patratelor care nu conțin decât pixeli de tip *interior* sau *conexiune* se marchează ca pixeli *schelet*, iar interiorul patratelor se îndepărtează (i se asignează tipul *exterior*). Laturile grilei care se suprapun peste pixeli de tip *margină* sau *exterior* se ignoră. Pixelii de tip *conexiune* aflați în interiorul patratelor se transferă prin proiecție pe latura cea mai apropiată, sau se conectează printr-un lanț de pixeli de tip schelet cu respectivul punct de proiecție.

Reținerea informației despre dimensiunile ariei înainte de erodare se cumulează prin numărarea elementelor erodate pe fiecare direcție și se memorează în structurile de date ale pixelilor de tip *schelet*.

Imaginea pregătită pentru erodare a exemplului de arie conductoare se prezintă în figura 5.11.

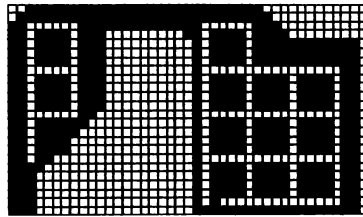


Fig. 5.11: Pregătirea pentru erodare prin marcarea de structuri regulate în interiorul porțiunilor compacte ale imaginii. ($a = 5$)

În urma erodării se obține imaginea din figura 5.12. Se remarcă distanța dintre schelet și marginea inițială, peste tot mai mică decât a și prezența lanțurilor de pixeli obținute exclusiv prin erodare în centru sus și în stânga jos (începând de la punctul de conexiune P1).

Ajungând cu prelucrarea modelului la acest punct, se poate pune întrebarea, de ce este necesară purificarea modelului PCB, deoarece prin simpla

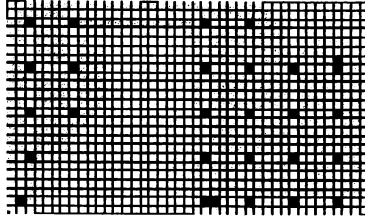


Fig. 5.12: Scheletul imaginii rezultat în urma erodării. Pixelii de culoare roșie reprezintă noduri ale rețelei rectangulare suprapuse.

suprapunere pe imagine a tuturor elementelor conductoare ale unui strat urmată de erodare se poate obține un rezultat comparabil. Decizia de a utiliza un model PCB purificat s-a bazat pe următoarele argumente:

- evitarea prelucrării prin erodare și reconstrucție a traseelor de semnal formate deja din segmente aduce un câștig considerabil de acuratețe.
- imaginea supusă erodării este limitată la suprafața elementelor de geometrie complexă, ceea ce în majoritatea cazurilor determină un câștig considerabil de viteză.
- modelul PCB purificat poate fi reutilizat în alte proceduri de simulare sau de verificare a calității proiectului (a se vedea capitolul 6)

5.4.3 Identificarea grafului echivalent

Pornind de la imaginea rezultată în urma erodării vom construi un graf care să reprezinte topologia circuitului echivalent al ariei conductoare. Alături de structura topologică vom păstra mai departe atât coordonatele nodurilor cât și informația despre suprafața erodată memorată în schelet.

Nodurile grafului rezultă în punctele de intersecție a lanțurilor de pixeli *schelet* și în pixelii de tip conexiune.

Modul de construcție al scheletului asigură reprezentarea sa ca mulțime conexă. Mai concret, putem parcurge întregul schelet pornind de la un punct oarecare al său și mergând de-a lungul tuturor lanțurilor de pixeli de tip *schelet*. Folosind algoritmi împrumutați din teoria grafurilor vom identifica

mai întâi nodurile care rezultă în puntele de întâlnire a cel puțin trei lanțuri de pixeli.

Observația 7 *Dacă se adoptă o conexiune de-a lungul lanțurilor de pixeli exclusiv în direcțiile NSEV, într-un nod nu se pot întâlni decât cel mult patru lanțuri de pixeli. Mai mult de patru lanțuri care converg în același punct se vor fi conecta prin noduri adiacente.*

Graful astfel obținut ar fi deja corespunzător pentru calcule de rezistență electrică între punctele de conexiune (această presupunere a fost verificată prin calcule efectuate asupra unor structuri conductoare tipice). Pentru calcule de inductanță este necesar să se păstreze o dispunere spațială a elementelor cât mai asemănătoare cu aria conductoare originală a modelului PCB. În acest scop are loc o analiză a direcție lanțurilor de pixeli și se definesc noduri ale grafului suplimentare de-a lungul lanțurilor, astfel alese încât segmentele care descriu laturile grafului să nu devieze față de lanțul de pixeli mai mult de o distanță prestabilită. Vor rezulta astfel noduri suplimentare acolo unde direcția lanțului de pixeli se modifică sensibil. Direcția lanțului de pixeli rezultă din analiza "codului" pixelului adiacent, care poate fi un număr între 0 și 7 (figura 5.13). În sensul strict definit anterior, adiacent va fi un pixel situat la poziția 0, 2, 4 sau 6 față de cel de referință.

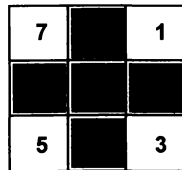


Fig. 5.13: Codarea poziției pixelilor învecinați. Pe baza acestei codări se poate descrie traseul unui lanț de pixeli ca succesiune a codurilor pixelilor adiacenți.

Se remarcă în figura 5.12 nodurile din dreapta jos și stânga sus, rezultate exclusiv din schimbarea direcției lanțului de pixeli. Graful rezultat în urma întregii prelucrări apare în figura 5.14.

Acest graf va fi utilizat sub o formă topologic neschimbată practic în rezolvarea problemelor bazate pe modelul PEEC. Pentru calcule de inductanță

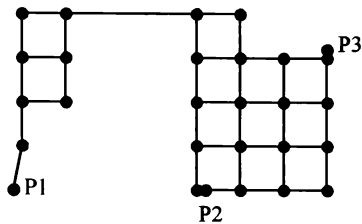


Fig. 5.14: Graful descris de nodurile și laturile modelului fizic. Laturile sunt reprezentate prin segmente de dreaptă.

se vor utiliza segmente rectangulare plate a căror lățime se determină pe baza unei funcții de cost rezistiv al fiecărei laturi, funcție evaluată la parcurgerea lanțului de pixeli al unei laturi pe baza informației stocate la erodare în pixelii întâlniți pe parcurs. Suprapunerea segmentelor care pornesc din același punct este benignă, în schimb o intersecție a două segmente într-un punct interior unuia dintre ele poate compromite funcționalitatea modelului (mai devreme sau mai târziu se va ajunge la o împărțire la zero). Modelul fizic al ariei conductoare conținând ca laturi segmente de lățime finită este reprezentat în figura 5.15.

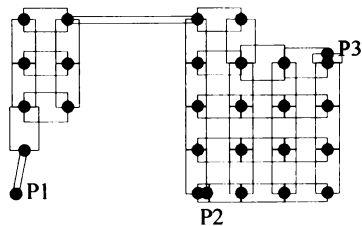


Fig. 5.15: Modelul fizic al ariei conductoare. Nodurile P1, P2 și P3 fac legătura cu alte elemente ale modelului PCB. Poziția lor poate fi ușor diferită de cea din figura 5.9

Aspectul structurii echivalente a ariei conductoare poligonale nu pare foarte promițător în ceea ce privește exactitatea simulării. De la început

nu ne-am dorit un model deosebit de precis, ci o soluție rapidă la probleme curente, unde o eroare de 5% nu este critică. Se va vedea însă în capitolul 6 că acest model conduce la valori surprinzător de repetabile pentru R și L echivalente, chiar atunci când parametrii de generare ai modelului variază considerabil. În toate cazurile testate, mărirea densității nodurilor în zonele compacte prin înjumătățirea valorii constantei a conduce la o modificare de ordinul a 1% pentru valorile R și L, deși aspectul grafului rezultat este dramatic diferit.

Ceva mai sensibilă este stabilirea dimensiunii unui pixel, p . Aceasta dimensiune trebuie aleasă cel mult $\frac{1}{2\sqrt{2}}$ din distanța minimă admisă între elementele conductoare ale circuitului imprimat (clearance), care la o alegere prea "strânsă" tind să cauzeze false "punți" conductoare, în special pe diagonale. De remarcat este că algoritmul de construcție a scheletului imaginii nu poate conduce la întreruperea unei structuri conductoare.

Scăderea dimensiunii p va cauza o creștere rapidă a timpului necesar pentru erodare și construcția grafului, care este aproximativ proporțională cu $\frac{1}{p^2}$, dar nu va afecta timpul necesar pentru simulare, deoarece graful rezultat nu se modifică esențial. În plus, construcția modelului fizic are loc o singură dată și poate servi la mai multe simulări ulterioare.

5.4.4 Comparație cu alte modele fizice

Simularea efectelor inductive ale structurilor de interconexiune se efectuează curent doar pentru elementele de interconexiune ale circuitelor integrate. Acestea utilizează uzual arii conductoare rectangulare, eventual arii conductoare din care au fost decupate geometrii simple, însă efectuează diviziuni mai fine ale elementelor conductoare, în special la margini și în apropierea altor elemente conductoare. Această rafinare a modelului este justificată, fiind vizate chiar porțiunile în care se constată densități de curent crescute.

În condițiile în care pe un circuit imprimat se află mii de trasee conductoare relativ uniform distribuite pe suprafața sa, o modificare locală a dimensiunilor elementelor din model nu mai aduce un câștig sensibil. Ar fi totuși de dorit să se extindă algoritmul de generare a modelului fizic cu o opțiune care să cuantizeze mai fidel porțiunile de margine ale ariilor conductoare, de exemplu printr-o scădere a constantei a pentru zonele de margine (o înjumătățire repetată a valorii lui a dinspre zona compactă spre margine ar permite o generare ordonată a grafului).

Abordarea prezentată este după știința autorului singura soluție care extrage eficient modelul rezistiv-inductiv pentru circuite imprimate cu unul sau mai multe straturi fără îngrădiri ale geometriei structurilor conductoare ale acestora. Alături de simulare, aceste modele și-au găsit aplicabilitatea și în algoritmi de analiză a structurii topologice a circuitelor imprimate, cum ar fi verificarea topologiei circuitelor de masă și evaluarea cuplajului galvanic între subansamble (a se vedea capitolul 6).

5.4.5 Exemple de construcție a modelului fizic

Pentru analiza corectitudinii și a performanțelor algoritmilor de construcție a modelului fizic a fost scris un program de verificare a timpilor de execuție ai algoritmilor descriși mai sus. Programul este de asemenea capabil să redea grafic rezultatele tuturor etapelor de prelucrare ale modelului PCB, inclusiv faza de purificare a acestuia. Este de asemenea prevăzută posibilitatea analizei fiecărei arii conductoare de formă neregulată în parte. Afișarea folosește interfața grafică Motif, înglobând o fereastră de vizualizare a circuitelor imprimate elaborată de autor pentru pachetul EDRC (vezi capitolul 6). Modulul de vizualizare dispune de facilități comparabile cu produse comerciale de clasă superioară, cum ar fi zoom cu memorarea treptelor și posibilitatea regăsirii unei zone puternic mărite, selecție foarte variată a obiectelor reprezentate (conform modelului PCB descris mai sus), proprietăți grafice ale obiectelor (culoare, transparență, model de umplere) modificabile într-un domeniu larg, posibilitatea de a "privi" circuitul din față sau din spate fără reconstrucția primitivelor grafice, afișarea textelor cu scalare fixă sau automată, afișarea de obiecte selectate cu suport pentru regăsirea lor ușoară în imagini complexe. Modulul descris atinge o viteză de redare net superioară sistemelor comune de editare a cablajelor, probabil datorită absenței posibilității de modificare a obiectelor.

