6. Simularea Electromagnetică a Circuitelor de Microunde

6.1. Introducere

În timp ce teoria şi experimentul rămîn stîlpii de bază ai ingineriei, medelarea şi simularea numerică reprezintă un al treilea care susţine, completează şi uneori îi înlocuieşte pe primi doi.
Proiectarea bazată pe cîmp a devenit necesară datorită evoluţiei sistemelor analogice şi digitale spre viteze de tact ridicate, frecvenţe mai mari, benzi mai largi, densităţi de încapsulare mai mari şi complexităţi mai mari. Deşi soluţiile de cîmp necesită timp de calcul şi memorie mai mari decît soluţiile de circuit, ele pot lua însă în considerare toate interacţiunile parazite, efectele încapsulării şi natura distribuită a cîpurilor în structură. Mai mult, o simulare de cîmp poate fi folosită pentru a genera modele echivalente de circuit realiste, care includ efectele parazite şi pe cele distribuite.
Dezvoltatorii de simulatoare de cîmp fac eforturi deosebite pentru ca utilizatorii să poată rezolva problemele electromagnetice fără cunoştinţe de expert în domeniul metodelor numerice utilizate în respectivele programe. Totuşi, un utilizator care cunoaşte propietăţile fundamentale ale metodei implementate în simulator va fi mai bine pregătit să exploateze întreaga capacitate a programului, să obţină mai rapid rezultate fiabile şi să evite erorile care pot apărea datorită limitărilor metodei numerice utilizate.

6.2. Analiza şi proiectarea în microunde

Tehnologia microundelor utilizează componente cu dimensiuni de ordinul de mărime al lungimii de undă. Prin urmare, propietăţile electrice ale acestora depind puternic de geometria lor, de topologie ca şi de propietăţile spaţiului înconjurător şi a capsulei în cazul structurilor deschise. În consecinţă, definiţiile tradiţionale ale tensiunii, curentului şi impedanţei nu mai sunt adecvate. În schimb, vectorii cîmp electric si magnetic, care

satisfac ecuaţiile lui Maxwell, sunt mărimile necunoscute cele mai importante, tensiunea şi curentul fiind mărimi secundare, deduse din cîmpuri prin integrare pe anumite curbe de care ele depind. Mai mult decît atît, deoarece soluţiile de cîmp au natură ondulatorie, specificatiile sunt date de obicei în termeni de reflexii şi transmisii, în loc de impedanţă sau admitanţă care sunt prevalente în teoria clasică de circuit. Prin urmare, sarcina inginerului de microunde este următoarea: *să stabilească o relaţie între geometria sau topologia unei componente şi funcţionalitatea sa*.
Topologia unei structuri electromagnetice poate fi foarte complexă şi poate avea multe grade de libertate (adica multe variabile care o descriu), în special cînd este discretizată în elemente mai mici, în timp ce funcţionalitatea este de obicei mai puţin complexă şi poate fi descrisă prin mai puţine variabile independente (adică grade de libertate), ca în fig.6.1

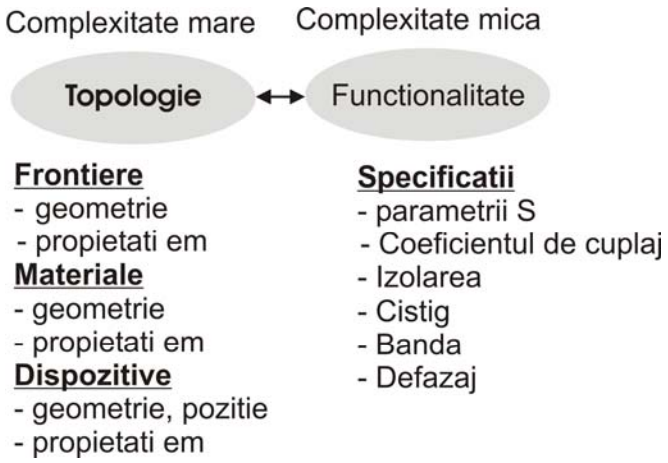

Fig.6.1. Componentele topologiei şi funcţionalităţii unei structuri electromagnetice

Dacă cunoaştem topologia unei structuri, putem obtine funcţionalitatea sa prin analiză electromagnetică. Rezultatul analizei este unic şi trebuie să fie acelaşi, indiferent de metoda utilizată, în cadrul marginii acesteia de eroare. Sinteza electromagnetică este procesul invers şi nu are de obicei rezultate unice deoarece functionalitatea este descrisa prin mai puţine grade de libertate decît topologia. Cu alte cuvinte, aceeaşi funcţionalitate poate fi realizată prin diferite topologii. De exemplu, un filtru trece bandă în ghid de

undă, poate contine fie fante inductive, fie şuruburi inductive, de diferite secţiuni. Aceste este motivul pentru care ptoiectarea este considerata mai mult o arta, in timp ce analiza mai mult o ştiinţă, fig.6.2.

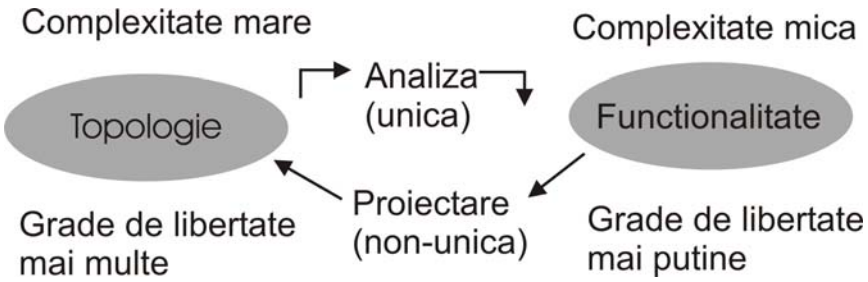

Fig.6.2. Analiza şi sinteza electromagnetică

O alternativă la sinteza electromagnetica este analiza cu optimizare., în care o topologie iniţială este repetat analizată şi strategic modificată pînă cînd sunt atinse specificaţiile, fig.6.3.

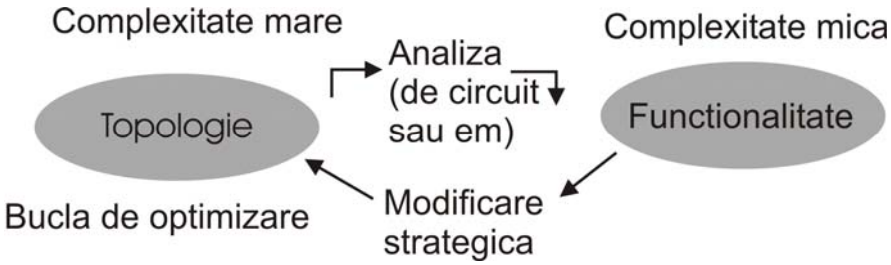

Fig.6.3. Analiza şi optimizarea electromagnetică

În fapt, analiza cu optimizare a devenit paradigma dominantă proiectarea asistată de calculator (CAD) în domeniul microundelor., în timp ce sinteza electromagnetică este încă în faza de cercetare.

6.3. Metode in analiza electromagnetică

Analiza electromagnetică înseamnă a găsi funcţii care să reprezinte cîmpul şi/sau sursa astfel încît:

- să satisfacă ecuaţiile lui Maxwell
- să satisfacă toate condiţiile la limită
- să satisfacă toate condiţiile de interfată şi material
- să satisfacă toate condiţiile de excitaţie

Metodele de analiză electromagnetică pot fi clasificate astfel:
(a) **Metode analitice**. Soluţii în termeni de functii analitice pot fi găsite pentru un număr foarte restrîns de situaţii (de exemplu ghiduri şi rezonatoare dreptunghiulare). În ciuda acestei aplicabilităţi foarte restrînse, soluţiile analitice sunt foarte utile pentru validarea metodelor numerice datorită ele sunt singurele soluţii lipsite total de erori.
(b) **Metode semianalitice**. Acestea presupun o procesare analitică foarte extinsă a problemei de cîmp, care are ca rezultat o integrală complicată, o serie infinită, o formulă variaţională, o aproximare asimptotică, adică expresii care necesită o tratare pe calculator pentru a obţine soluţia cantitativă.
(c) **Metodele numerice**. Acestea transformă ecuaţiile integrale, sau diferenţiale, ale lui Maxwell într-o formulare discretă aproximativă care necesită pentru rezolvare fie inversarea unei matrici foarte mari, fie o procedură iterativă. Nu este uşor pentru un începător să evalueze echilibrat şi imparţial aspectele tari şi slabe ale acestor metode, cu atît mai mult cu cît cercetătorii si vînzătorii au tendinţa chiar de a ideologiza tipul de simulatoare pe care ei le-au adoptat sau manageriat. Se impune deci o discuţie asupra tuturor metodelor numerice cu privere la ceea ce au ele în comun şi ce le deosebeşte.

6.4. Caracteristici comune tuturor metodelor numerice

Scopul metodelor numerice în electromagnetism este de a găsi solutii aproximative ecuaţiilor lui Maxwell (sau unor ecuaţii derivate din acestea) care satisfac condiţii pe frontiera şi iniţiale date. Formularea unei probleme electromagnetice revine la a specifica *propietăţile* pe care o soluţie trebuie să le aibă. Aceste propietăţi pot fi specificate diferenţial (adică local) sau integral (adică global), atît în spaţiul ocupat de cîmp cît şi pe frontierele acestuia. Din punct de vedere matematic acest lucru revine la a rezolva o ecuaţie diferenţială sau o ecuaţie integrală, supusă la anumite condiţii.
Pentru a realiza pe calculator această activitate, trebuie să o formalizăm în aşa fel încît ea să convergă precis, repede şi fiabil într-un număr cît mai

mare de scenarii electromagnetice diferite. Baza unei asemenea formalizări pe calculator este tehnica clasica matematică a aproximării unei funcții $f(x)$ (necunoascuta noastră) printr-o sumă de funcții cunoscute $f_n(x)$, numite *funcții de dezvoltare* (sau *funcții bază*).

$$f(x) \approx \sum_n \alpha_n \cdot f_n(x) \tag{6.1}$$

Ponderea sau *coeficientul* α_n a fiecărei funcții de dezvoltare trebuie să fie determinat în aşa fel încit suma să aproximeze funcția cit mai bine posibil. Un xemplu tipic este reprezentarea unei funcții printr-o serie Fourier. În acest caz, funcțiile de dezvoltare f_n sunt sinus şi cosinus, iar α_n sunt coeficienții Fourier ai funcțiilor de dezvoltare. În fapt, toate metodele numerice în electromagnetism folosesc această strategie clasică: soluția cautată este exprimată ca o sumă de funcții de dezvoltare cunoscute, cu ponderi necunoscute. Acestea se determină în aşa fel încît suma din relația (6.1) să satisfacă, cît mai bine posibil, toate criteriile statutate în formularea problemei. Este de subliniat că oricare metodă (a momentelor, cu element finit, cu diferențe finite sau TLM) poate fi formulată şi interpretată în aceşti termeni, chiar dacă ele sunt în mod obişnuit deduse şi statutate diferit.