Programul de test înglobează un timer care înregistrează consumul de timp al unui algoritm grafic aplicat unui singur obiect al modelului PCB. Interfața sa grafică permite ajustarea parametrilor de generare ai modelului fizic, dintre care o parte au fost prezentați anterior, având ca scop și experimentarea cu diferite versiuni ale algoritmilor și compararea rezultatelor. Deoarece pentru experimente au fost utilizate preponderent proiecte care nu pot fi făcute publice, vor fi prezentate ca exemple două circuite imprimate reale, dar care nu sunt supuse acestor restricții. Prima placă este un modul CPU cu procesorul 68332 realizat de autor pentru laboratorul de tehnica micropro-

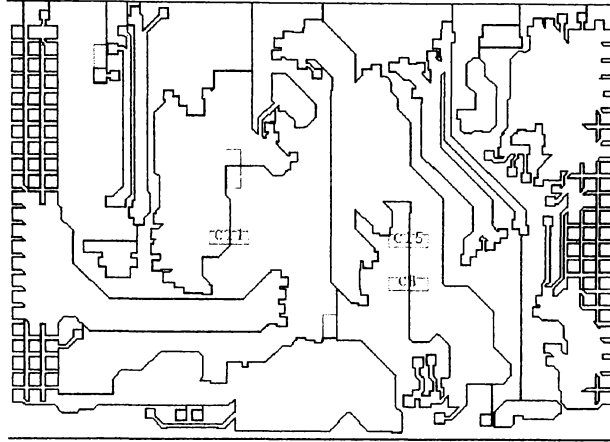


Fig. 5.16: Arie conductoare conectată la masă (conturul albastru) Se remarcă realizarea decupărilor ca și porțiuni ale unui poligon unic.

cesoarelor la FH Nürnberg ("nf300", produs în serie mică), iar cea de-a doua este un modul VME relativ complex, realizat intern și abandonat de către client în favoarea altei soluții ("testcard").

În toate exemplele prezentate, rezultatul algoritmului a fost afișat ca ultim strat în stiva de desenare, peste imaginea normală a circuitului.

Vom începe cu exemple extrase din "nf300". Proiectul a fost realizat pe numai două straturi conductoare.

Figura 5.16 prezintă o arie conductoare de complexitate medie, ilustrând dificultățile determinării interiorului unui poligon descris ca o listă de puncte. Dificultatea de a preciza cu ochiul liber unde este interiorul și unde este exteriorul poligonului reflectă o problemă serioasă, una din temele preferate ale geometriei asistate de calculator. O soluție este determinarea numărului de rotații în jurul punctului testat la parcurgerea integrală a poligonului. Datorită algoritmului rapid de determinare a interiorului prezentat mai sus, este necesar un număr relativ restrâns de determinare a apartenenței unui punct la interiorul poligonului (de ordinul zecilor, ușor dependent de mărimea unui pixel p și puternic dependent de topologia ariei conductoare). Minimizarea acestui număr de determinări a fost criteriul de optimizare al acestei etape

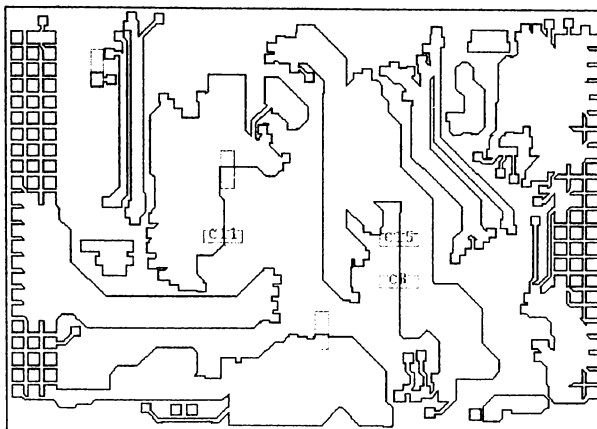


Fig. 5.17: Rezultatul descompunerii unui poligon unic în contur exterior și decupări.

de calcul.

Se remarcă de asemenea laturi ale poligonului care parcurg același traseu în ambele sensuri. Dacă nu sunt îndepărtate, acestea vor conduce la generarea unor pixeli de tip *margin* și vor compromite faza de erodare. Pentru a evita acest efect, se face o descompunere a poligonului în contur exterior și decupări. Cu această ocazie se va face și o comparație a dimensiunilor lineare maxime ale decupărilor, iar cele care sunt mai mici (pe direcția x sau y) se elimină din calcul (o decupare de mici dimensiuni nu modifică sensibil comportamentul circuitului). Dacă acestea apar totuși în număr mare, o modificare locală artificială a rezistivității conductorului poate compensa parțial ștergerea lor. Uzual am definit acest prag între 1 și 5 mm. Rezultatul obținut după descompunere apare în figura 5.17. Conturul dreptunghiular roșu reprezintă frontiera exterioară a poligonului, iar conturul violet este frontiera decupărilor din interiorul său, decupări de dimensiuni lineare mai mari decât pragul impus. Decupările de dimensiuni mai mici au fost eliminate. Nu mai există laturi care traversează interiorul poligonului.

Urmează generarea unei imagini cu contur cuantizat, construcția de ele-

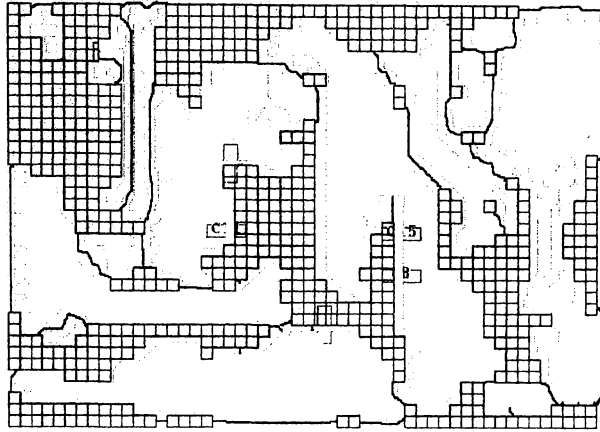


Fig. 5.18: Erodarea imaginii (portiunile erodate sunt reprezentate în galben)

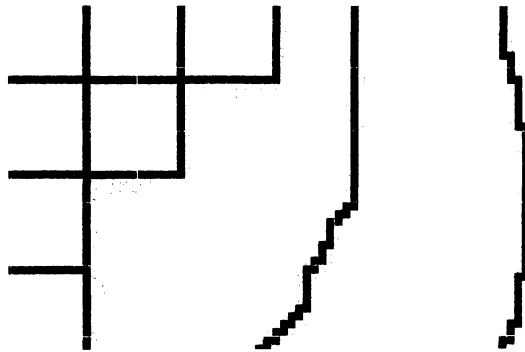


Fig. 5.19: Detaliu al unor zone supuse erodării. Săgetile galbene arată direcția în care erodarea a avut loc.

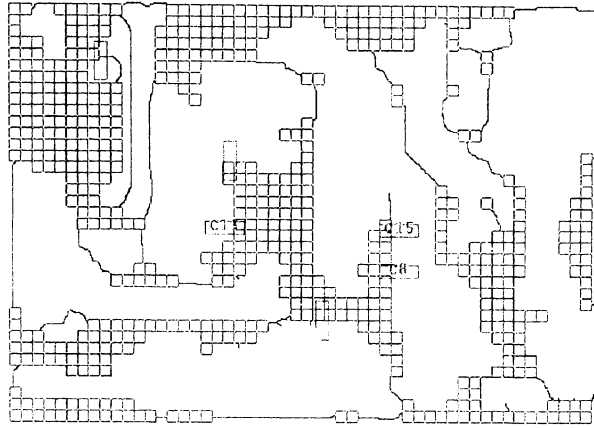


Fig. 5.20: O reprezentare a matricei în care are loc erodarea, în starea sa finală.

mente regulate în interiorul ariei conductoare și erodarea imaginii pentru obținerea scheletului. Exemplul ales cuprinde atât porțiuni filiforme, unde modelul fizic rezultă ca și succesiuni de elemente rectangulare puse cap la cap, cât și arii compacte unde se impune o rețea rectangulară. Modul în care erodarea acționează în acest exemplu a fost redat în figurile 5.18 și 5.19. Erodarea imaginii (porțiunile reprezentate în galben) pare să distrugă relativ multe detalii ale ariei conductoare. Privite însă mai atent, acestea sunt fie porțiuni filiforme fără puncte de contact, fie porțiuni compacte prea mici în comparație cu dimensiunile rețelei rectangulare regulate. Pe reprezentarea în detaliu se remarcă marcaje ale direcției în care a avut loc erodarea sub formă de săgeți. Contorzarea acestor pași de erodare reprezintă informația despre lățimea traseelor memorată în pixelii schelet (reprezențați în brun roșcat).

Rezultatul erodării și a selectării nodurilor viitorului graf se prezintă în figura 5.20. Punctele galbene reprezintă nodurile grafului.

Modelul fizic rezultat apare în figura 5.21. Pentru zonele în care aria conductoare are o lățime mai mare decât pasul rețelei rectangulare de segmente a modelului fizic, segmentele acestuia sunt de formă patrată (dacă nu se iau în considerare efectele rezultate prin eliminarea decupărilor de dimensiuni

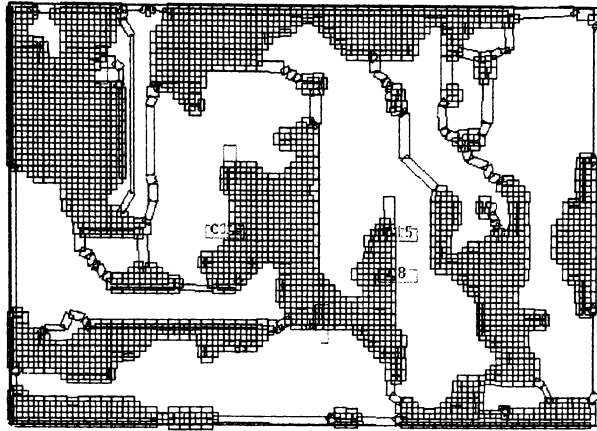


Fig. 5.21: Modelul fizic al ariei conductoare analizate în programul de test. Se remarcă modelarea relativ fidelă, dar greu de interpretat vizual.

mici). Segmentele acoperă pentru fiecare direcție x și y aria aferentă complet și într-un singur strat. Această proprietate face vizualizarea lor dificilă, datorită numărului mare de linii care se suprapun. Pentru a ușura urmărirea modelului generat este util să se facă reprezentarea segmentelor cu o lățime mult redusă față de lungime, așa cum se prezintă în figura 5.22.

Algoritmii de generare a modelului fizic au atins robustețea necesară pentru prelucrarea unor structuri mai complexe, așa cum sunt planele de masă și alimentare prezente în proiectul "testcard". Acest cicuit imprimat este realizat pe șase straturi conductoare, dintre care două sunt plane de masă, respectiv alimentare. Cu toate acestea structura circuitelor de alimentare nu este optimă, datorită câtorva trasee de semnal relativ lungi care au fost plasate eronat în interiorul planului de masă.

5.5 Modelele componentelor electronice

Deoarece se dorește numai extragerea efectelor rezistiv-inductive ale circuitului imprimat sub forma unei matrici Z sau Y care descrie rezistența și

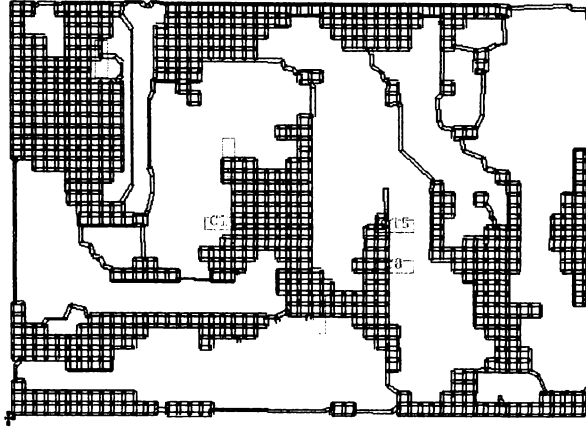


Fig. 5.22: Pentru a obține o reprezentare mai intuitivă a modelului fizic, segmentele sale au fost reprezentate de trei ori mai înguste decât în realitate.

inductanța unei căi de transmitere a unui semnal, incluzând drumul său de întoarcere, componentele electronice se modelează astfel încât să introducă un minimum de efort de calcul, dar să permită simularea efectului curentului din componente. Aici ar fi de menționat câteva idei principale:

- Structurile conductoare filiforme care nu formează bucle închise sau bucle închise care includ impedanțe de valoare mare nu modifică sensibil distribuția curenților în conductoarele vecine. Această idee poate fi exploatată și în algoritmul de erodare care generează scheletul ariilor conductoare, prin rețezarea detaliilor de forma unor tentacule subțiri fără conexiuni susceptibile de a transporta curent.
- Ariile conductoare de dimensiuni mari trebuie introduse în calcul în toate cazurile, chiar dacă buclele analizate nu au conexiuni la acestea, deoarece vor fi străbătute de curenți turbionari. Aceștia au valori maxime sub traseele parcurse de semnalul analizat și au un sens contrar curentului din acestea, cu o parte reală practic nulă (un exemplu apare în anexa B).

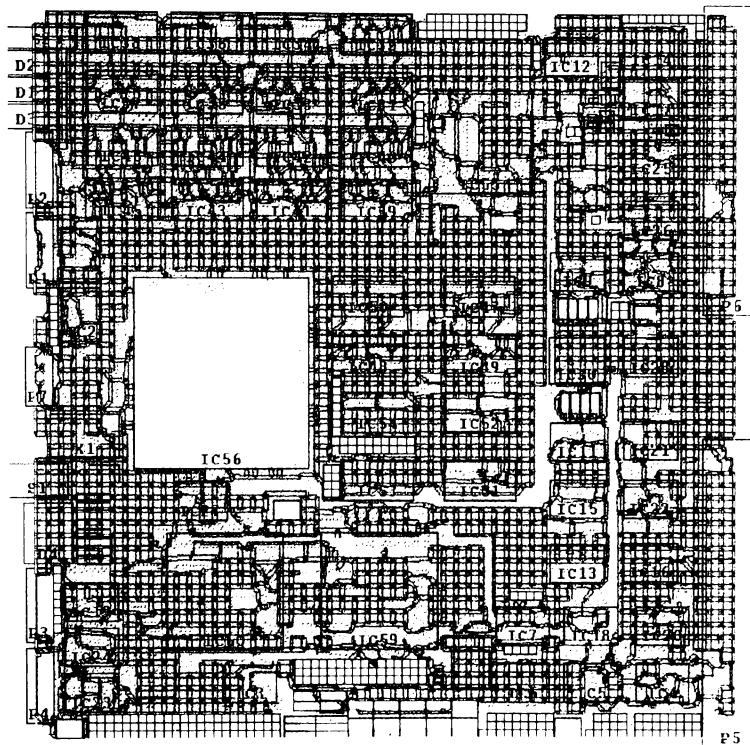


Fig. 5.23: Modelul fizic al unui plan de masă. Segmentele (în roșu) sunt reprezentate cu o lățime egală cu o treime din cea reală. Traseele care întreprin planul de masă nu sunt vizibile la această scară de redare, în schimb se remarcă sub forma unor întreruperi de lungime mare ale rețelei de elemente rectangulare.

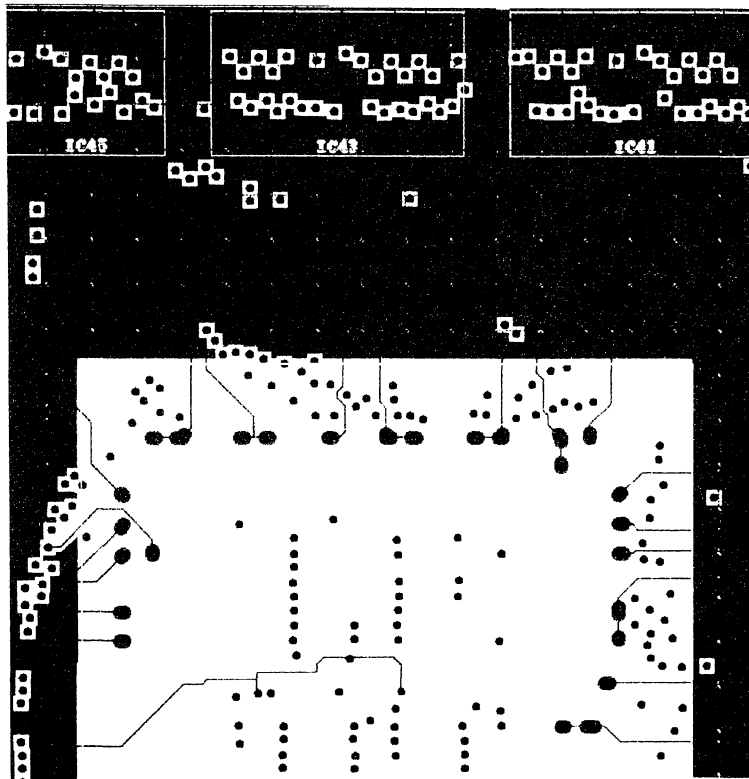


Fig. 5.24: Rezultatul erodării imaginii planului de masă prezentat în figura 5.23. Zona procesorului (centru stânga) apare în detaliu. Conexiunile traseelor legate la aria conductoare se îmbină exact cu elementele ale modelului fizic obținute prin erodare.

- La circuitele integrate de dimensiuni mari este utilă modelarea structurilor de conexiune (pini și bond-wires), însă un model al structurii interne nu este decât rareori disponibil. Se poate utiliza pentru rezultate aproximative fie o conexiune virtuală prin noduri echivalente sau mai bine un model constând în conductoare filiforme radiale care se întâlnesc în centrul componentei, situate la o înălțime z_{med} aproximativ egală cu $1/2$ din înălțimea capsulei.
- O parte a efectelor inductive (L_{ij} și L_{ii} , unde i și j sunt pinii capsulei) poate fi extrasă din modelele SPICE ale capsulelor, uneori separat disponibile. Acestea se pot utiliza pentru modelarea interacțiunii elementelor interne și combina cu modelarea spațială descrisă anterior pentru interacțiunea lor cu elemente externe capsulei.
- Pe cât posibil, modelul să se reducă la o echivalență de noduri (scurtcircuit virtual), eventual rezistențe ideale, fără alte interacțiuni cu elemente exterioare.
- Decât să se introducă în mod fals în model bucle de impedanță scăzută este de preferat ca acestea să fie ignorate, deoarece probabilitatea de a greși este astfel mai redusă: efectele inductive ale unui traseu de semnal deschis la capete sunt în general mult mai scăzute decât ale unei bucle de impedanță foarte scăzută cu o dispunere spațială echivalentă.
- Pentru circuitele numerice simularea are sens doar prin fixarea unui nivel logic pentru etajelor de ieșire și efectuarea analizei pentru frecvențe fixe situate într-un domeniu considerat critic.

Acest din urmă punct merită o atenție specială. Este ușor de intuit faptul că la schimbarea sensului curentului în terminalul de ieșire al unei componente, fie aceasta numerică sau analogică, are loc și o schimbare simultană a traseului de întoarcere al curentului prin circuitele de alimentare. Cele două drumuri de întoarcere pot fi extrem de diferite ca și geometrie și proprietăți electrice. O a doua dificultate apare datorită fenomenului de modificare a drumului de întoarcere a curentului cu frecvența, descris în capitolul 4. Astfel, componentele electronice pot fi privite ca și comutatoare acționând cu o frecvență egală cu frecvența trecerilor prin punctul de curent de ieșire nul, comutarea având loc între două distribuții spațiale ale curentului.

Este de așteptat că acest mod de funcționare va conduce la radiația prin porțiunile de întoarcere dependente de sensul curentului perturbații

de frecvențe superioare celor din semnalul care parcurge porțiunile unde curgerea are loc bidirecțional (un fenomen asemănător apare la circuitele redresoare).

Exemplul 1 *Un semnal sinusoidal care părăsește ieșirea unui amplificator de putere este aplicat unui rezistor. Curentul sinusoidal care parcurge rezistorul se încheie prin pini diferiți ai circuitului amplificator pentru fiecare semialternanță. Prin terminalele legate la sursa de alimentare vor trece curenți aproximativ echivalenți cu o redresare monoalternanță a curentului sinusoidal din rezistor având un spectru mult mai întins.*

Observația 8 *Este nevoie de două simulări pentru a modela corect drumul de întoarcere al curenților pentru un singur semnal. Din această cauză numărul de bucle de semnal simultan analizate care trec prin componente active trebuie menținut scăzut, altfel se ajunge la 2ⁿ cazuri pentru n semnale distincte.*

Capitolul 6

Analiza circuitelor de alimentare cu decuplări

Pentru a pune la dispoziția proiectantului imagini intuitive de tipul celor din fig. 4.2 în timpul verificării cablajului existent doar sub formă de proiect pe calculator s-a elaborat o opțiune a unei aplicații dezvoltate în cadrul unui program de cercetare la ZAM Anwenderzentrum Nürnberg [72].

6.1 Scurtă prezentare a pachetului EDRC

Aplicația poartă numele de "EMC Design Rule Checker" (EDRC) și conține o colecție de reguli de verificare a cablajelor imprimate în stadiul de proiect. Aceste reguli acoperă următoarele probleme:

- Amplasarea corectă a componentelor, pe baza categoriei din care fac parte (numerice rapide/lente, analogice, mixte, de interfață, etc.)
- Poziția circuitelor de i/e relativ la conectorii care transportă semnale critice.
- Decuplarea corectă a circuitelor integrate numerice și analogice.
- Lungimea traseelor care transportă semnale critice.
- Reflexiile semnalelor numerice pe trasee de lungime mare.

- Plasarea traseelor semnalelor critice deasupra unor suprafețe conductoare conectate la masă. Utilizează algoritmi de purificare a modelului PCB descriși în capitolul 5.
- Cuplajul capacitiv între trasee apropiate.
- Cuplajul inductiv între semnale (face obiectul lucrării de față)
- Formarea de bucle radiante neecranate.
- Corectitudinea unei structuri ierarhice a circuitului de masă, ”cuplajul galvanic” între semnale critice (utilizează topologia structurilor conductoare extrasă sub forma modelului fizic)
- Gradul de ”găurire” a unui plan de masă.

Rezultatul evaluării fiecărei ”reguli” apare sub formă de raport tabelar, cu posibilitatea de a selecta linii ale sale și a afișa grafic rezultatul verificării în modulul de vizualizare a circuitelor imprimate. Setul obiectelor supuse verificării (semnale și/sau componente) poate fi selectat din dialoguri de tip listă, cu feedback grafic în fereastra care redă circuitul. Dacă programul de verificare este pus în legătură printr-o comunicație interproces cu sistemul de proiectare a cablajului, este posibilă atât preluarea mulțimii obiectelor curent selectate în acestea, cât și transmisia selecției curente din EDRC în sens opus. De asemenea este posibilă reincărcarea bazei interne de date a EDRC după modificări în editorul PCB.

O prezentare sumară a interfeței grafice a EDRC se găsește în anexa A.

EDRC încarcă datele suplimentare necesare aprecierii corectitudinii cablajului, cum ar fi modele pentru condensatoarele de decuplare, date despre componentele active (tehnologie, pini de alimentare) dintr-o bază de date relațională având o interfață orientată pe obiecte, accesibilă în C++. Aceeași bază de date asigură alimentarea sistemului de proiectare cu reprezentări ale componentelor sub formă de simbol pentru editorul de scheme, sub formă de capsulă pentru editorul PCB, și asigură în mod consistent corespondența între simbol și capsulă.

6.2 Exemplu de analiză a efectelor inductive

Vom prezenta aici un exemplu de analiză a distribuției curenților în structurile de alimentare ale unei plăci conținând un procesor MC68332, proiectată

pe o structură cu două straturi și treceri metalizate¹. Curentul corespunde activării unui singur semnal, iar pentru calcul s-au generat automat structuri de celule RL de forma celor din figura 6.1

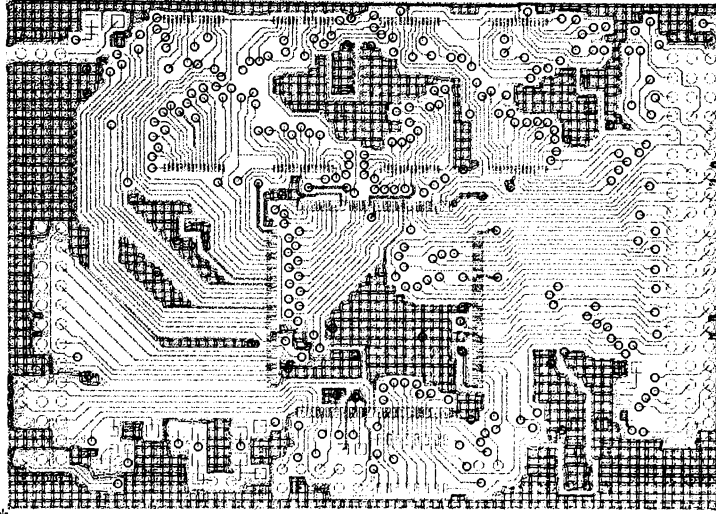


Fig. 6.1: Elemente RL generate pentru un strat al unui cablaj imprimat având două straturi.

Partea imaginară a densității curentului a fost reprezentată în fig. 6.2 sub forma unor vectori, a căror culoare este dată de stratul pe care se evaluează curentul, iar lungimea este proporțională cu densitatea acestuia. Se remarcă tendința curentului de întoarcere de a forma împreună cu linia de adresă o suprafață de arie cât mai mică.

Efectul discontinuităților într-un plan de masă, așa cum a fost schițat în figura 4.3, a fost ilustrat prin elaborarea unui proiect de test în care câteva trasee înguste traversează o fantă a planului de masă. Dintre rezultatele simulării reproducem aici distribuția curenților de retur pentru frecvențele de 1kHz (figura 6.3) și 25MHz (figura 6.4).