6.5. Diferențe între metodele numerice

Diferentele dintre diversele ode numerice rezidă în următoarele:

- mărimea electromagnetică care este aproximată;
- funcțiile de dezvoltare care sunt utilizate pentru a aproxima soluția cătată;
- strategia folosită pentru a determina coeficientii funcțiilor de dezvoltare.

Rezolvarea unei probleme electromagnetice poate însemna calcularea cîmpului electric sau magnetic, a unei funcții potențial, sau o distribuție de sarcini şi/sau curenți. Deşi aceste mărimi sunt legate unele de altele, ele au propietăți diferite, astfel încît, formulările problemei pentru cîmp, potențial şi sarcină sau curent ca soluție sunt diferite. Calcularea cîmpurilor sau potențialelor va necesita funcții de dezvoltare din spațiul cîmpului (*metode de domeniu*), în timp ce distribuțiile necunoscute de sarcină sau curent sunt dezvoltate folosind funcții definite în principal pe frontiere (*metode de*

frontieră). În sfîrşit,există o întreaga varietate de strategii pentru calcularea coeficientilor necunoscuţi, care presupun inversiunea unor matrici de mari dimensiuni, scheme iterative implicite sau explicite, algoritmi evolutivi sau drumuri aleatorii. Există metode numerice care utilizeaza combinaţii ale unora din strategiile enumerate mai sus.

6.6. Clasificarea metodelor numerice

Metodele numerice se împart în două categorii:

- metode în domeniul frecvenţă
- metode în domeniul timp.

Noi interpretăm o metodă statică fie ca o metodă în domeniu frecvenţă pentru frecvanţa zero, sau ca o metodă în domeniu timp în care $d/dt = 0$. Această clasificare reflectă diferenţa din percepţia noastră între *spaţiu* şi *timp*. Dacă în matematică şi fizică, spaţiul şi timpul sunt dimensiuni ale aceleaşi entităţi, în lumea reală şi la scară umană, spaţiul şi timpul prezintă propietăţi foarte diferite. În timp ce spaţiul apare ca staţionar şi posibil de străbătut în toate direcţiile, timpul curge continuu şi doar în direcţia pozitivă. Diferenţle între aceste două categorii sunt cel mai bine captate în termenii: metodă *armonică în timp* şi metodă *tranzitorie*. Pe de altă parte, în sens formal, formulările în domeniul frecvenţă sunt formulări în domeniul timp în care dimensiunea timp a fost supusă unei transformări Fourier, prin aceasta reducîndu-se numărul de variabile independente cu 1. Exprimat mai simplu, formulările în domeniul frecvenţă sunt obţinute înlocuind operatorul diferenţial de timp d/dt prin jω şi operatorul integral de timp prin –j/ω, transformîndu-se astfel o diferenţiere în timp într-o multiplicare cu jω, şi o integrare în timp într-o împărţire cu jω. Formulările in domeniul frecvenţă permit utilizarea numerelor complexe cu tot arsenalul de avantaje adiacent acestora, dar determină şi complicaţii în situatii neliniare. Prin urmare, metodele în domeniul timp sunt formulările cele mai generale şi cuprinzătoare, potrivite pentru cea mai largă gamă de aplicaţii.

O alţă cale prin care se poate face clasificarea este considerarea numărului de *variabile spaţiale independente* de care depind funcţiile ce exprimă cîmpul şi excitaţia. În orice categorie a acestei clasificări se poate face din nou distincţia între metode în domeniul frecvenţă şi metode în domeniul timp.

(a) **Metode 1D**. Acestea sunt metode pentru rezolvarea problemelor în care cîmpul şi excitaţia se exprimă prin funcţii de o *singură* dimensiune spaţială. Aplicaţii tipice sunt problema liniilor de transmisiune, propagarea undelor plane uniforme, problemele cu simetrie cilindrică sau sferică în care avem doar dependenţă radială, etc. Programul SPICE este un exemplu cunoscut pentru aplicarea acestor metode.
(b) **Metode 2D**. Acestea sunt metode în care cîmpul şi excitaţia sunt descrise prin funcţii ce depind de *două* dimensiuni spaţiale. Aplicaţii tipice sunt problemele transversale în ghidurile de undă, problemele TEM în ghidurile coaxiale, etc.
(c) **Metode 2.5D**. Acestea sunt metode pentru rezolvarea problemelor în care cîmpurile depind de toate cele trei dimensiuni spaţiale, dar excitaţiile (curenţii) depind în principal doar de două dimensiuni spaţiale. Exemple tipice de aplicare sunt structurile planare cum ar fi: circuitele microstrip, circuitele co-planare, antenele patch, structurile multistrat care conţin configuraţii de conductori planari. Metoda dominanta din această categorie este metoda momentelor în domeniul frecvenţă.
(d) **Metode 3D**. Acestea sunt metode în care atît cîmpurile cît şi excitaţiile sunt funcţii de toate cele trei dimensiuni spaţiale. Metodele în domeniul frecvenţă cele mai proieminente din această categorie sunt metoda elementului finit, metoda diferenţelor finite şi metoda momentelor. În domeniul timp, cele mai importante sunt metoda FDTD şi metoda TLM.

6.7. Funcţiile de dezvoltare

Am menţionat mai sus că diferite metode numerice utilizează diferite tipuri de funcţii de dezvoltare pentru a aproxima soluţia. În anumite metode, funcţiile de dezvoltare sunt definite pe tot domeniul în care trebuie şa existe soluţia. În fig.6.4 se prezintă un exemplu bine cunoscut, cel al funcţiilor de dezvoltare sinus şi cosinus propuse de Fourier, folosite în metoda spectrală pentru ghiduri dreptunghiulare. De notat că în loc să avem o reprezentare perfectă a unei functii, avem nevoie de un set complet de funcţii de dezvoltare (în cazul Fourier un număr infinit dar discret de armonici).

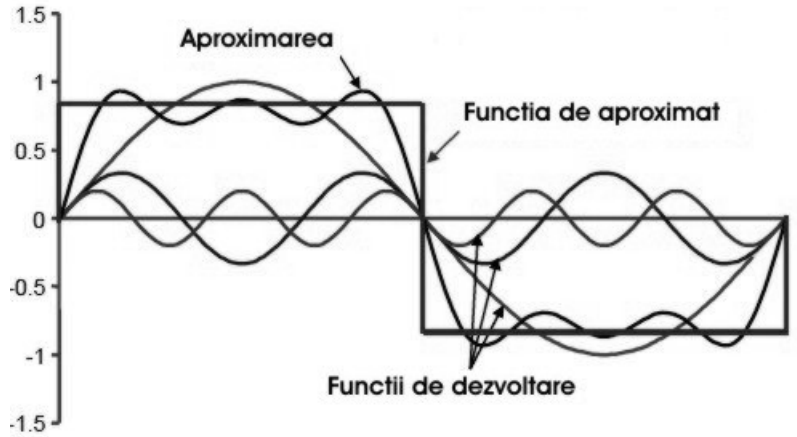

Fig.6.4. Funcţiile de dezvoltare în analiza Fourier

Totuşi, într-o aplicaţie practică trebuie să trunchiem numărul de funcţii de dezvoltare şi să acceptăm o eroare de aproximare. Evident, acest fapt va presupune întotdeauna un compromis intre precizie şi dificultatea calculului. Alte funcţii de dezvoltare tipice, definite pe tot domeniul, sunt seriile de puteri de forma:

$$f_n(x) = x - x^{n+1} \tag{6.2}$$

sau functiile Bessel sau polinoamele Legendre pentru problemele cilindrice sau sferice. Atunci cînd geometria şi propietăţile de material sunt foarte complicate, putem obţine mai multă flexibilitate de la aşa numitele *funcţii de dezvoltare pe subdomenii*. În fig.6.5 sunt prezentate cîteva exemple tipice, pentru cazul unidimensional. În mod firesc, funcţiile de dezvoltare trebuie să depindă de tot atîtea variabile independente ca şi soluţia pe care dorim s-o aproximăm.

Formularea cu diferenţe finite înseamnă aproximarea soluţiei printr-o serie de funcţii impuls, fiecare impuls fiind definit pe un mic subdomeniu al domeniului de calcul, rezultînd o aproximare în scară a soluţiei. De notat că înălţimea fiecărui impuls este coeficientul funcţiei de dezvoltare reprezentată prin acel impuls, şi reprezintă valoarea funcţiei f(x) doar în mijlocul subdomeniului său. Formularea cu element finit reprezintă soluţia

necunoscută prin funcţii liniare pe porţiuni, iar coeficienţii reprezintă valorile acesteia în punctele de frîngere ale segmentelor de dreaptă. Formularea cu adaptare punctiformă produce eşantioane ale soluţiei în puncte discrete. Funcţiile de dezvoltare "rooftop" sunt foarte flexibile şi foarte bine adaptate pentru soluţii generale, vîrfurile lor reprezentind valorile soluţiei în centrul fiecărui subdomeniu, chiar dacă ele se suprapun cu vecinele lor.

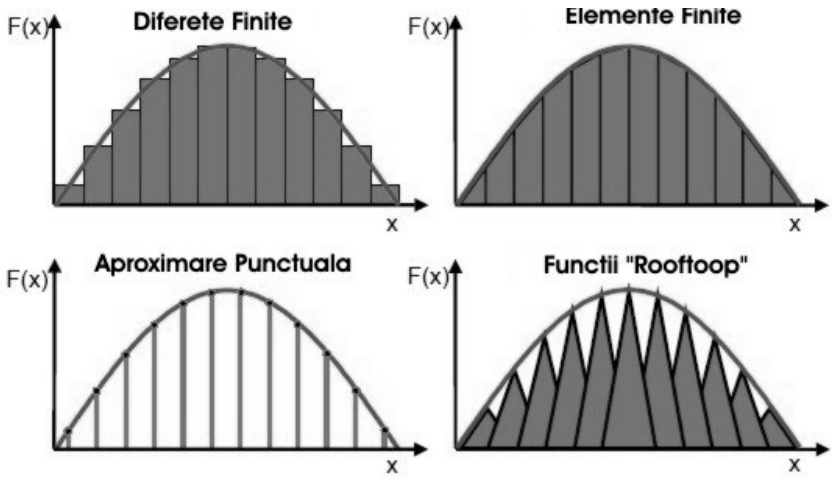

Fig.6.5. Funcţii de dezvoltare folosite în diverse simulatoare

Dimensiunea subdomeniilor, numită adesea *suport*, nu trebuie să fie neapărat aceeaşi pentru toate funcţiile de dezvoltare. În regiunile în care soluţia este suficient de uniformă, sunt necesare doar cîteva funcţii de dezvoltare cu suport larg. În regiunile în care soluţia este puternic neuniformă, sunt necesare mai multe functii de dezvoltare cu suport restrîns. Această împărţire neuniformă a domeniului se numeşte *reţelizare neregulată sau gradată*. De obicei, această subdivizare este determinată înainte de a începe calculul, ceea ce presupune o cunoaştere apriori a caracteristicilor soluţiei. *Reţelizarea adaptivă* este o tehnică care modifica automat discretizarea în subdomenii pe măsura ce evolueaza soluţia. Una din căile de a realiza această rezoluţie adaptivă este utilizarea *wavelet-urilor* ca funcţii de dezvoltare. În fig.6.6 se prezintă aproximarea unei distribuţii

sinusoidale a cîmpului prin diferenţe finite care folosesc 12 functii impuls de suport h.