¹ Este vorba de o variantă a proiectului nf300

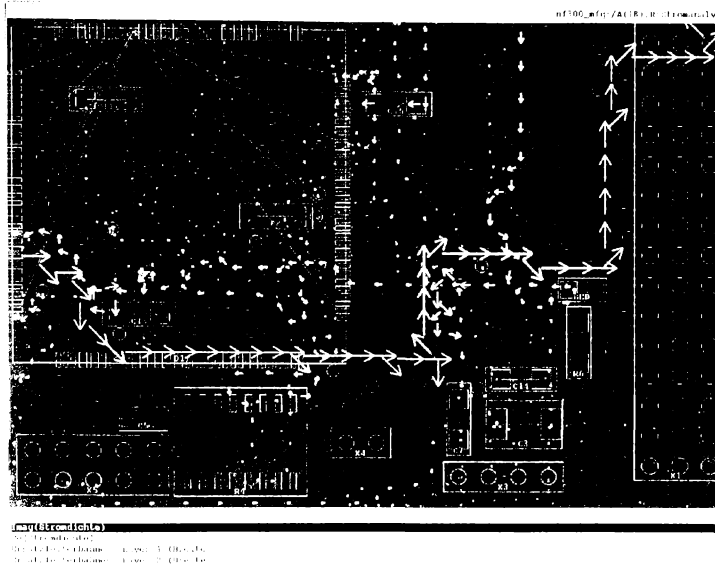


Fig. 6.2: Distribuția curentului dintr-o linie de adresa a unui procesor MC 68332 închisa extern printr-un conector și circuitele de alimentare ale plăcii, inclusiv prin condensatoarele de decuplare.

Au fost definite 3 bucle conductoare, dintre care 2 sunt formate de cite un traseu și planul de masa, iar a treia este realizata simetric, incluzand traseele din mijlocul figurii. Buclele activate in aceasta reprezentare include primul traseu orizontal de sus și planul de masa. Celelalte bucle au porturile in scurtcircuit, iar componentele de pe traseu au fost modelate prin echivalarea nodurilor de intrare și de ieșire.

Se remarca in cele doua figuri din nou tendința curentului de retur prin planul de masa segmentat de a se concentra pe marginile interioare ale decupărilor traversate de traseele care conduc semnalul analizat. Aceasta tendința crește cu frecvența, ca apoi distribuția sa se stabilizeze pana la ieșirea din domeniul de frecvența in care modelul este valabil. Fanta din figura

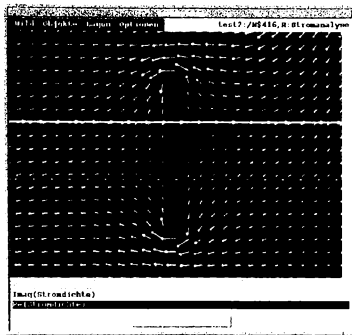


Fig. 6.3: Distribuție de curenți tipică la frecvențe joase (1kHz)

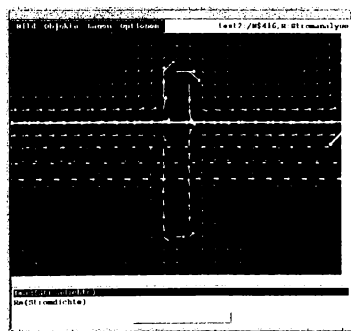


Fig. 6.4: Distribuție de curent la frecvențe înalte (25MHz)

acționează ca un transformator care cuplează traseele de semnal care o traversează. Dacă traseele sunt apropiate, efectul este comparabil cu cel cauzat de două bobine având o singură spiră și aria egală cu cea cuprinsă între traseele de semnal și cele două contururi exterioare ale fantei, la stânga și la dreapta traseelor. Problema apare tratată sumar în manualele sistemelor de proiectare și verificare a circuitelor imprimate, de exemplu [74] sau [76].

La alimentarea celei de a treia bucle, unde returul nu se face prin suprafața de cupru, ci printr-un traseu învecinat (se utilizează cele două trasee care traversează mijlocul fantei), curenții induși în aria conductoare sunt de nivel scăzut, în mod obișnuit neglijabil. Astfel se pune în evidență posibilitatea protejării semnalelor la transmiterea de-a lungul unui circuit imprimat prin utilizarea modului diferențial. Sistemele de proiectare a cablajelor de clasă superioară sprijină această metodă atât în autoroutere (cele 2 trasee vor fi plasate automat alăturat, la o distanță stabilită), cât și la editarea manuală a traseelor (unde al doilea traseu urmează ca "umbră" pe cel condus manual de proiectant).

Pe lângă această vizualizare a distribuției curenților de întoarcere prin traseele de alimentare se pot determina și valori aproximative rezistenței și inductanței văzute la intrarea fiecărui port definit de utilizator, precum și cuplaje RL evaluate pentru traseele complete ale unor semnale date, în cazul nostru cele trei bucle definite pentru simulare.

Alte distribuții de curent pentru cazuri simple se prezintă în anexa B.

Capitolul 7

Concluzii

De-a lungul lucrării de față a fost prezentată o nouă posibilitate de tratare a problemei cuplajelor inductive în structuri generale multiconductor, optimizată pentru structurile aplatizate ale circuitelor imprimate. S-a reușit construirea unui sistem de evaluare cantitativă a cuplajelor pornind de la datele geometrice oferite de sisteme de proiectare ale cablajelor imprimate care s-a dovedit robust în utilizare și utilizabil pe sisteme de calcul accesibile proiectantului dintr-o firmă medie sau mare. Alături de înglobarea soluției prezentate în pachetul comercial EDRC a avut loc și un schimb util de informație cu firme din regiune interesate în astfel de simulări. Au avut loc evaluări de proiecte ale unor cablaje imprimate, și s-a atins în mare măsură scopul cercetării finanțate de statul bavarez, și anume transferul de tehnologie și informație către firme implicate în proiectarea de cablaje. A fost elaborat un ”manual de reguli”, care în același timp este un îndrumar pentru o proiectare conștientă de posibilele efecte parazite.

7.1 Contribuții personale

Simularea efectelor inductive care apar pe circuite imprimate a solicitat acoperirea unui domeniu relativ larg: problematica actuală din proiectarea asistată de calculator, formularea numerică a problemelor de câmp magnetic, rezolvarea sistemelor de ecuații de dimensiuni mari prin metode iterative, aplicarea metodei rapide a multipolului, extragerea de modele pornind de la geometrii arbitrare ale structurilor conductoare, algoritmi de operații booleene cu figuri geometrice uzuale, algoritmi de analiză a formelor

în imagini, reprezentare grafică a rezultatelor de performanță ridicată, interfețe grafice de comunicație cu utilizatorul, integrare de aplicații în sisteme de proiectare profesionale.

Pentru a face posibilă realizarea sistemului complet de analiză a efectelor inductive, am preluat pe de o parte, în special pentru operațiile uzuale, pachete de programe comerciale de fiabilitate ridicată (biblioteci pentru operații simple cu matrice dense și rare), biblioteci de interfață a elementelor folosite în proiectarea electronică asistată de calculator cu baze de date relaționale (proprietate DESCON Informationssysteme), interfața grafică Motif a sistemului de operare Unix (prin intermediul unei biblioteci C++, de asemenea aparținând firmei DESCON), formate de descriere a datelor utilizate de aplicații similare, iar pe de altă parte am creat verigile necesare întregirii sistemului de analiză. Principalele contribuții aduse în cadrul temei prezentate sunt:

1. extinderea analizei fenomenelor inductive în câmp magnetic cvasistacionar, inițial aplicată doar structurilor de interconexiune ale circuitelor integrate, la structuri complexe multistrat, cu geometrii complet arbitrare ale structurilor conductoare. Sistemul prezentat poate analiza efecte pe orice circuit imprimat actual într-un timp de rulare acceptabil: exemplele prezentate în anexă necesită un timp de ordinul minutelor pe o stație grafică Sun Ultrasparc având o frecvență de tact de 167 MHz.
2. verificarea practică a rezultatelor analizei prin măsurări în laborator pentru cazuri simple.
3. un set de algoritmi pentru operații cu poligoane și alte elemente geometrice simple, având coordonate numere întregi, capabil să trateze cazurile particulare care apar în proiectarea de cablaje imprimate.
4. un algoritm de construcție a unui model fizic echivalent pentru o structură multiconductor multistrat arbitrară.
5. o implementare proprie în limbajul C++ a metodei rapide a multipolului și adaptarea acesteia la cerințele particulare ale simulării de circuite imprimate. Implementarea este modulară și permite cu ușurință completări și execuții de verificare prin alți algoritmi mai puțin performanți.

6. o implementare proprie a algoritmului GMRES în limbajele C++ și RLAB, capabilă să opereze corect cu numere complexe.
7. verificarea (folosind pachetul MATHEMATICA) și implementarea relațiilor de calcul a inductivităților parțiale între elemente conductoare aflate la o distanță mică în raport cu dimensiunile lor.
8. integrarea programelor de analiză într-un pachet de verificare a corectitudinii cablajelor imprimate din punct de vedere a compatibilității electromagnetice (produsul EDRC), incluzând realizarea unui modul de vizualizare a rezultatelor analizei în mod grafic. Modulul grafic a fost optimizat pentru o redare rapidă a imaginilor, depășind ca performanță realizări industriale consacrate.

Simulările efectuate cu ajutorul sistemului de analiză astfel realizat confirmă efecte reale cunoscute, care se referă în special la cuplaje pur inductive între semnale, efectul pelicular și formele sale de manifestare la frecvențe de ordinul 0.1-100MHz, distribuția curentului continuu și alternativ în arii conductoare plane de forme arbitrare. Rezultatele concordă cu simulări efectuate prin alte metode, realizate cu un consum incomparabil mai mare de resurse, și cu experimentele proprii.

În afară de analiza proiectelor de circuite imprimate aflate în faza finală, este posibilă și efectuarea de "experimente virtuale" pentru a stabili reguli generale pentru circuitul ce urmează a fi realizat.

Sistemul a fost utilizat de autor până în prezent pentru consulting oferit de firma "DESCON Informationssysteme" și la instruirea internă a proiectanților de cablaje imprimate. O altă utilizare a fost optimizarea circuitului imprimat al microcalculatorului didactic NF300, realizat la Fachhochschule Nürnberg.

7.2 Intenții de viitor

O parte din programele prezentate au fost instalate pe un calculator paralel¹ la Fachhochschule Nürnberg, în ideea de a fi întregite cu posibilitatea execuției distribuite a algoritmilor consumatori de resurse. Intenționez de asemenea ca în cadrul cursului opțional "Calculatoare paralele" să atrag interesul studenților pentru simulări din domeniul electromagnetic.

¹Este vorba de un calculator de tipul Parsytec CC

De asemenea încerc o continuare a activității de cercetare în cooperare mai apropiată cu o firmă producătoare de software pentru proiectarea cablajelor imprimate, cadru în care îmi propun abordarea sistemelor care includ mai multe circuite imprimate. În funcție de viitoarele posibilități de finanțare a cercetării, am în vedere integrarea de efecte capacitive, utilizarea modelului rPEEC (care ține cont de întârzieri) și construcția de modele de ordin redus ale sistemelor multiconductor destinate unei simulări funcționale complete a circuitului.

Anexa A

Interfața grafică a pachetului EDRC

Imaginile următoare sunt selectate dintre ferestrele mai importante ale pachetului EDRC. Ele au fost obținute pe o stație grafică Sun UltraSparc rulând sistemul de operare Solaris 2.6. Stația grafică este dotată cu 256MB RAM și cu un procesor de 167MHz, dotare care deși relativ modestă, este suficientă pentru aplicarea tuturor funcțiilor din pachetul EDRC asupra unor proiecte nu prea mari (gen EUROCARD).

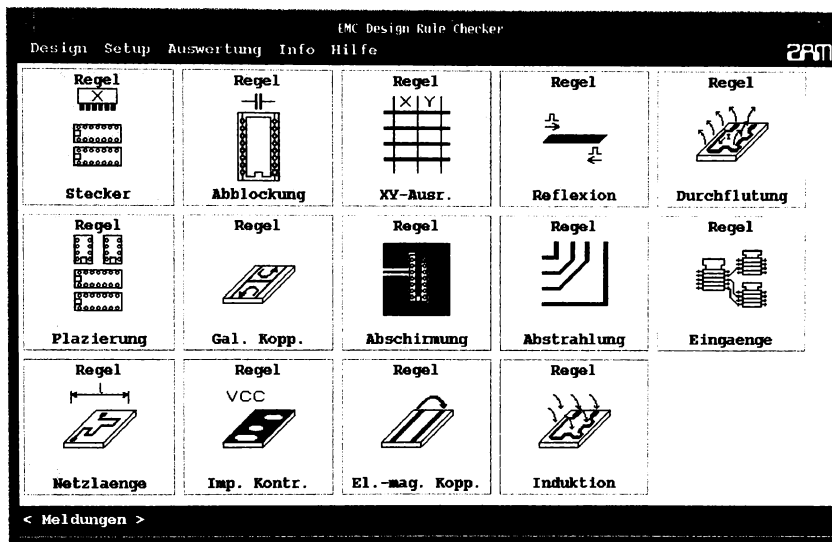


Fig. A.1: Fercastra de start conține meniurile de încărcare a datelor, selecție a submulțimii de obiecte testate, selecție a "regulilor" lansate și a parametrilor acestora, lansare a execuției. O mare parte a acestor "reguli" a fost imaginată și implementată de autor. Interfața grafică este realizată pentru protocolul X, portabilă între X11R4 și X11R6, și folosește biblioteca Motif. Ca platforme au fost testate HP-UX 9.x și Sun Solaris 2.x.

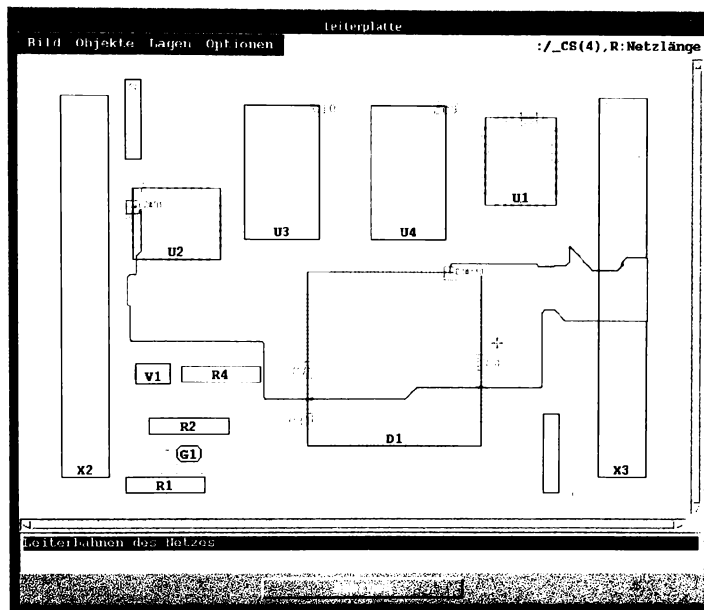


Fig. A.2: Prezentarea grafică a rezultatului aplicării unei reguli. Aici s-a aplicat regula "lungimea traseului" unui grup de semnale. Semnalul evidențiat în figură a primit o notă slabă deoarece lungimea sa este exagerată în raport cu distanța Manhattan dintre punctele conectate, iar lungimea sa absolută depășește un prag prestabilit.

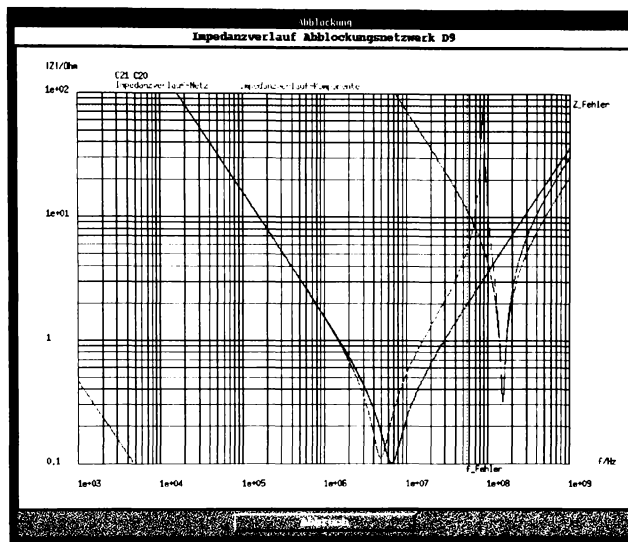


Fig. A.3: O altă formă de prezentare a detaliilor rezultatelor referitoare la un obiect verificat. Diagrama prezintă în acest caz dependența de frecvență a impedanței unui grup de decuplare format din două condensatoare conectate în paralel în apropierea unui circuit integrat. Se remarcă faptul că decuplarea este eficientă doar într-un domeniu restrâns de frecvență. Adăgarea de condensatoare în paralel poate îmbunătăți răspunsul în frecvență, cu condiția ca valorile capacității condensatoarelor să fie corespunzător alese, iar elementele seriale parazite să nu conducă la rezonanțe nedorite.

Anexa B

Simularea unor cazuri simple de cuplaj inductiv

Pentru a prezenta clar cazuri tipice de cuplaje inductive diagnosticabile pe circuite imprimate cu ajutorul metodei prezentate, încapsulată în pachetul EDRC, au fost create câteva proiecte-exemplu foarte simple cu ajutorul sistemului Mentor Graphics Board Station. Pornind de la versiunea de bază a circuitului din figura B.1, au fost executate succesiv decupări ale ariei conductoare, care au condus la cazuri tipice de cuplaje parazite. După fiecare decupare a avut loc o retransmitere a datelor geometrice către EDRC și o nouă simulare a efectelor inductive. Frecvențele de simulare au fost doar două, de 1kHz și 25MHz, pentru a ușura comparațiile între cazuri. Dimensiunea unui pixel utilizat în erodarea imaginilor a fost stabilită la 0.2 mm, iar pentru zonele compacte a fost ales algoritmul descris în capitolul 5, folosind un pas al rețelei rectangulare între 1 și 2,5 mm. Au fost analizate cuplajele între trei porturi, toate definite la nivelul unui conector de intrare pe placă. Simularea nu a ținut cont de conductoarele de acces la conector, ceea ce presupune o orientare a acestora după o direcție perpendiculară pe planul determinat de circuitul imprimat.

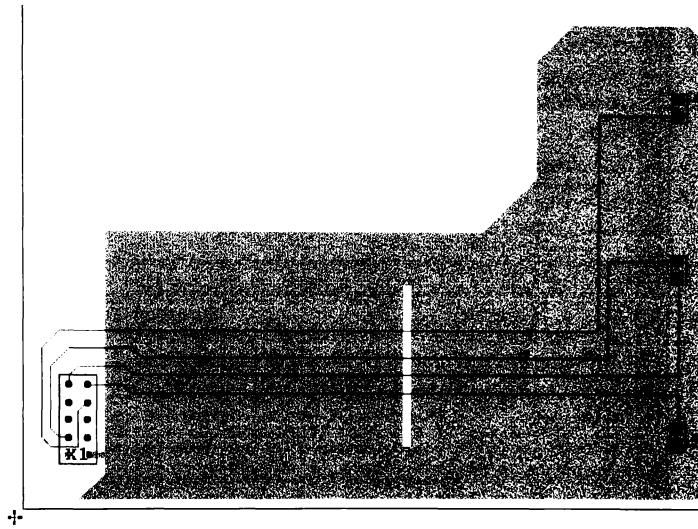


Fig. B.1: Circuitul folosit ca exemplu. Se presupune că se aplică trei semnale prin conectorul X1, formând cele trei bucle studiate. COMM1 alimentează rezistorul de sus, COMM2 rezistorul de jos (ambele cu retur prin aria de cupru) și SEPARATED, care alimentează rezistorul din mijloc, fără contact cu aria conductoare. Utilizat și la generarea figurilor din capitolul 6.

```

Loop SEPARATED
Connection on net </N$418> from <U3#1> to <X1#1>
Connection on net </N$626> from <U3#2> to <X1#4>
Short between <U3#1> and <U3#2>
port: from <X1#1> to <X1#4>
Loop COMM1
Connection on net </N$416> from <U2#1> to <X1#7>
Connection on net </N$620> from <U2#2> to <X1#10>
Short between <U2#1> and <U2#2>
port: from <X1#7> to <X1#10>
Loop COMM2
Connection on net </N$10> from <U1#1> to <X1#6>
Connection on net </N$620> from <U1#2> to <X1#10>
Short between <U1#1> and <U1#2>
port: from <X1#6> to <X1#10>
End of loop description

executing DrcRuleRLCoupling::init()...
The polygon has 34 points
There are 1 pieces and 3 cutouts
2686 nodes
starting executeLevel(1)

returned systemflag: 0
Loop: COMM2 on row / column 3
Loop: COMM1 on row / column 2
Loop: SEPARATED on row / column 1
Reading Frequency 1000, size 3 x 3
Zc[0][0] = 0.424521 | 0.00106846
Zc[0][1] = -9.57206e-07 | -0.000103244
Zc[0][2] = 1.10963e-06 | 7.68508e-05
Zc[1][0] = -9.5909e-07 | -0.000103266
Zc[1][1] = 0.294918 | 0.000950924
Zc[1][2] = 0.0035691 | 7.5517e-05
Zc[2][0] = 1.10603e-06 | 7.70311e-05
Zc[2][1] = 0.00356909 | 7.51708e-05
Zc[2][2] = 0.184672 | 0.000607287
Filling data for loop COMM2, row 2
Filling data for loop COMM1, row 1
Filling data for loop SEPARATED, row 0

```

Fig. B.2: Mesaje emise de EDRC la simularea unuia dintre cazurile prezentate.

Schleife	F	Startnetz	f/MHz	R11/Ohm v	X11/Ohm	L11/nH	Kopplung/Ohm
COMM2	0.	/N\$10	1	0.19	0.5	79	COMM1: (0.0034, 0.052j);
COMM1	0.	/N\$416	1	0.3	0.81	1.3e+02	COMM2: (0.0034, 0.052j);
SEPARATED	0.	/N\$418	1	0.43	0.98	1.6e+02	COMM2: (0.0013, 0.039j);

Fig. B.3: Fereastra de afișare a rezultatelor simulării sub formă de text. Prin selectarea unei linii din tabel și activarea funcției "afișare grafică" se obțin imaginile de distribuție a curentului de retur. Coloanele semnificative conțin: numele portului (buclei), numele semnului în care s-a definit portul de intrare, frecvența, componentele impedanței de intrare văzută de la port (X_{ii} și R_{ii}), numele buclei cu care cuplajul este maxim și componentele acestuia (X_{ik} și R_{ik})

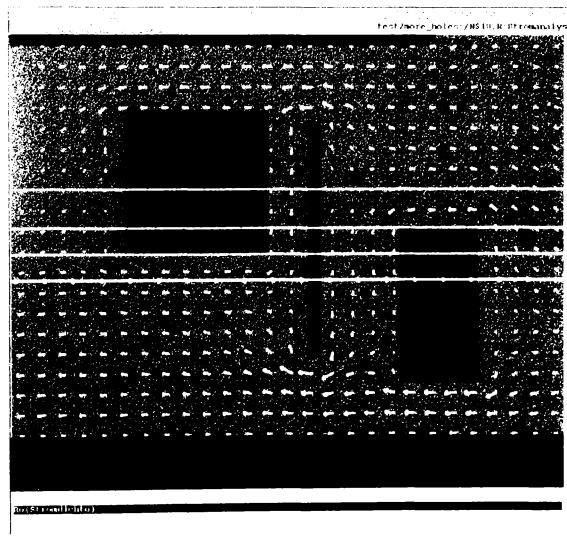


Fig. B.4: Două decupari rectangulare suplimentare afectează distribuția curentului de retur și impedanța buclei COMM2. La frecvența de 1 kHz la care are loc simularea impedanța este aproape pur rezistivă, iar distribuția curentului la fel ca și pentru frecvența zero.

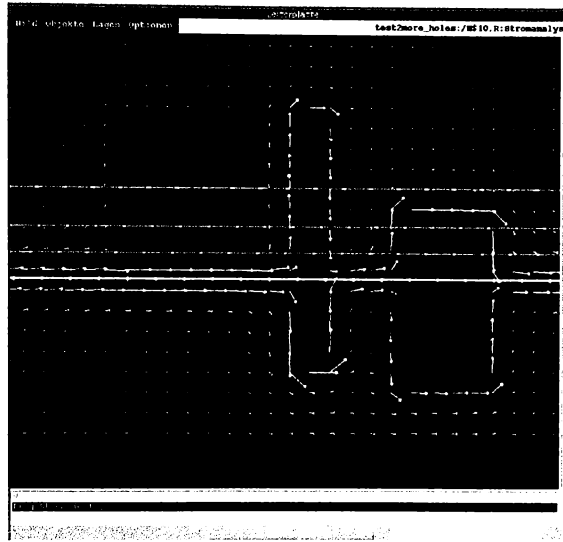


Fig. B.5: La frecvența de 25 MHz impedanța este aproape pur imaginară. Decuparea care nu este situată sub traseul semnalului COMM2 nu afectează impedanța văzută de acesta aproape deloc (spre deosebire de cazul frecvenței de 1 kHz, unde decuparea are ca efect o creștere a impedanței prin reducerea secțiunii transversale a ariei conductoare în dreptul decupării). Decuparea suplimentară din dreapta jos afectează dramatic distribuția curentului și, ca urmare, atât impedanța proprie a buclei, cât și cuplajul cu bucla COMM1 (sus).