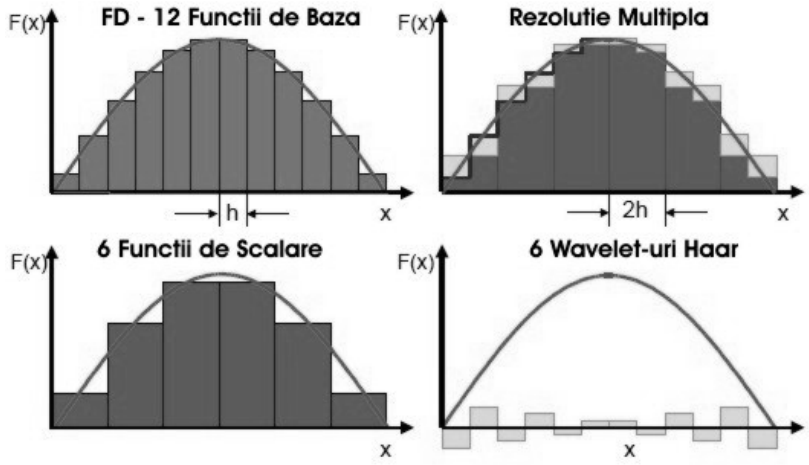

Fig.6.6. Reţelizarea adaptiva şi wavelet-urile

Pe de altă parte, funcţiile de dezvoltare de tip Haar constau din şase functii de scalare şi şase funcţii wavelet, ambele de suport 2h. Funcţiile de scalare reprezintă o aproximare grosieră care poate fi rafinată prin adăugarea de waveleturi de periodicitate crescută. Principala caracteristică a acestei aproximări este aceea că wavelet-urile pot fi omise în regiunile în care soluţia este uniformă şi pot fi adăugate selectiv acolo unde este necesară o rezoluţie mai mare. Decizia de adăugare sau nu a wavelet-urilor se ia pe bază de prag, verificînduse în fiecare subdomeniu schimbarea relativă sau absolută a soluţie datorită adăugării unui wavelet. În felul acesta obtinem o rafinare adaptivă a discretizării cu preţul unei creşteri a timpului de calcul.
În toate cazurile, coeficienţii reprezinta gradele de libertate ale problemei de soluţionat. Exista diverse strategii pentru găsirea acestor coeficienţi. Ca şi alegerea funcţiilor de dezvoltare, strategia de găsire a coeficienţilor ne permite să distingem între diferite tehnici numerice utilizate în calculul electromagnetic.

6.8. Strategii de calcul a coeficienților necunoscuți

Aşa cum am precizat încă de la început, obiectivul este să găsim soluții ale ecuațiilor lui Maxwell în formă diferențială sau integrală (sau ecuații derivate din acestea). Folosind o notație simbolică, formularea diferențială a problemei poate fi scrisă astfel:

$$Lf(\vec{r}) = g(\vec{r}) \tag{6.3}$$

unde L este un operator, g este *funcția sursă* sau *excitație* care descrie excitația, iar *f* este cîmpul necunoscut care trebuie determinat, $\vec{r}$ este vectorul coordonatelor.
Un exemplu tipic este bine cunoscuta problemă electrostatică enunțată prin ecuatia Poisson:

$$-\nabla^2\phi(\vec{r}) = \rho(\vec{r})/\varepsilon \tag{6.4}$$

unde operatorul L este definit în coordonate carteziene prin:

$$L = -\nabla^2 = -\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \tag{6.5}$$

funcția necunoscută *f* este potentialul electrostatic ϕ, iar funcția excitație g este densitatea de sarcină împărțită la permitivitatea ε. De notat că pentru a obtine o solutie unică trebuie sa specificăm condițiile pe frontieră (adica valorile lui *f* sau ale derivatelor sale pe frontiera domeniului problemei).
Aceeaşi problemă poate fi enunțatăîn formă integrală utilizînd operatorul invers L^{-1}:

$$L^{-1}g(\vec{r}\,') = f(\vec{r}) \tag{6.6}$$

unde L^{-1} este definit utilizînd funcția Green asociată operatorului L, $G(\vec{r},\vec{r}\,')$:

$$L^{-1}g(\vec{r}\,') = \int G(\vec{r},\vec{r}\,')g(\vec{r}\,')d^3r' \tag{6.7}$$

$\vec{r}$ şi $\vec{r}\,'$ idică punctul în care se calculează cîmpul, respectiv punctul în care se află excitația, iar integrarea se face pe întregul domeniu în care se află excitația. Pentru exemplul nostru electrostatic, într-un spațiu nemărginit, integrala este legea lui Coulomb:

$$\phi = \int \frac{1}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}\,'|}\frac{\rho}{\varepsilon}d^3r' \tag{6.8}$$

ceea ce înseamnă că funcția Green a acestei probleme este:

$$G(\vec{r},\vec{r}\,') = \frac{1}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}\,'|} \tag{6.9}$$

Această funcție poate fi interpretată ca fiind potențialul produs de o excitație unitară localizată doar într-un singur punct. În prezența frontierelor, funcția Green va fi diferită. Din acest motiv, operatorul din (6.6) include condițiile de frontieră şi nu este necesar de a le statuta deoarece ele sunt implicite în operatorul invers L^{-1}.

Îndiferent de formularea problemei, integrală sau diferentială, strategia cea mai generală pentru determinarea coeficienților este metoda *aproximării proiective*. Metoda Galerkin, metoda reziduurilor ponderate sau metoda momentelor sunt variante ale acesteia. Aceasta metodă este cel mai bine descrisă în termenii unui spatiu liniar de funcții, concept apstract care poate fi înțeles prin analogie cu spațiul de vectori.

Să considerăm mai întîi un spatiu Euclidian tridimensional. Vectorii unitari care corespund celor trei direcții de coordonate sunt numiți vector bază ai spatiului.

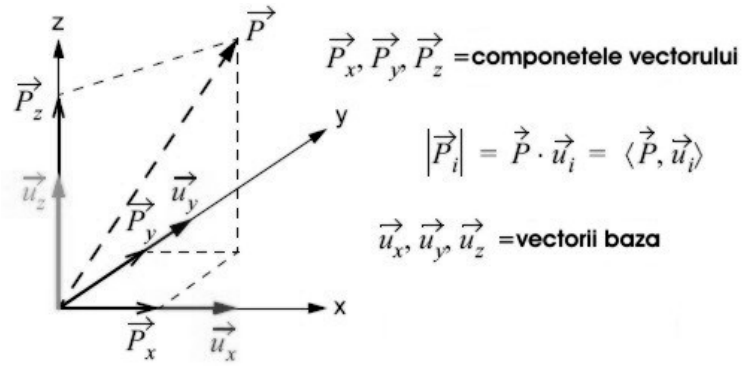

Fig.6.7.

Componentele unui vector oarecare $\vec{P}$ sunt proiecţiile acestui vector pe baza de vectori, obţinute prin produsul scalar dintre vectorul $\vec{P}$ şi vectorii bazei. Propoziţia poate fi generalizată pentru un spaţiu n-dimensional.
Prin analogie, putem imagina un *spaţiu abstract de funcţii* care este "baleiat" de *funcţii bază* în loc de vectori bază. Orice funcţie din aceste spatiu poate fi deci descompusă în "componente" care se obţin proiectînd funcţia pe funcţiile bază (adică calculînd produsul scalar cu funcţiile bază). Produsul scalara a două funcţii g_1 şi g_2 de *m* variabile este definit usual prin:

$$\langle g_1, g_2 \rangle = \langle g_2, g_1 \rangle = \int_a^b g_1(\vec{r}) g_2(\vec{r}) dR^m \tag{6.10}$$

unde a şi b sunt limitele domeniului de interes. Dezvoltarea unei functii după functiile bază este deci similară descompunerii unui vector în componentele sale în lungul axelor de coordonate. Putem merge cu analogia chiar mai departe afirmînd că două funcţii f_1 şi f_2 sunt identice dacă proiecţiile lor pe fiecare funcţie bază sunt identice.
Se ne întoarcem acum la metoda aproximării proiective. Presupunînd cazul problemei formulate în formă integrală, aşa cum este descrisă în formula (6.6). Descompunem funcţia sursă *g* (funcţia necunoscută, în acest caz), într-un număr finit de funcţii de dezvoltare (funcţii cunoscute) $g_n(\vec{r}')$, cu coeficienţii necunoscuţi α_n.

$$g(\vec{r}\,') \approx \sum_n \alpha_n \cdot g_n(\vec{r}\,') \tag{6.11}$$

Introducînd aceasta reprezentare în (6.6), şi făcind uz de liniaritatea operatorului L^{-1}, obținem:

$$\sum_n \alpha_n \cdot L^{-1} g_n(\vec{r}\,') \approx f(\vec{r}) \tag{6.12}$$

Să presupunem ca ambii membri ai relație de mai sus sunt egali (să nu uităm că, strict vorbind, avem nevoie de un număr infinit de functii de dezvoltare pentru a justifica semnul egal). Vom teste valabilitatea relației (6.12) într-un spațiu de funcții baleiat de *m* funcții b_m. Aceste funcții se numesc *funcții test* sau *pondere*. Pentru ca cei doi membri ai relației (6.12) să fie egali, trebuie ca proiecțiile lor pe fiecare funcție test sa fie identice:

$$\sum_n \alpha_n \cdot \left\langle b_m, L^{-1} g_n \right\rangle = \left\langle b_m, f \right\rangle \text{ , pentru } m = 1,2,3\ldots \tag{6.13}$$

generînd m ecuații algebrice. Utilizînd tot atîtea functii test cît şi funcții de dezvoltare (m = n), obținem n ecuații cu n necunoscute, coeficientii α_n. Acest sistem se rezolvă folosind metodele numerice de inversiune a unei matrici. Suntem liberi să alegem mai multe funcții test decît funcții de dezvoltare (m > n), dar nu mai puține. O alegere specială a funcțiilor test, atribuită lui Galerkin, este utilizarea aceloraşi functii de dezvoltare şi ca functii test. Rezultă următorul sistem:

$$\sum_n \alpha_n \cdot \left\langle g_m, L^{-1} g_n \right\rangle = \left\langle g_m, f \right\rangle \text{ , pentru } m = 1,2,3\ldots \tag{6.14}$$

Ecuațiile (6.13) si (6.14) pot fi scise sub forma matricială:

$$[I_{mn}] \cdot [\alpha_n] = [f_m] \tag{6.15}$$

unde $[I_{mn}]$ este o matrice $m \times n$ de produse scalare, $[\alpha_n]$ este vectorul coeficienţilor necunoscuţi, iar $[f_m]$ este vectorul proiecţiilor lui *f* pe funcţiile test. Pentru găsirea coeficienţilor α_n trebuie inversată matricea $[I_{mn}]$ utilizînd algoritmii numerici disponibili:

$$[\alpha_n] = [I_{mn}]^{-1} \cdot [f_m] \tag{6.16}$$

Odată determinaţi coeficienţii α_n, putem construi solutia utilizînd (6.11). Putem desprinde cîteva concluzii.