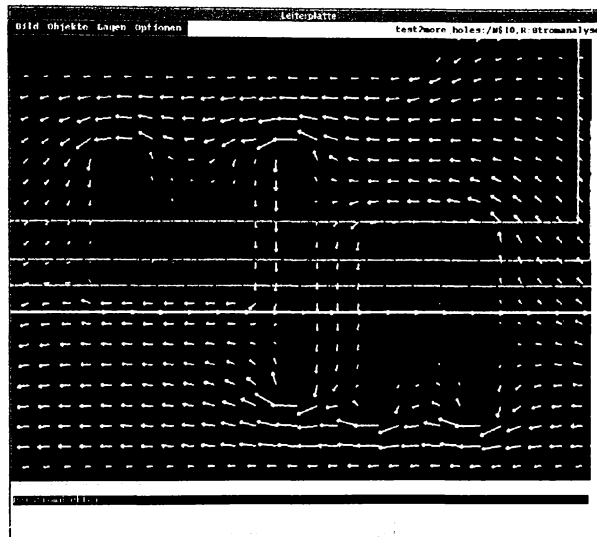


Fig. B.6: Umplerea parțială a decupărilor din versiunea anterioară (figura B.4), a condus la obținerea structurilor în formă de U din figură. Modificarea are un efect aproape neglijabil la frecvența de 1 kHz, deoarece curentul nu se ramifică decât puțin spre suprafețele conductoare din interiorul decupărilor. A fost reprezentată bucla COMM2.

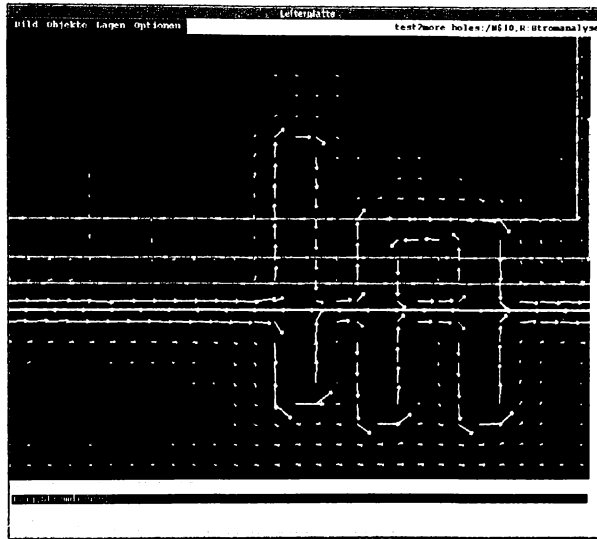


Fig. B.7: La frecvența de 25 MHz modificarea geometriei ariei conductoare se face simțită. Impedanța buclei COMM2 scade, însă cuplajul cu bucla COMM1 rămâne relativ același, deoarece, ca și în cazul prezentat în figura B.5, o bună parte a curentului de întoarcere pentru COMM2 se scurge exact sub o porțiune a traseului semnalului COMM1.

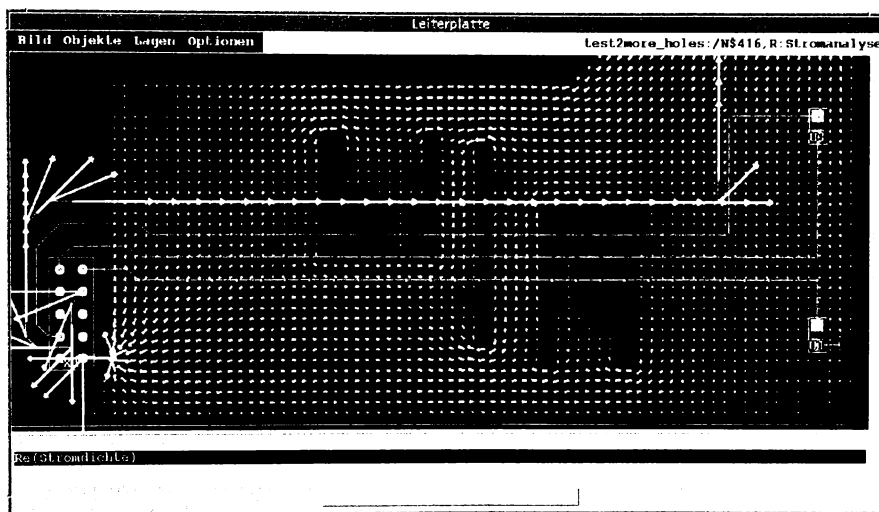


Fig. B.8: Simulare la 1kHz cu rezoluție crescută a rasterului de elemente, bucla COMM1. Se obțin mai multe puncte de evaluare a densității de curent, dar rezultatele rămân în limitele erorilor de calcul neschimbate.

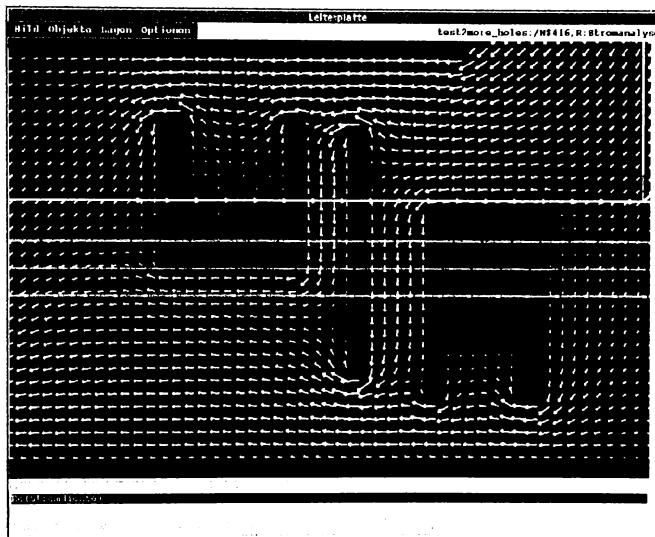


Fig. B.9: Detaliul al simulării la 1kHz cu rezoluție mărită, bucla COMML.

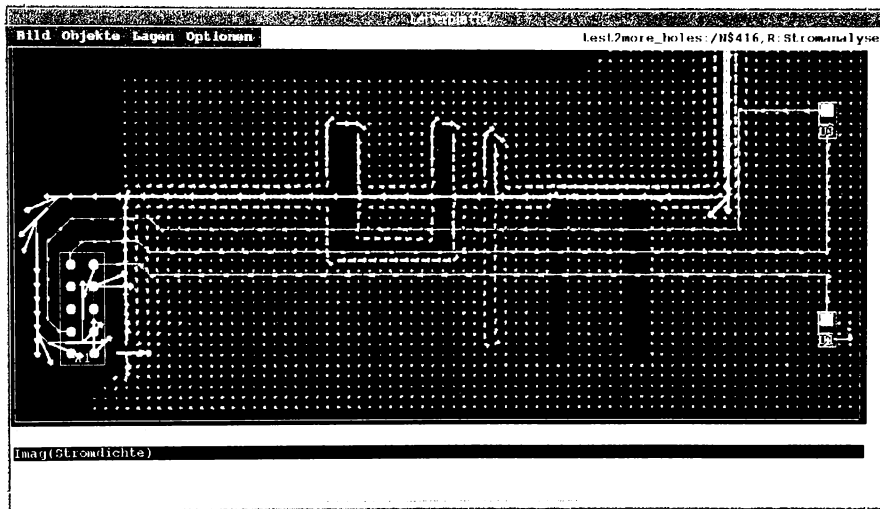


Fig. B.10: Simulare la 25MHz cu rezoluție sporită, bucla COMM.

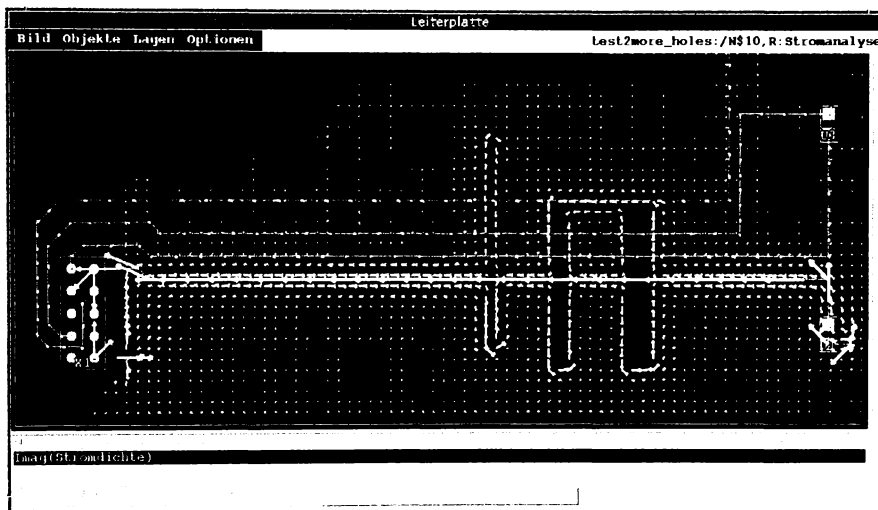


Fig. B.11: Simulare la 25MHz, rezoluție sporită, bucla COMM2.

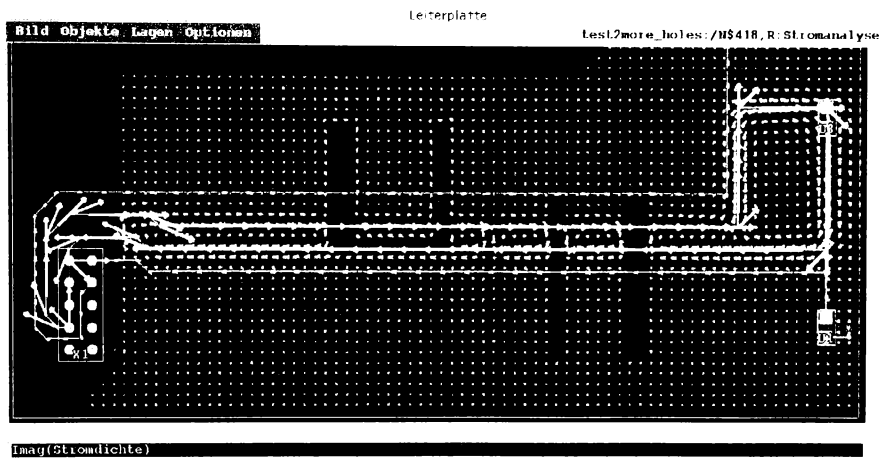


Fig. B.12: La frecvența de 25MHz curentul din bucla SEPARATED cauzează o distribuție a densității de curent în aria conductoare de valoare comparabilă cu cele cauzate de celelalte două bucle, deși este complet separată galvanic. De remarcat este distribuția sub formă ciclică a curentului în aria conductoare.