1. Cu cit utilizăm mai multe functii de dezvoltare, cu atît este mai mare matricea pe care trebuie s-o inversăm
2. Efortul de calcul cerut pentru a calcula produsele scalare (umplerea matricii) determină puternic timpul de obtinere a soluţiei.
3. Matricea va fi mult mai repede de umplut si de inversat dacă alegem funcţiile test şi de dezvoltare astfel încit produsele scalare să fie zero cu excepţia cazului m = n. În acest caz, se obţine o matrice diagonală, foarte uşor de inversat.

6.9. Exemplu de aplicare a metodei momentelor

6.9.1.Linia microstrip de 50Ω.

Considerăm o linie microstrip de 50 Ω. Pe un substrat de alumină gros de 0.635 mm, lăţimea liniei va fi de 0.61 mm. Lungimea considerată a liniei este de 5.715 mm. Fig.6.8 prezinta o vedere de sus a liniei.

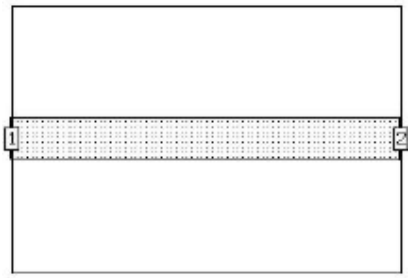

Fig.6.8. Linie microstrip de 50Ω.

La poarta 1 este considerată o sursă adaptată, iar la poarta 2 o sarcină de 25Ω. Prin urmare ne aşteptăm să vedem o undă stationara pe linie. Reteaua de discretizare folosita are celule pătrate de 0.00508 mm. Codul culorile este; roşu pentru valori mari, albastru pentru valori mici.
La 5 GHz, linia este lunga exact de 90°, fig.6.9. Există un maxim clar la dreapta şi un minim în stînga.

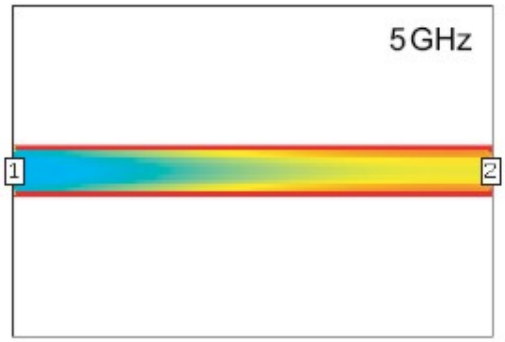

Fig.6.9. Distribuția de curent la 5 GHz

La 10 GHz, linia este lungă de 180°, fig.6.10. Începînd de la sarcină vedem un maxim, un minim şi iarăşi un maxim.

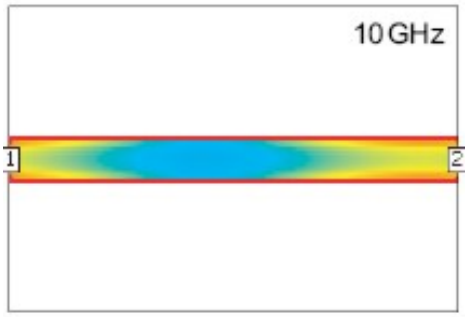

Fig.6.10. . Distribuția de curent la 10 GHz

În figura 6.11 analizăm linia la 15 GHz, unde linia este lungă de 270°, iar configurația curentului este evidentă.

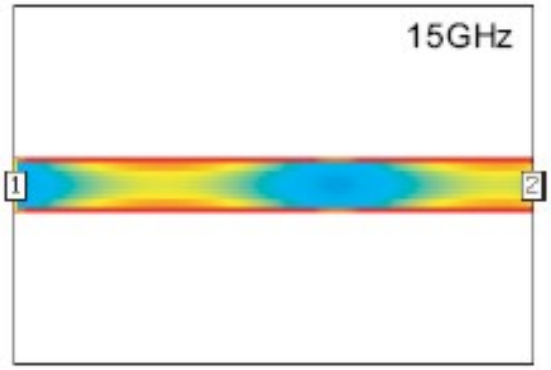

Fig.6.11. . Distribuția de curent la 15 GHz

Cu aceste trei simulări putem fi încredințați că am setat corect problema, deoarece putem observa configurații de curent pe care le putem corela cu lungimea de unda în ghid. Cei mai sceptici pot măsura distanța dintre maxime şi minime şi efectua un calcul a lungimii de undă. În zonele de minim de curent, curenții pe marginile benzii metalice nu prezintă un minim datorită naturii de medie în timp a reprezentării. În reprezentare animată , am putea vedea un zero complet pe toată lățimea benzii datorită configurației de undă staționară.

În cele trei configurații de curent de mai sus putem observa o puternică variație a distribuției curentului în lungul lățimii benzii. Curentul este forțat spre suprafața benzii şi apoi spre marginile ei de către efectul pelicular. În cazul unui conductor cilindric am avea o distribuție uniformă a curentului pe suprafață. Această variație în lungul lățimii benzii se numeşte *lungime de undă spațială.* Această variație este perpendiculară pe direcția de propagare, şi, în mod obişnuit, nu depinde de frecvență. Ea necesită o discretizare mult mai fină decît lungimea de undă în ghid longitudinală.

În fig.6.12 există 12 celule în lungul lățimii liniei.

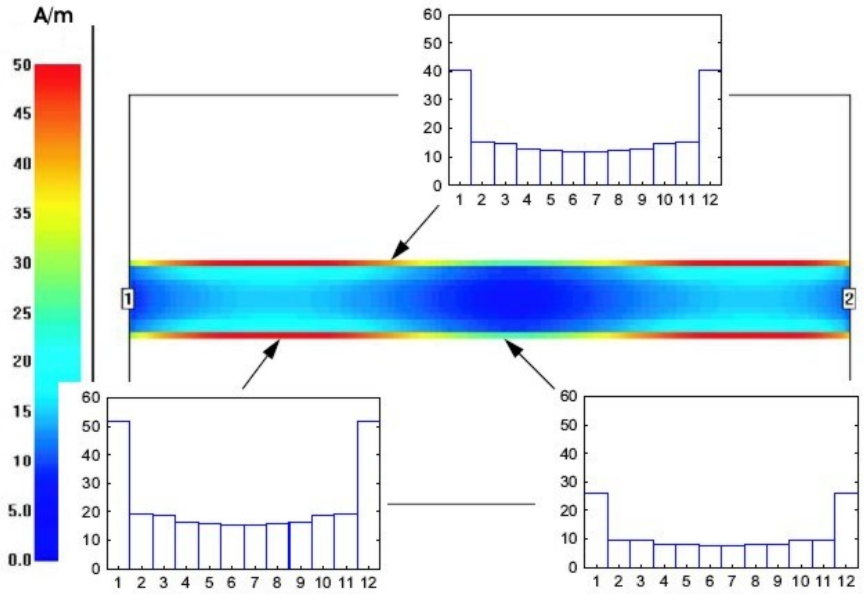

Fig.6.12. Distribuţia de curent pe laturile benzii metalice.

Curentul în lungul lătimii benzii a fost eşantionat în trei puncte şi s-a reprezentat mărimea curentului în fiecare celulă. Deşi valorile absolute variază, putem vedea aceasi distribuţie neuniformă în toate cele trei puncte considerate. Curentul este cel mai mare în celulele din margine şi aproape constant în celelalte celule.

6.9.2.Problema subdomeniilor în metoda momentelor

În toate variantele 2.5D ale metodei momentelor, situaţia de mai sus se rezolvă folosindu-se împărţirea benzii metalice în celule mai mici. În figura 6.13 linia de 50 Ω este împărţită în celule care au o latura de 0.1524 mm. Rutina calculează componentele după X şi Y ale curentului în fiecare celulă.

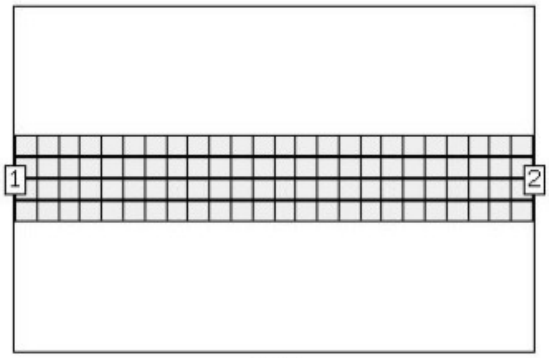

Fig.6.13. Discretizarea cu celule egale

Pentru a obține mai multă precizie, putem folosi celule mai mici, ca în fig.6.14.

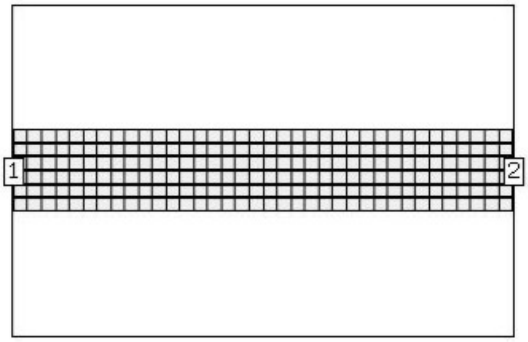

Fig.6.14. Rafinarea discretizării

Din nefericire, efectul N^2/N^3 face ca timpul de calcul să crescă foarte rapid odată cu creşterea numărului de celule. O regulă simplă este aceea de a avea cel mulr 20 celule per lungimea de undă socotită la cea mai mare frecvență de interes. O cale de a grăbi calculul este de a combina celulele în subdomenii, ca în fig.6.15.

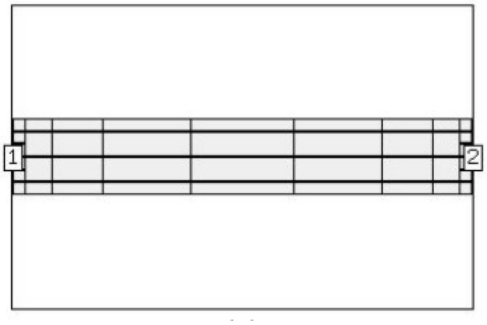

Fig.6.15. Discretizarea folosind subdomenii.

Dimensiunile subdomeniului trebuie să fie un multiplu întreg a dimensiunii celulei. În acest fel se obține o diminuare a matricii de inversat. Dacă subdomeniul nu este mai lung de λ/20 la cea mai mare frecvență de interes, atunci vom păstra o precizie suficientă. În figura 6.15, linia de 50Ω a fost împărțită în subdomenii folosind regula λ/20 la 15 GHz. O altă cale de a reduce timpul de calcul este utilizarea simetriei ori de cîte ori este posibil. Această metodă poate literalmente descreşte timpul de soluționare printr-un factor cuprins între 4 şi 8. Totuşi, această metodă funcționează doar dacă toate porțile sunt pe planul de simetrie, ca în fig.16.

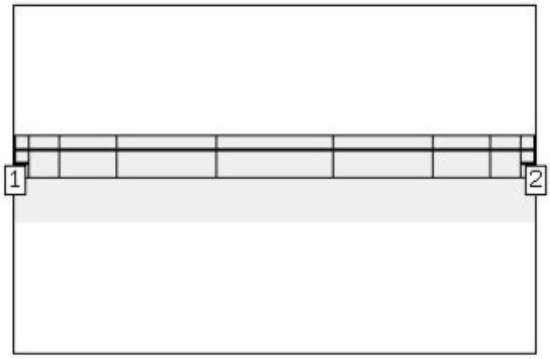

Fig.6.16. Folosirea planelor de simetrie pentru reducerea timpului de calcul

Dacă considerînd planul de simetrie se şterge vreo poartă, atunci trebuie să multiplicăm soluţiile problemei cu porturi reduse pentru a obţine setul complet de parametri S. Simetria suprimă deasemenea şi toate soluţiile de cîmp care nu satisfac condiţiile pe frontieră impuse de planul de simetrie. De exemplu, plasînd un perete magnetic în centrul secţiunii transversale din fig.6.17, suprimăm toate modurile cu simetrie impară ale cîmpului electric.

6.10. Structuri de validare

La un anumit moment, un utilizator critic se poate întreba asupra preciziei acestor simulatoare. Pentru a măsura această precizie avem nevoie de anumite structuri de validare. Cum în cele mai multe circuite de microunde se folosesc linii de transmisiune, aceasta este structura de validare cea mai nimerită. Pentru a descrie o asemenea linie de transmisiune avem nevoie să ştim impedanţa caracteristică şi viteza de fază.
Linia microstrip nu este un bun candidat pentru structura de validare deoarece există trei definiţii posibile pentru impedanţa ei caracteristică, bazate pe diverse combinaţii între tensiune, curent şi putere.

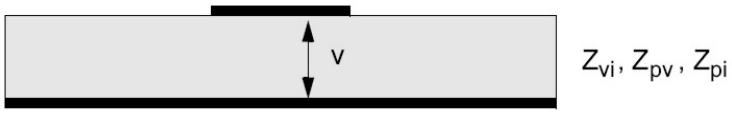

Fig.6.17. Diferite definiţii ale impedanţei pentru linia microstrip

Astfel, pentru a calcula tensiunea si curentul din valorile cîmpurilor E şi H, trebuie folosite urmatoarele relaţii, conform figurii 6.18:

$$V = \int_p \vec{E} \cdot d\vec{l} \tag{6.17}$$

$$I = \oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} \tag{6.18}$$

Integrala de tensiune este considerată de la un conductor la altul, iar calea de integrare (p_1 sau p_2) este arbitrară. Integrala de curent este considerată în jurul unui conductor, iar calea de integrare (c_1 sau c_2) este arbitrară. Dacă

tensiunea si curentul sunt unice, puterea complexa medie, P_c, care intră în linie, şi impedanţa văzute la terminale, Z_c, pot fi definite prin relaţiile:

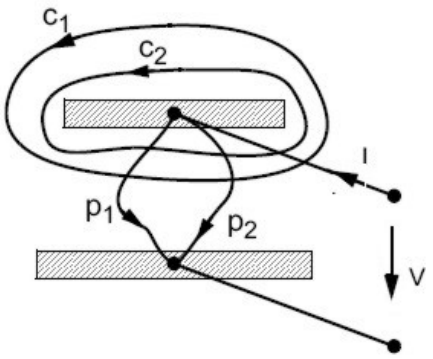

Fig.6.18. Drumurile de calcul ale tensiunii si curentului

$$P_c = \frac{1}{2} V I^* \tag{6.19}$$

$$Z_c = \frac{V}{I} \tag{6.20}$$

Din nefericire, aceste relaţii sunt valabile numai pentru geometrii omogene, cu dimensiuni foarte mici în comparaţie cu lungimea de undă. Pentru o analiză mai detaliată sa aruncăm o privire asupra formei integrale a ecuaţiilor lui Maxwell:

$$\oint_{p_{tot}} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -j\omega \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \tag{6.21}$$

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = I + j\omega \iint_A \vec{D} \cdot d\vec{S} \tag{6.22}$$

Conturul închis p_{tot} este format prin reunirea lui p_1 şi p_2. Relatia (6.21) ne arată că evaluarea tensiunii între conductoare utilizînd p_1 sau p_2 vor fi egale dacă fluxul lui B prin suprafata delimitată de p_{tot} este neglijabil.

Asemănător, relația (6.22) arată că calculul lui I este independent de calea de integrare doar dacă fluxul lui D prin suprafata formată de oricare dintre contururi este neglijabil.
Revenind la linia microstrip din figura 6.17, partea dreaptă din relațiile (6.21) şi (6.22) nu este neglijabilă pentru dimensiuni şi frecvențe realiste. Prin urmare, tensiunea si curentul nu vor fi definite in mod unic prin relațiile (6.17) şi (6.18). Această ambiguitate a determinat o lungă dezbatere în ceea ce priveşte definirea lui Z_c. Singura mărime care poate fi în mod unic determinată este constanta de propagare β. Soluția în definirea lui Z_c a fost gasită în principiul echivalenței în putere: *puterea medie care se propagă prin ghidul fizic (sau modelul numeric) trebuie sa fie aceeaşi cu puterea medie care se propagă prin modelul de circuit.* Odată puterea fixată, noi trebuie acum doar să alegem o definiție pentru V sau I (nu pentru amîndouă) care sa aibă sens pentru o linie anumită. Pentru linia microstrip, alegerea tipică este curentul prin banda metalică, rezultînd o definiție putere-curent a impedanței caracteristice (Z_{pi}). Pentru linia fantă ("slotline"), o alegere logică este tensiune în fantă, rezultînd o definiție putere-tensiune a impedantei caracteristice (Z_{pv}).

O alegere mai bună pentru structura de validare este linia strip, cu dielectric aer, ca în fig.6.19. Aceasta este o linie TEM, pentru care cunoaştem că viteza de fază este viteza luminii, c. În ceea ce priveşte impedanța caracteristică, datorită omogenității dielectricului şi simetriei geometrice, putem calcula V şi I direct, rezultînd o definiție tensiune-curent a acesteia (Z_{vi}).

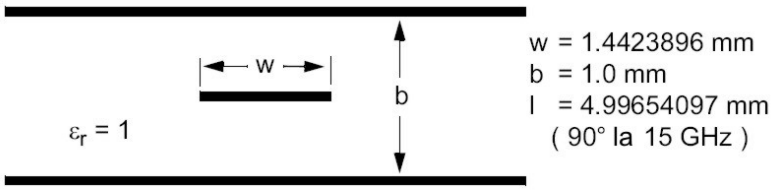

Fig.6.19. Linie "stripline"

Pentru o linie pur TEM, toate cele trei definiții trebuie să dea acelaşi rezultat. În anumite simulatoare de cîmp, în special în cele 3D bazate pe

metoda elementului finit, utilizatorul are acces la toate cele trei definiții pentru impedanța caracteristică.
Eroarea totală este o combinație intre eroarea impedantei si eroarea de fază:

$$\text{Eroarea}(\%) = (100 \times |S_{11}|) + \frac{|90 + \text{Ang}(S_{21})|}{0.9} \tag{6.23}$$

Pentru cei nefamiliarizați cu parametrii S, există o alternativă la această abordare. Mai întîi se convertesc parametrii S în parametrii lanț. Apoi, se calculează impedanța caracteristică şi lungimea electrică din aceştia din urmă.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \tag{6.24}$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\beta L) & jZ_c\, sin(\beta L) \\ \dfrac{j\,sin(\beta L)}{Z_c} & cos(\beta L) \end{bmatrix} \tag{6.25}$$

Mai întii rezolvăm pentru βL utilizînd A sau D, iar apoi rezolvăm pentru Z_c utilizînd B sau C.

6.11. Rețelizarea şi convergența.

Am precizat anterior că, curentul pe o linie microstrip este maxim pe laturile benzii. Această distribuție de curent sunt prezentate în fig.6.20. Modul in care simulatorul de cîmp aproximează aceasta distribuție poate avea un impact mare asupra solutiei finale.
Dacă raționăm în termeni de celule sau subdomenii cu celule de lățimi egale, atunci vom obtine o mai bună aproximatie cu cît vom considera mai multe celule în lungul lățimii benzii.

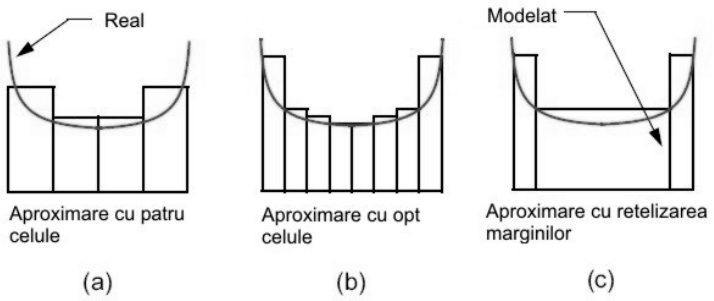

Fig.6.20. Distribuţia curentului în latul benzii metalice

De notat că, în cazul cu 8 subdomenii, fig.6.20, subdomeniile centrale au aproape aceasi valoare. Acest fapt ne conduce la conceptul de "reţelizare a marginilor" (edge-meshing), adoptat de majoritatea producătorilor de software. Se realizează celule înguste pe marginile benzii pentru a surprinde singularitatea şi se utilizează o singură celulă în mijlocul benzii pentru a modela restul curentului. Această schemă de reţelizare este în mod particular interesantă în cazul structurilor cuplat strîns, cuplaj care tinde să mărească singularitatea pe margini. În figura 6.21 putem vedea reţeaua implicită realizată de diverse simulatoare bazate pe metoda momentelor.
Linia stripline standard a fost analizată utilizînd cele patru simulatoare enunţate în fig.6.21.

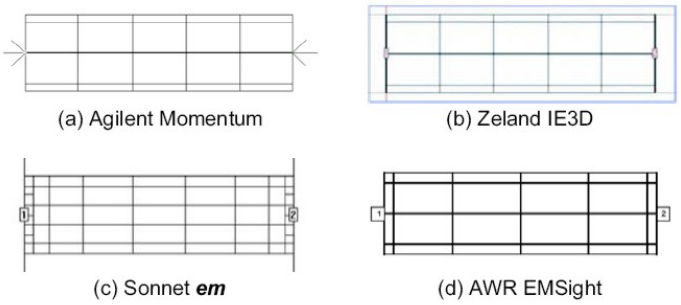

Fig.6.21. Exemple de retelizare în diverse simulatoare electromagnetice

În figura 6.22 putem vedea pierderile de întoarcere obţinute cu aceste simulatoare, folosindu-se în fiecare caz reţelizarea implicită. Toate simulatoare concorda asupra rezultatului ca standardul are pierderi de

întoarcere de minim -35 dB la 15 GHz. Dacă aplicăm o rețelizare uniformă unei linii de transmisiune, ne aşteptăm ca eroarea să devină din ce în ce mai mică pe măsură ce creşte numărul de celule în lungul lățimii benzii.