Anexa C

Algoritm GMRES în limbajul RLAB

Se prezintă o implementare a algoritmului GMRES cu preconditionare, conform descrierii din capitolul 3. Această versiune a servit ca model experimental pentru versiunea finală în C++ și este scrisă pentru interpretorul RLAB. Ca punct de plecare al acestei implementări a servit un exemplu din [64]. În forma prezentată aici a fost modificată tratarea matricilor, care admit acum ca elemete și numere complexe.

```
# ===== GMRES =====  
#  
# This function solves the linear system Ax=b using the  
# Generalized Minimal Residual method with restarts .  
#  
# Details of this algorithm are described in "Templates for the  
# Solution of Linear Systems: Building Blocks for Iterative  
# Methods", Barrett, Berry, Chan, Demmel, Donato, Dongarra,  
# Eijkhout, Pozo, Romine, and van der Vorst, SIAM Publications,  
# 1993. (ftp netlib2.cs.utk.edu; cd linalg; get templates.ps).  
#  
# RLAB version: Flaviu Popp Nowak, popp@nf.fh-nuernberg.de  
# This GMRES version works fine with complex A, B and M  
#  
# </ x, error, iter, flag /> = gmres( A, x, b, M, restrt, max_it, tol )  
#
```

```

# input (arguments):

# A      COMPLEX nonsymmetric positive definite matrix
# x      COMPLEX initial guess vector
# b      COMPLEX right hand side vector
# M      COMPLEX preconditioner matrix
# restrt INTEGER number of iterations between restarts
# max_it INTEGER maximum number of iterations
# tol    REAL    error tolerance
#
# output (returned list)
# x      COMPLEX solution vector
# error  REAL    error norm
# iter   INTEGER number of iterations performed
# flag   INTEGER 0 = solution found to tolerance
#          1 = no convergence for the given max_it
#

gmres = function ( A, x, b, M, restrt, max_it, tol )
{
  printf("starting gmres\n");
  iter = 0; # initialization flag = 0;
  bnorm2 = norm(M \ b, "2");
  if( bnorm2 == 0.0 ) { bnorm2 = 1.0; }
  r = M \ ( b-A*x );
  beta = norm(r, "2");
  err = beta / bnorm2;
  if ( err < tol ) {return <<x; err; iter; flag>>;}
  sizvec = size(A);
  n = sizvec[1];
  # initialize the workspace
  m = restrt;
  V = zeros(n,m+1);
  H = zeros(m+1,m);
  cs = zeros(m,1);
  sn = zeros(m,1);
  s = zeros(m,1);
  iter = 0;
}

```

```

while(iter <= max_it)
{
    # begin iteration
    r = M \ ( b-A*x );
    V[ ; 1] = r / norm( r, "2" );
    s[1:m] = zeros(m,1);
    s[1] = beta; // initial norm
    i = 0;
    while(i <= m && iter <= max_it)
    {
        i++; iter++;
        # V and i must be orthogonal here
        # construct the orthonormal basis using Gram-Schmidt
        w = M \ ( A * V[ ; i] );
        for (k in 1:i)
        {
            H[k; i] = dot(V[ ; k], w); # 'dot' is the complex inner product
            w = w - H[k; i] * V[ ; k];
        }
        H[i+1; i] = norm( w, "2" );
        V[ ; i+1] = w / H[i+1; i];
        for( k in 1:i-1)
        {
            # apply Givens rotation
            temp = cs[k]*H[k;i] + sn[k]*H[k+1;i];
            H[k+1;i] = -sn[k]*H[k;i] + cs[k]*H[k+1;i];
            H[k;i] = temp;
        }
        # form i-th rotation matrix
        rtmp1 = abs(H[i;i]);
        rtmp2 = abs(H[i+1;i]);
        length = sqrt(rtmp1*rtmp1 + rtmp2*rtmp2);
        cs[i] = H[i;i]/length;
        sn[i] = H[i+1;i]/length;

        temp = cs[i]*H[i;i] + sn[i]*H[i+1;i];
        H[i+1;i] = -sn[i]*H[i;i] + cs[i]*H[i+1;i];
        H[i;i] = temp;
    }
}

```



```

# H[i+1;i] is expected to be 0 here

temp = cs[i]*s[i];
s[i+1] = -sn[i]*s[i];
s[i] = temp;
err = abs(s[i+1]) / bnorm2;
if ( err <= tol )
{
    # update approximation and exit
    y = H[1:i ; 1:i] \ s[1:i]; # backsolve for y
    x = x + V[ ; 1:i] * y;
    break;
}
}
if ( err <= tol ) { break }
y = H[1:m; 1:m] \ s[1:m];
x = x + V[ ; 1:m] * y; # update approximation
r = M \ ( b-A*x ); # compute residual
s[i+1] = norm(r, "2");
err = s[i+1] / bnorm2;
# check convergence
if ( err <= tol ) { break }
} # end while(iter <= max_it)
if ( err > tol ) { flag = 1; } # set flag if the tolerance is not reached
return <<x; err; iter; flag>>;
}; # END of gmres.r

```

RLAB este de domeniul public și, fiind distribuit sub formă de surse în C, ușor portabil pe aproape orice platformă. Operațiile matriciale sunt realizate prin apeluri la biblioteca LAPACK, de asemenea publică, deosebit de eficientă și fiabilă. În plus, sintaxa sa este suficient de asemănătoare pachetului MATLAB pentru a permite o conversie în ambele sensuri fără dificultăți majore.

Anexa D

Relații de calcul a inductanței parțiale

Pentru un segment conductor rectangular, ale cărui dimensiuni sunt l , w și h , conform fig.D.1.

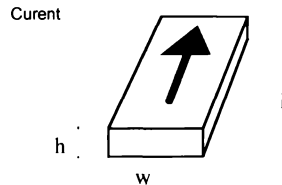


Fig. D.1: Conductor rectangular. Lungimea (l) este orientată pe direcția curgerii curentului. Fiecare suprafață transversală de la capete ($w \times h$) se consideră echipotențială.

Se introduc următoarele notații, reprezentând normări ale dimensiunilor:

$$u = \frac{l}{w}$$
$$\omega = \frac{h}{w}$$

Inductanța parțială proprie a segmentului paralelipipedic raportată la lungime, calculată pentru direcția de curgere a curentului marcată în fig.D.1, este dată

de relația:

$$\begin{aligned}
\frac{L_{pvi}}{l} &= \frac{2\mu}{\pi} E_1, \text{ unde} \\
E_1 &= \frac{\omega^2}{24u} \left[\ln \left(\frac{1+A_2}{\omega} \right) - A_5 \right] \\
&+ \frac{1}{24u\omega} [\ln(\omega + A_2) - A_6] + \frac{\omega^2}{60u} (A_4 - A_3) \\
&+ \frac{\omega^2}{24} \left[\ln \left(\frac{u+A_3}{\omega} \right) - A_7 \right] + \frac{\omega^2}{60u} (\omega - A_2) \\
&+ \frac{1}{20u} (A_2 - A_4) + \frac{u}{4} A_5 - \frac{u^2}{6\omega} \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{uA_4} \right) \\
&+ \frac{u}{4\omega} A_6 - \frac{\omega}{6} \tan^{-1} \left(\frac{u}{\omega A_4} \right) + \frac{A_7}{4} - \frac{1}{6\omega} \tan^{-1} \left(\frac{u\omega}{A_4} \right) \\
&+ \frac{1}{24\omega^2} [\ln(u + A_1) - A_7] + \frac{u}{20\omega^2} (A_1 - A_4) \\
&+ \frac{1}{60\omega^2 u} (1 - A_2) + \frac{1}{60\omega^2 u} (A_4 - A_1) + \frac{u}{20} (A_3 - A_4) \\
&+ \frac{u^3}{24\omega^2} \left[\ln \left(\frac{1+A_1}{u} \right) - A_5 \right] + \frac{u^3}{24\omega^2} \left[\ln \left(\frac{\omega + A_3}{u} \right) - A_6 \right] \\
&+ \frac{u^3}{24\omega^2} [(A_4 - A_1) + (u - A_3)] \tag{D.1}
\end{aligned}$$

unde s-au mai folosit următoarele notații:

$$\begin{aligned}
A_1 &= \sqrt{1+u^2}; \\
A_2 &= \sqrt{1+\omega^2}; \\
A_3 &= \sqrt{\omega^2+u^2}; \\
A_4 &= \sqrt{1+\omega^2+u^2}; \\
A_5 &= \ln \left(\frac{1+A_4}{A_3} \right); \\
A_6 &= \ln \left(\frac{\omega+A_4}{A_1} \right); \\
A_7 &= \ln \left(\frac{u+A_4}{A_2} \right).
\end{aligned}$$

Pentru conductoare foarte plate, la care ω are valori foarte mici, relația D.1 conduce la erori de calcul mari. Pentru acest caz se poate aplica relația

D.2, valabilă pentru $\omega < 0.01$.

$$\begin{aligned} \frac{L_{pii}}{l} &= \frac{\mu}{6\pi} E_2, \text{ unde} \\ E_2 &= 3 \ln \left(u + \sqrt{u^2 + 1} \right) + u^2 + \frac{1}{u} \\ &\quad + 3u \ln \left(\frac{1}{u} + \sqrt{\frac{1}{u^2} + 1} \right) \\ &\quad - \left[u^{\frac{4}{3}} + \left(\frac{1}{u} \right)^{\frac{2}{3}} \right]^{\frac{3}{2}} \end{aligned} \quad (D.2)$$

Această din urmă relație este potrivită pentru evaluarea L_{pii} pentru elemente RL derivate din conductoarele cablajelor imprimate. Este de remarcat că un traseu de cablaj deosebit de îngust (de ordinul sutelor de μm) nu se mai încadrează în acest caz (de exemplu $w \times h = 200\mu \times 50\mu$), în general valabil însă pentru elementele corespunzătoare insulelor de cupru (lățime de ordinul mai multor mm). Pentru o evaluare corectă în toate cazurile, este de dorit ca programul să selecteze relația adecvată pentru fiecare pereche de elemente pe baza dimensiunilor și poziției relative a acestora. Alte formule utile, de exemplu pentru calculul inductanței între două filamente cu poziție relativă arbitrară, pot fi găsite în [40].

Bibliografie

- [1] A. E. Ruehli, "*Equivalent circuit models for three-dimensional multiconductor systems*", IEEE Trans. Microwave Theorie Tech., vol. MTT-22, No.3, Martie 1974
- [2] K. J. Scott, "*Practical simulation of printed circuit boards and related structures*", John Wiley & Sons, 1994.
- [3] A. E. Ruehli, "*Inductance calculations in a complex integrated circuit environment*", IBM J. Res. Develop. No.16, p.470-480, Sept.1972,
- [4] A. E. Ruehli, "*Survey of computer-aided electrical analysis of integrated circuit interconnections*", IBM J. Res. Develop. vol.23, p.626-639, Nov. 1979.
- [5] H. Grabinski, "*Theorie und Simulation von Leiterbahnen*", Springer-Verlag Berlin Heidelberg 1991.
- [6] K. Nabors, F. T. Korsemeier, F. T. Leighton, J. White, "*Preconditioned, adaptive, multipole-accelerated iterative methods for three-dimensional potential integral equations of the first kind*", (<ftp://ftp.rle-vlsi.edu>)
- [7] L. M. Silveira, M. Kamon, J. White, "*Efficient reduced-order modeling of frequency-dependent coupling inductances associated with 3-D interconnect structures*", 32nd ACM/IEEE Design Automation Conference, 1995
- [8] K. Nabors, J. White, "*Fastcap: A multipole accelerated 3-D capacitance extraction program*", IEEE Trans. on CAD of Integrated Circuits and Systems, vol. 10, p.1447-1459, Nov. 1991.

- [9] K. Nabors, S. Kim, J. White, "*Fast capacitance extraction of general three-dimensional structures*", IEEE Trans. Microwave Theory tech. vol.40, p.1496-1506, July 1992
- [10] K. Nabor, "*Efficient three-dimensional capacitance calculations*", teză de doctorat, Massachusetts Institute of Technology, 1993.
- [11] M. Kamon, "*Efficient techniques for inductance extraction of complex 3-D geometries*", M.S. Thesis, MIT, February 1994.
- [12] M. Kamon, B. Krauter, J. Phillips, L. T. Pillegi, J. White, "*Two optimisations to accelerated method-of-moments algorithms for signal integrity analysis of complicated 3-D packages*", 33rd ACM/IEEE Design Automation Conference, June 1996, LasVegas, USA.
- [13] L. M. Silveira, M. Kamon, J. White, "*Algorithms for coupled transient simulation of circuits and complicated 3-D packaging*", Proc. of 44th Electronic Components and Tech. Conf., p.962-970, Washington D.C, May 1-4,1994
- [14] Luis Miguel Silveira, "*Model Order Reduction Techniques for Circuit Simulation*", Phd Thesis, Massachusetts Institute of Technology, May 1994
- [15] Nuno Marques, Mattan Kamon, L. Miguel Silveira, "*A Mixed Nodal-Mesh Formulation for Efficient Extraction and Passive Reduced-Order Modeling of 3D Interconnects*", Proceedings of the 35th Design Automation Conference, San Francisco, California, June 1998
- [16] L. Miguel Silveira and Mattan Kamon, "*Algorithms for Efficient 3-D Interconnect Modeling and Coupled Circuit Simulation*", European Conference on Circuit Theory and Design, Budapest, Hungary, September 1997.
- [17] L. Miguel Silveira and Mattan Kamon, "*Coupled Circuit-Interconnect Modeling and Simulation*", Cadence Technical Conference, pages 83-88, Keystone, Colorado, May 1997
- [18] L. Miguel Silveira and Mattan Kamon, "*Coupled Circuit-Interconnect Modeling and Simulation*", VLSI'97 IX IFIP International Conference on VLSI, Gramado, Rio Grande do Sul, Brasil, Agosto 1997.