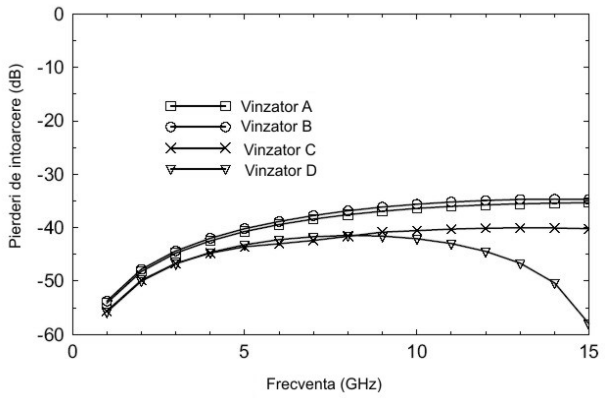

Fig.6.22. Pierderile de întoarcere calculate cu rețelizarea implicita a diverselor simulatoare

Care este însă situația în cazul rețelizării marginii ? Putem compara cele doua tipuri de rețelizări, uniformă şi de margine, fig.6.23, calculînd impedanța liniei în ambele cazuri.

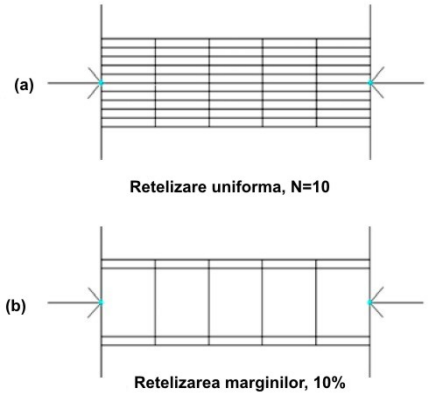

Fig.6.23. (a)Rețelizare uniformă, versus (b)rețelizarea de margine

Celula de pe margine, în reţelizarea de margine, va avea aceaşi lăţime ca şi celula din reţelizarea uniformă. În fig. 6.24, am reprezentat convergenţa impedanţei unei linii strip, pentru ambele reţelizări. Eroarea cade la aproximativ 1% în cazul a 10 celule uniforme sau 10% reţelizare de margine.

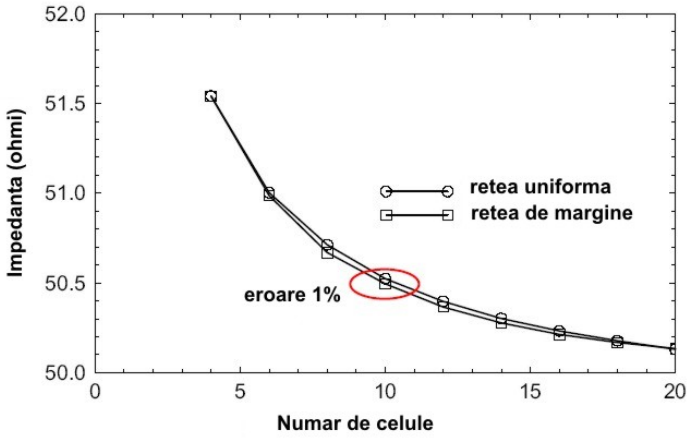

Fig.6.24. Convergenţa calculului impedanţei caracteristice a unei "stripline", în cele două tipuri de reţelizări.

Recomandarea producătorului Agilent pentru programul Momentul este alegerea unei retelizări de margine intre 10% - 15% pentru banda metalica a liniei stripline. Dacă celulele de margine devin prea mici, este posibil sa apară o divergenţă în calculul impedanţei. Evident, un alt avantaj al reţelizarii de margine este timpul de calcul. Pentru situaţia prezentată în fig.6.24 pentru intervalul de valori al numărului de celule uniforme, timpul de calcul poate creşte cu doua ordine de mărime.

Dacă alegem ca mediu linia microstrip, trebuie sa refacem studiul de convergenţa pentru acest caz. Presupunînd reţelizare uniformă, putem repeta experimentul asupra impedanţei caracteristice în funcţie de numărul de subdomenii în lungul lăţimii benzii, vezi fig.6.25.

Cu doar unul sau doua subdomenii, eroarea este de aproximativ 5%. Cu patru pîna la şase subdomenii, eroarea scade la cca. 1%. Această eroare poate fi suficient de bună pentru multe aplicaţii inginereşti. Pentru a obţine 0.1% eroare, ne trebuie cel puţin 12 subdomenii în lungul lăţimii.

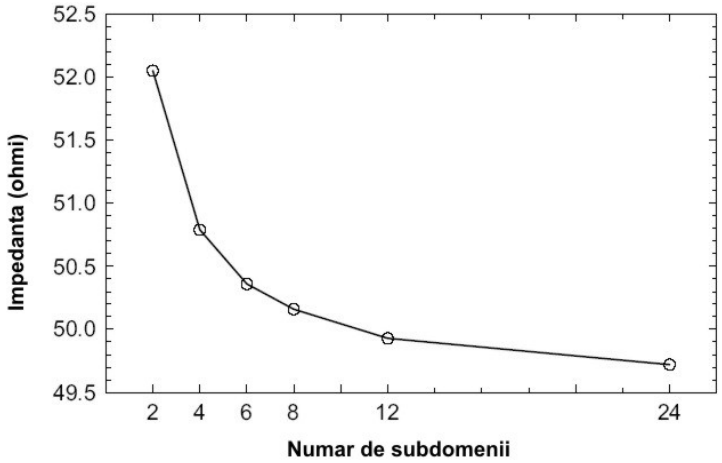

Fig.6.25. Convergenţa calculului impedanţei caracteristice a unei linii microstrip

Un utilizator sofisticat de simulatoare de cîmp trebuie sa fie permanent conştient de problema convergentei.

Concluzii. Impedanta caracteristică şi viteza de fază sunt cele mai importante mărimi pentru linii. Este necesar sa înţelegem comportamentul fiecărui simulator in raport cu aceste cantităţi. Putem explora eroarea absolută a fiecărui simulator de cîmp folosind standardul stripline, însa este mai recomandabil să studiem direct tipul de linie cu care avem de lucrat. Utilizatorul trebuie să-şi dezvolte o anumită intuiţie în ceea ce priveşte legătura dintre precizie şi reţeaua de discretizare generată de simulator. Astfel, nivele de eroare de 5% - 10% sunt de regulă prea mari; asemenea erori trebuie sa le obţinem folosind doar simulatoare de circuit. Un nivel de eroare de 1% poate fi un compromis bun între precizie şi timp de calcul. Toleranţele tipice în fabricaţie sunt în jurul acestei valori. Obţinerea de nivele de eroare de 0.1% este de interes doar pur academic, fiind o pierdere de resurse în cele mai multe situaţii inginereşti. În general, reţelizarea de margine este mai eficientă decît cea uniformă. În cazul în care se doreşte importarea rezultatelor simulatorului de cîmp intr-un simulator de circuit, trebuie sa ne asigurăm in ceea ce priveşte concordanţa dintre cele doua simulatoare în privinţa impedanţei caracteristice şi a vitezei de fază.

6.12. Vizualizarea tensiunii în metoda momentelor 2.5D.

Cantitatea fundamentală pe care metoda momentelor o calculează este curentul de conducție pe metalele planare. Uneori este util să vizualizăm tensiunile în structură. Putem obține o vedere indirectă a tensiunii în diverse plane folosind un senzor format dintr-o suprafață rezistoare de 1 MΩ per pătrat. Acesta va măsura cîmpul electric tangențial la acel plan. În figura 6.26. este prezentat amplasamentul suprafeței rezistoare în planul X-Y, la două înălțimi diferite.

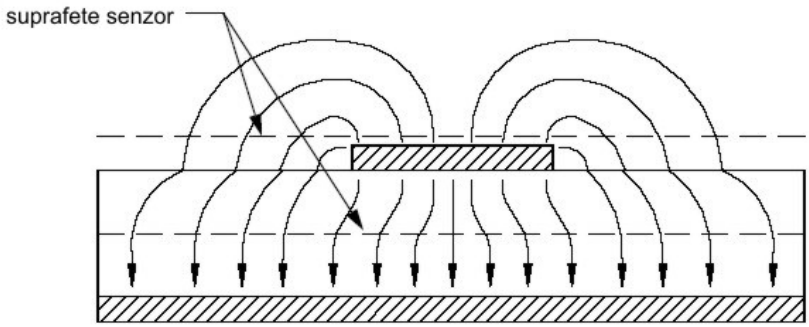

Fig.6.26. Planele de măsură a tensiunii, pe o linie microstrip

În figura 6.27 este prezentat rezultatul acestor măsurători.
În figura 6.27(a) este prezentată distribuția curentului în microstrip ca referintă. În figura 6.27(b) suprafața sensibilă a fost plasată la 0.0256 mm deasupra conductorului. De notat că tensiunea este defazata cu 90° față de curent, aşa cum era de aşteptat. Scara de tensiuni este între 100 şi 1000 V/m.
În figura 6.27(c), suprafața sensibila a fost plasată la jumătatea distantei dintre banda metalică şi planul de masă. De notat cît de departe se extinde tensiunea (cîmpul electric) în afara marginilor benzii metalice. Scara de tensiuni este intre 30 şi 300 V/m.
Dezavantajul acestei metode de punere în evidență a tensiunii este ca ea indică cîmp zero acolo unde acesta este perpendicular pe conductor.

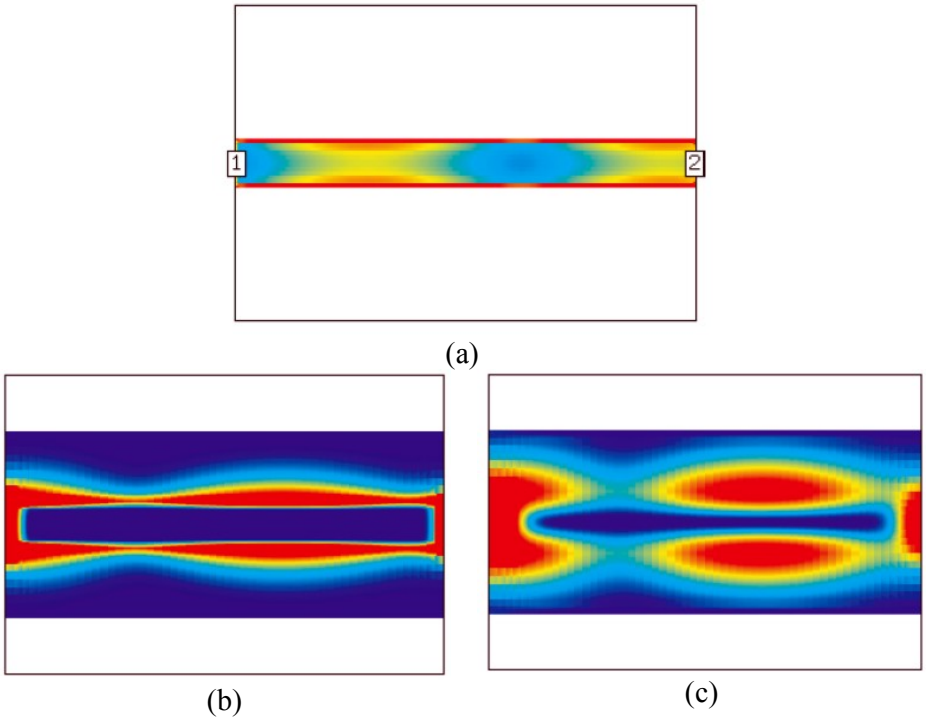

Fig.6.27. Distribuţia curentului (a) şi tensiunii (b,c)

6.13. Structuri de calibrare pentru metoda momentelor

Structurile de calibrare antreneaza utilizatorul în utilizarea diverselor caracteristici ale simulatorului şi nu folosesc pentru creşterea preciziei programului. Rezolvînd aceste probleme simple, utilizatorul experimenteaza cu:

- reţelizarea
- convergenţa
- de-embeding
- vizualizarea

Pentru simulatoarele bazate pe metoda momentelor, structurile de calibrare sunt circuite planare simple folosite si la calibrarea analizorului vectorial de retele.

6.13.1. Linie microstrip în scurtcircuit

În figura 6.28 este prezentata o linie microstrip în scurtcircuit.

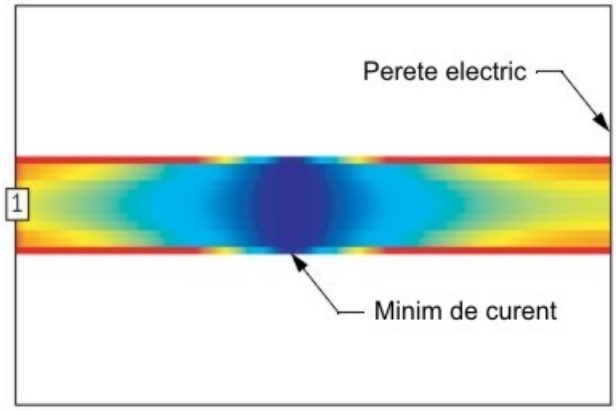

Fig.6.28. Distribuția curentului într-o linie microstrip terminată în scurtcircuit

Generatorul este conectat la un capăt, iar la celălalt capat este plasat un perete perfect conductor. Ne-am aştepta să vedem un maxim de curent la nivelul scurtcircuitului. Înainte de a genera configurația de curent, am presupus că tot capătul din dreapta a benzii va fi un roşu aprins. De ce nu se întinde maximul de curent pe întreaga lățime a capătului benzii ? Curentul caută cea mai scurta cale spre masă si rămîne pe capetele benzii. Sau cu alte cuvinte, dacă potentialul este acelaşi pe ambele margini ale benzii metalice, nu exista nici o diferență de potential care sa determine o curgere de curent de la margine la alta. Curgere transversala de curent ar implica si energie înmagazinată într-un comportament ne-TEM. Dacă curentul este maxim la perete, ne aşteptăm la un nul decalat la 90° fata de maxim, datorita configuratiei de undă stationară. În figura 6.29 este prezentata tensiunea la 0.0256 mm deasupra liniei.

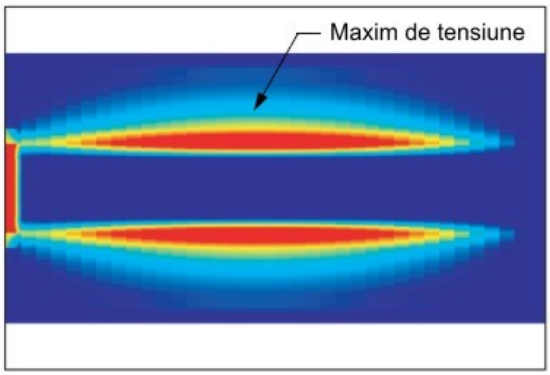

Fig.6.29. . Distribuția tensiunii într-o linie microstrip terminată în scurtcircuit

Aşa cum ne aşteptam, ea este defazată cu 90° față de curent. Scara tensiunii este între 200 si 2000 V/m.

6.13.2. Linie microstrip în gol

Un alt element de calibrare este linia microstrip în gol, fig.6.30.

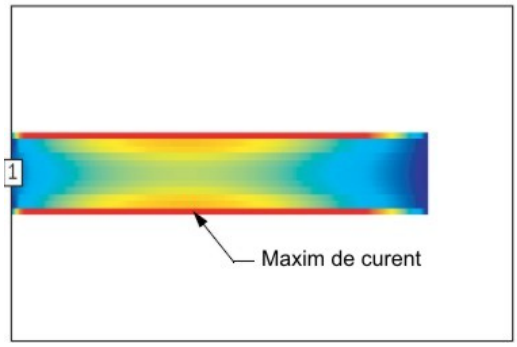

Fig.6.30. . Distribuția curentului într-o linie microstrip terminată în gol

Teoria liniei de transmisiune spune că trebuie să avem un curent de conducție zero si un maxim de tensiune la capătul deschis. Curentul este maxim la 90° decalaj spre stînga față de capătul deschis. Tensiunea la 0.0256 mm deasupra benzii este prezentata în fig.6.31.

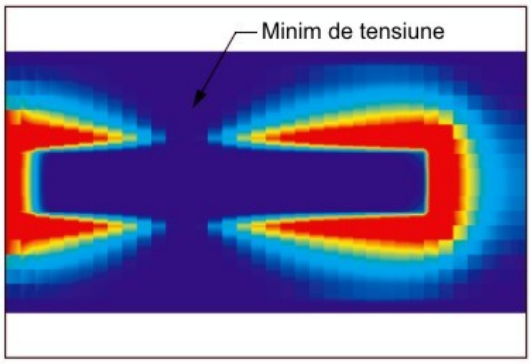

Fig.6.31. . Distribuţia tensiunii într-o linie microstrip terminată în gol

Ea este maximă la capătul deschis şi este defazata cu 90° de grade faţă de curent. Scara de tensiuni este între 200 şi 2000 V/m.

6.13.3. Linie microstrip terminată rezistiv

În figura 6.32 este prezentată o linie microstrip terminata pe un rezistor de 50 Ω, relizat în tehnologia straturilor subţiri. La poarta 1 este conectat un generator, iar rezistorul este terminat printr-un perete perfect conductor. În figura 6.32 este prezentat curentul de conducţie mediu la 5 GHz. De notat distribuţia uniformă de curent în rezistor. Exemplele anterioară conduceau la ideea că curentul ar trebui să aiba o distribuţie neunifirmă în latul rezistorului. Totuşi, în curent continuu ştim că distribuţia de curent trebuie să fie uniformă ; un rezistor cu un număr uniform de ohmi/pătrat va avea o tensiune/pătrat uniformă şi o distribuţie uniformă a curentului. Cererea de a avea curent uniform prin rezistor forţează un curent transversal important prin conductor, la interfaţa cu rezistorul. Putem privi acest curent transversal ca o discontinuitate inductivă în serie cu rezistorul.
Regăsim aici manifestarea principiului că orice curent perpendicular pe direcţia de propagare implică o stocare de energie într-o discontinuitate sau un alt comportament non-TEM

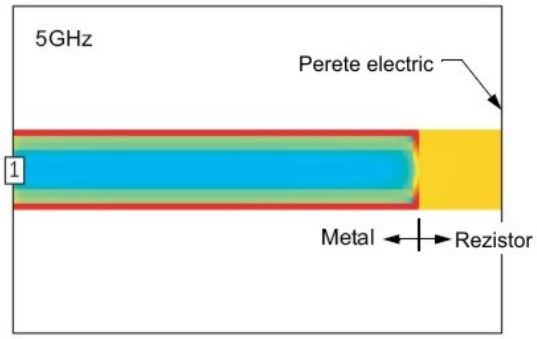

Fig.6.32 . Distribuţia curentului într-o linie microstrip terminată rezistiv, la 5 GHz

. În fig.6.33 se prezintă distribuţia de curent la 15 GHz.

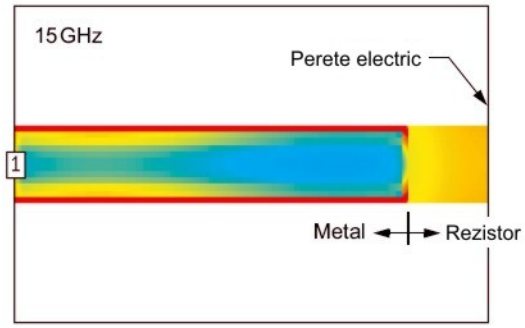

Fig.6.33. Distribuţia curentului într-o linie microstrip terminată rezistiv, la 15 GHz

Linia este acum suficient de lunga pentru a observa o anumită variaţie longitudinală în distribuţia curentului. Şi rezistorul are o lungime în termeni de lungimi de undă astfel încît se observă o distribuţie finită de curent în lungul rezistorului. Dacă comparăm cele două distribuţii de curent din rezistor, putem observa tranzitia de la comportamentul concentrat la cel distribuit al unei componente imprimate. Scara în figurile 6.32 şi 6.33 este 5 – 20 A/m. Rezistorul este suficient de mic, 0.6096 x 0.6096 mm, iar pierderile de întoarcere sunt mai bune decit 20 db la 10 GHz, fig.6.34.

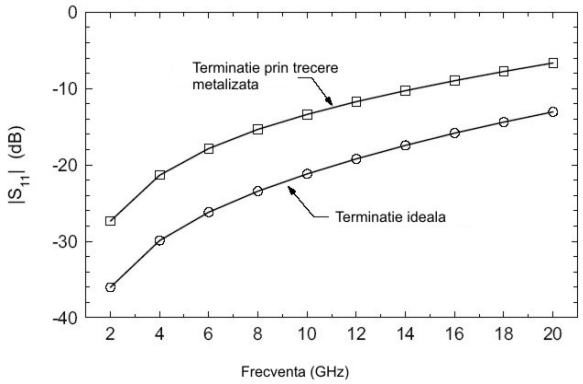

Fig.6.34. Pierderile de întoarcere ale liniei microstrip terminată în scurtcircuit, ideal sau cu trecere

În cele mai multe circuite de microunde, peretele ideal cu care se termină rezistorul este înlocuit cu o trecere (gaură metalizată) spre planul de masă. Un exercitiu interesant ar fi compensarea ansamblului rezistor/trecere, pentru a obține pierderi de întoarcere mai bune. Anterior am enunțat că discontinuitatea în această structură este puternic inductivă. Pricind pe diagrama Smith din fig.6.35 vedem o inductanță importantă serie şi o mică capacitate paralel.