- [19] M. Kamon, "*FastHenry: A multipole-accelerated 3-D inductance extraction*", ftp://ftp.rle-vlsi.edu
- [20] J. White, J. R. Phillips, T. Korsemeier, "*Comparing precorrected-FFT and fast multipole algorithms for solving three-dimensional potential integral equations*", ftp://ftp.rle-vlsi.edu
- [21] J. R. Phillips, "*Error and complexity analysis for a collocation-grid-projection plus precorrected-FFT algorithm for solving potential integral equations with Laplace or Helmholtz Kernels*", 32nd ACM/IEEE Design Automation Conference, 1995
- [22] K. Nabor, T. Korsemeier, F. T. Leighton, J. White, "*Preconditioned, adaptive, multipole-accelerated and iterative methods for three-dimensional first-kind integral equations of potential theory*", SIAM J. Sci. Comput.,15, 1994.
- [23] J. R. Phillips, J. White, "*Efficient capacitance extraction of 3d structures using generalized pre-corrected FFT methods*", ftp://ftp.rle-vlsi.edu
- [24] B. Krauter, Yu Xia, Aykut Dengi, L. T. Pillegi, "*A sparse image method for BEM capacitance extraction*", 33rd ACM/IEEE Design Automation Conference, June 1996, LasVegas, USA.
- [25] J. R. Phillips, Eli Chiprout, David D. Ling, "*Efficient full-wave electromagnetic analysis via model-order reduction of fast integral transforms*", 33rd ACM/IEEE Design Automation Conference, June 1996, LasVegas, USA.
- [26] M. Kamon, Steve S. Majors, "*Package and interconnect modeling of the HFA3624, a 2.4 GHz RF to IF converter*", 33rd ACM/IEEE Design Automation Conference, June 1996, LasVegas, USA.
- [27] W. Sun, W. W-M. Dai, W. Hong, "*Fast parameter extraction of general three-dimension interconnects using geometry independent measured equation of invariance*", 33rd ACM/IEEE Design Automation Conference, June 1996, LasVegas, USA.
- [28] N. R. Aluru, V. B. Nadkarni, J. White, "*A parallel precorrected FFT based capacitance extraction program for signal integrity analysis*", 33rd ACM/IEEE Design Automation Conference, June 1996, LasVegas, USA.

- [29] J. Tausch, J. White, "*Multipole accelerated capacitance calculation for structures with multiple dielectrics with high permittivity ratios*", 33rd ACM/IEEE Design Automation Conference, June 1996, LasVegas, USA
- [30] E. Tuncer, B. T. Lee, S. Kim, D. P. Neikirk, "*Interconnect series impedance determination using a surface ribbon method*", IEEE 3rd Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, p.250-252, Monterey, CA, Nov.2-4, 1994.
- [31] E. Tuncer, D. P. Neikirk, "*Highly accurate quasi-static modeling of microstrip lines over lossy substrates*", IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol2, p.409-411,1992.
- [32] E. Tuncer, "*Extraction of parameters for high speed digital interconnects*", Techn. report, Department of Electrical and Computer Engineering, Univ. of Texas at Austin, 1995
- [33] B. T. Lee, D. P. Neikirk, "*Minimum segmentation in the surface ribbon method for series impedance calculations of microstrip lines*", IEEE 5th Topical Meeting on electronic performance of Electronic Packaging, Napa, 1996
- [34] B. T. Lee, E. Tuncer, D. P. Neikirk, "*Efficient 3-D series impedance extraction using effective Internal Impedance*", IEEE 4th Topical Meeting on electronic performance of Electronic Packaging, p.220-222, Portland 1995.
- [35] A. Englmaier, "*Mesh current method for computing the current distribution in planar conductor surfaces and possible applications in circuit simulation*", EuroDAC 1995
- [36] J. E. Bracken, "*Passive modeling of linear interconnect networks*", Tech. rep, Dept. of Electrical and Computer Eng., Carnegie Mellon Univ, Pittsburgh, 1993, <http://www.cmu.edu>.
- [37] J. E. Bracken, V. Raghavan, R. A. Rohrer, "*Interconnect analysis with asymptotic waveform equation*" IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundam. Theory Appl. 39, p.869-878, 1992.

- [38] J. E. Bracken, "*Interconnect simulation with asymptotic waveform simulation*", Teză de doctorat, Dept. of Electrical and Computer Eng., Carnegie Mellon Univ, Pittsburgh, 1994.
- [39] N. P. van der Meijs, T. Smedes, "*Accurate interconnect modeling: towards multi-million transistor chips as microwave circuits*", <http://www.et.tudelft.nl>
- [40] F. W. Grover, "*Inductance calculations, working formulas and tables*", Dover Publications, New York, 1962.
- [41] C. Hoer, C. Love, "*Exact inductance calculations for rectangular conductors with applications to more complicated geometries*", J.Res.Natl. Bureau Standards,69C, p.127-137,1965
- [42] L. Greengard, V. Rokhlin, "*A fast article for particle simulations*", Journal of Computational Physics, 73, p235-348, 1987.
- [43] L. Greengard, "*The rapid evaluation of potential fields in particle systems*", teză de doctorat, The Massachusetts Institute of Technology, 1987. (lucrare premiată de ACM, ISBN 0-262-07110-X)
- [44] T. H. Hubing, "*Survey of numerical electromagnetic modeling techniques*", Technical Report TR91-1-001.3, University of Missouri-Rolla, 1991
- [45] T. Vu. Dinh, B. Cabon, J. Chilo "*New skin effect equivalent circuit*", Electronic Letters, Vol.26, No.19, September 1990
- [46] G. J. Pringle, "*Numerical study of three-dimensional flow using fast parallel particle algorithms*", teză de doctorat, Department of Mathematics, Napier University, Edinburgh, 1994.
- [47] J. A. Board, Z. S. Hakura, W. D. Elliott, D. C. Gray, W. J. Blanke, J. F. Leathrum, "*Scalable implementations of multipole-accelerated algorithms for molecular dynamics*", Technical Report 94-002, Duke University, Dept. of electrical engineering, Durham, 1994
- [48] W. D. Elliott, J. A. Board, "*Fast fourier transform accelerated fast multipole algorithm*", Technical Report 94-001, Duke University, Dept. of electrical engineering, Durham, 199

- [49] J. K. Singer, "*The parallel fast multipole method in three dimensions*", Research report UH/MD-193, Univ. of Houston, 1995
- [50] J. P. Singh, C. Holt, T. Totsuka, A. Gupta. "*A parallel adaptive fast multipole method*", Association for Computing Machinery, 1993
- [51] J. D. Jackson, "*Classical electrodynamics*", John Wiley and Sons, New York, 1974
- [52] M. Preda, P. Cristea, F. Spinei, "*Bazele electrotehnicii*", Editura didactică și pedagogică București, 1980.
- [53] I.Gh. Șabac, "*Matematici speciale*", p.308-320, Editura didactică și pedagogică București, 1965.
- [54] T. Ottmann, P. Widmayer, "*Algorithmen und Datenstrukturen*", BI-Wiss.-Verl., Mannheim; Leipzig; Wien; Zürich, 1993.
- [55] C. Ionescu Texe, I. Zsakó, "*Structuri arborescente cu aplicațiile lor*", Ed. Tehnică București, 1990.
- [56] E. Pop, I. Naforniță, V. Tiponuț, A. Mihăescu, L.Toma, "*Metode în prelucrarea numerică a semnalelor*", Editura Facla, Timisoara, 1986.
- [57] F. P. Preparata, M. Shamos, "*Computational geometry: an introduction*", Springer 1985
- [58] M. J. Laszlo, "*Computational geometry and computer graphics in C++*", Prentice Hall, Upper Saddle River, 1996.
- [59] T. Pavlidis, "*Algorithms for graphics and image processing*", Computer Science Press, Rockville, 1982
- [60] B. R. Vatti, "*A generic solution to polygon clipping*", Communications of th ACM, 35, p.56-63, iulie 1992.
- [61] K. Schutte, "*An edge labeling approach to concave polygon clipping*", preprint, submitted to ACM Transactions on Graphics, 1995.
- [62] I. C. F. Ipsen, C. D. Meyer, "*The idea behind Krylov methods*", Technical Report CRSC-TR97-3, Dep.of Math, North Carolina State Univ., Raleigh USA

- [63] Y. Saad and M. H. Schultz, "GMRES: A generalized minimal residual algorithm for solving nonsymmetric linear systems", SIAM Sci. Stat. Comput., vol 7, p.856-869, 1986.
- [64] R. Barrett, M. Berry, T. Chan, J. Demmel, J. Donato, J. Dongarra, V. Eijkhout, R. Pozo, Ch. Romine, H. Van der Vorst, "Templates for the solution of linear systems: building blocks for iterative methods", SIAM 1994, Philadelphia, PA ([ftp://www.netlib.org /templates/templates.ps](ftp://www.netlib.org/templates/templates.ps))
- [65] S. Wolfram, "The Mathematica Book", 3rd ed. Wolfram Media/Cambridge University Press, 1996.
- [66] S. B. Huq, "Understanding and Using IBIS models for Signal Integrity Analysis", High-level Electronic System Design Conference (HESDC) 1997.
- [67] B. Ross, "Practical Issues with IBIS Models", PCB Design Conference East, Sept. 1997
- [68] S. B. Huq, Ease System Simulation with IBIS Device Models - Electronic Design, Dec. 1996
- [69] B. Ross, S. Huq, J. Powell, "IBIS Models for Signal Integrity Applications" Electrical Engineering Times, A CMP Publication September 2, 1996.
- [70] W. Hobbs, A. Muranyi, R. Rosenbaum, D. Telian, "I/O-buffer modeling spec simplifies simulation for high-speed systems" Technical report, version 1.8 September 26, 1994
- [71] K.-H. Wirth, "Planare Mehrlagen-Mehrleiter-Strukturen mit Verlusten", teză de doctorat, Technische Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, 1991.
- [72] F. Popp-Nowak, G. Rötter, J. Siegl, K.-H. Wirth, "Automatische Überprüfung von EMV-Regeln", F&M 10/97, p.718-721.
- [73] A. Ignea, "Măsurări și teste în compatibilitatea electromagnetică", Waldpress, Timisoara 1996.

- [74] E. Haselhoff, "*Printed circuit board for improved electromagnetic compatibility*", Texas Instruments, Application Laboratory, Application note EB215E, 1996
- [75] D. Hockanson, J. Nuebel, "*Report on the efficacy of split groundplanes as an EMI deterrent*", Technical Report TR97-1-120, University of Missouri-Rolla, 1997
- [76] ***AMD, "*High-speed-board design techniques*", Advanced Micro Devices, Application note #16356 Rev.B, 1993
- [77] P. Nonhoff-Arps, "*Auf Herz und Nieren: EMV Tools für die Leiterplatten-Entwicklung*", ELRAD Heft 10,1996
- [78] C. Dirks, "*Wege zur EMV-gerechten Leiterplatte*", Elektronik 25, 1995.
- [79] M. Zimmermann, G. Auderer, "*Chips auf dem EMV-Prüfstand*", Elektronik 25, 1995.
- [80] J. Franz, "*Entstördienst: EMV-gerechtes Design elektronischer Schaltungen, Teil 1*", ELRAD Heft 7, 1995
- [81] D. Gospodaric, "*Störprobleme früh erkennen. Numerische Feldanalyse sichert Integrität*", Elektronik 25, 1995.
- [82] ZVEI Arbeitskreis, vorsitz. H.Schindler, "*Leitfaden für den EMV-gerechten Entwurf von ICs und Elektroniksystemen*", Fachverband Bauelement der Elektronik im Zentralverband Elektronik- und Elektronikindustrie e.V., Ausgabe 1.1, Nürnberg, 1992
- [83] H. Huse, G. Auderer, "*EMV muß kein problem sein. Tips und Hinweise zum EMV-gerechten Entwurf*", Elektronik 4, 1992.
- [84] K. H. Wirth, "*Programmbeschreibung zu LAYOUT_BOARD_SIM Version 1.3*", comunicare personală, 1993
- [85] K.-H. Wirth, "*RFSPICE Command Reference Version 2.2.0*", documentație internă, 1992
- [86] A. Rodewald, "*Elektromagnetische Verträglichkeit. Grundlagen, Experimente, Praxis*", Vieweg, Braunschweig/Wiesbaden, 1995.

[87] *** INCASES, Sultan 1.4, "*Format specification EMC-Workbench 2.0*",
1995

AN ORIGINAL BINDOMATIC DFS COVER
Imperial White 15 mm for 121-158 sheets

123P