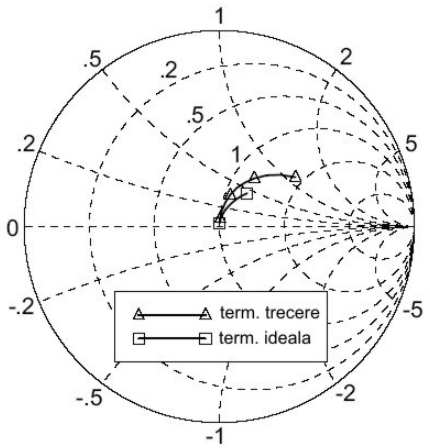

Fig.6.35 S_{11} ale liniei microstrip terminată în scurtcircuit, ideal sau cu trecere

6.14. De-embedding

În domeniul microundelor, este adesea nepractic să măsori impedanța, admitanța sau parametrii S ai unui dispozitiv activ direct la terminale. De regulă, dispozitivul este introdus într-o montură de test, măsurătorile făcîndu-se în plane de referință aflate la o anumită depărtare de dispozitivul real, fi.6.36

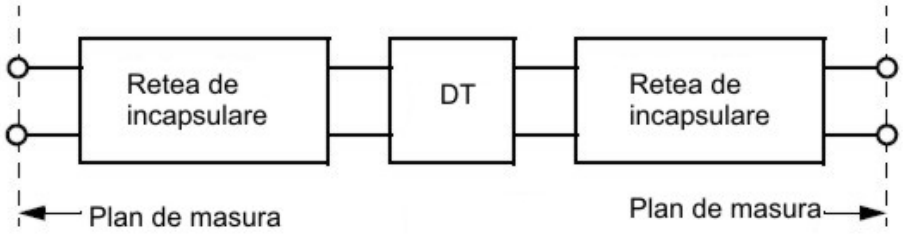

Fig.6.36 Modelarea încapsulării (de-embedding)

De-embedding este operațiunea matematică de înlăturare a rețelelor din jurul dispozitivului testa şi aflarea parametrilor reali ai acestuia. În fig.6.37 avem o reprezentare mult mai fizică a problemei.

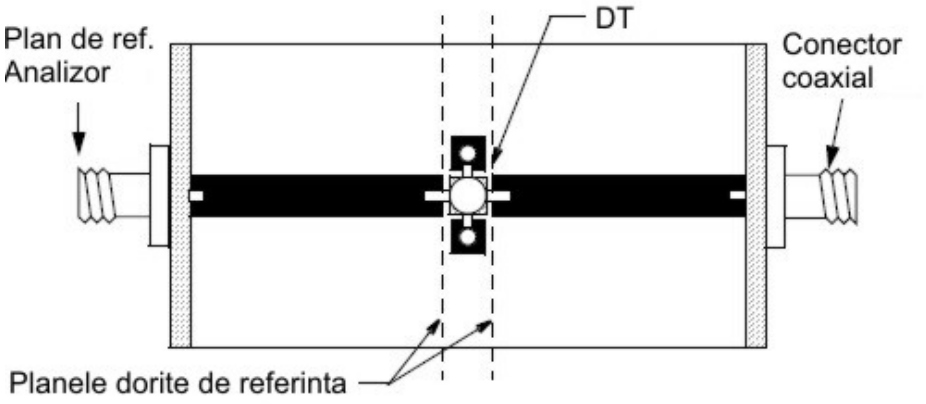

Fig.6.37. Montura de măsură pentru un tranzistor

Avem un anumit tip de capsulă, un dispozitiv cu trei terminale montat într-o montură de test pentru microstrip. Presupunem ca analizorul vectoarial de rețele este calibrat pînă la capetele cablurilor de test unde se conectează montura. Vom dori sa deplasăm matematic planul de referință al măsurătorii la terminalele dispozitivului. Ştim că există o anumită discontinuitate şi cîmpuri de margine la tranziția dintre conector şi linia microstrip. Apoi, mai avem o porțiune de linie uniformă şi din nou o discontinuitate la tranziția spre dispozitiv.

Cel mai dificil proces este determinarea propietăților rețelelor de încapsulare. Acest lucru poate fi realizat substituind dispozitivul de test cu un set cunoscut de standarde şi măsurînd ansamblul. Procesul de calcul a parametrilor circuitelor de încapsulare utilizînd un set de măsurători cu standarde cunoscute se numeşte "*unterminating*". Acest proces este foarte asemănător cu procesul utilizat pentru calibrarea analizorului vectorial de retele. În acest caz se foloseşte un set de standarde cunoscute (scurt, gol şi 50Ω) care sunt conectate la porți şi se determină erorile de măsurare ale sistemului. Aceste erori pot fi interpretate ca parametrii unui diport plasat între planul de măsură şi un sistem perfect de măsurare.

În cazul calculării răspunsului unei rețele de către un simulator de cîmp, suntem în fața unei aceleasi probleme de "de-embedind' şi "unterminating". În fig.6.38 se prezintă o discontinuitate cu două salturi pe care dorim s-o caracterizăm.

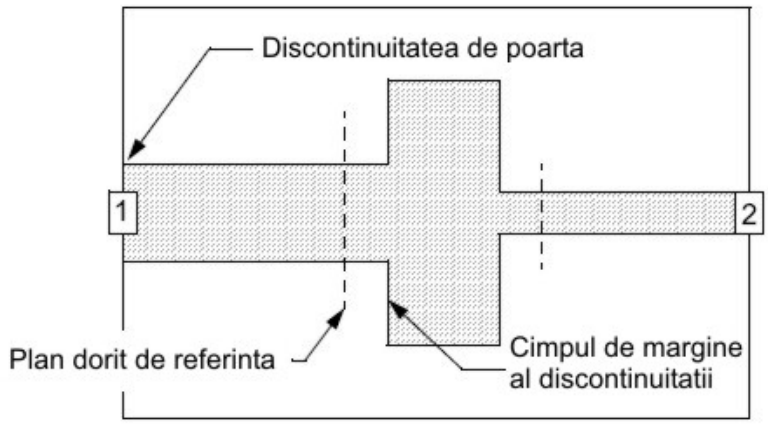

Fig.6.38. Plane de referință într-o discontinuitate cu dublu salt.

Simulatorul de cîmp are propriile discontinuităţi şi cîmpuri de margine la porţile numerice. Dacă lungimea liniei dintre port şi prima discontinuitate este prea scurtă, cîmpurile evanescente vor interactiona şi rezultatele calculate vor fi incorecte. Tipic, noi dorim să eliminăm discontinuitatea portului şi o anumită lungime din linia uniformă din soluţia globala a simulatorului şi să fixăm un nou plan de referinţă mai aproate de structura de interes. Noua poziţie a planului de referinţa, sau planelor de referinţă, este complet arbitrară. Tendinţa este să fixăm aceste poziţii în funcţie de caracteristicile geometrice, doar pentru ca acestea sunt mai uşor de memorat. Cînd modelăm discontinuităţile, tendinţa este să fixăm planele în aşa fel încît modelele rezultate să conţină numai elemente concentrate şi nu linii. Uneori, cînd realizăm decapsularea, obiectul rezultat nu are lungime în una sau mai multe dimensiuni. De exemplu, discontinuitatea treaptă din fig.6.39 va fi decapsulată la nivelul joncţiunii din ambele capete, astfel obţinîndu-se un model cu elemente concentrate.

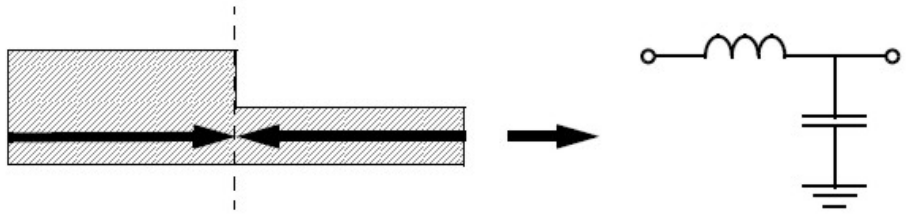

Fig.6.39 Modelul de circuit al unei discontinuităţi prin salt

Dacă căutăm un model al discontinuităţii dedus din parametrii S, poate fi prudent să lăsăm o anumită lungime de linie de ambele părţi ale discontinuităţii pentru a nu introduce confuzii în editorul de “layout”.

6.15. Consideraţii asupra proiectării unui filtru trece bandă

În fig.6.40 este prezentat un exemplu simplu legat de proiectarea unui filtru cu linii cuplate.
Un asemenea filtru poate fi descris ca o cascadă de secţiuni formate din linii în $\lambda/4$, cuplate. În zona în care se întîlnesc două secţiuni, există două capete de linii, în gol, foarte apropiate.

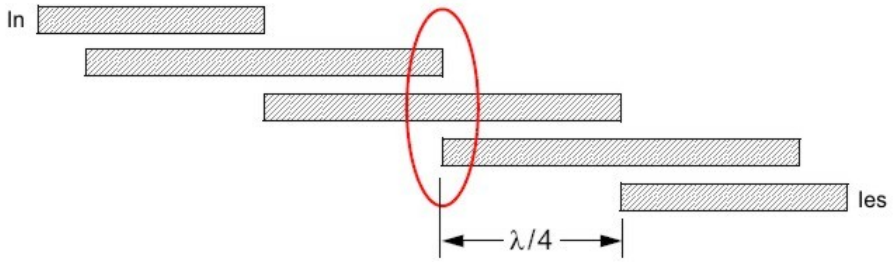

Fig.6.40. Filtru trece-bandă cu linii cuplate

. Cunoaştem un model analitic pentru capătul deschis a unei singure linii. Se pun întrebările:

- trebuie să modificăm acest model datorită existentei benzilor metalice adiacente ?
- exista un cuplaj semnificativ între cele două capete deschise ?

La aceste întrebări putem răspunde uşor utilizînd un simulator de cîmp. Astfel, putem iniția o structură cu patru porți în simulatorul electromagnetic, ca în fig.6.41, şi să decapsulăm pînă la joncțiunea celor două sectiuni formate din două linii cuplate.

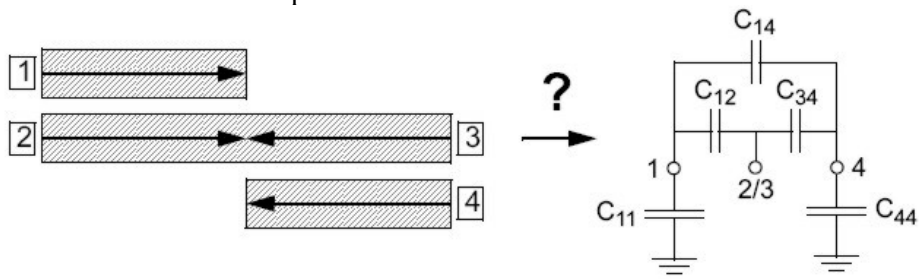

Fig.6.41. Model de circuit pentru jonctiunea a două linii cuplate

Cu datele astfel obținute, putem explora diverse modele pentru jonctiune şi examina mărimea relativă a diverselor componente de circuit pentru a determina care sunt mai importante. Se vor deosebi semnificativ C_{11} şi C_{44} de cazul unui singur capăt în gol ¿ Au valori semnificative C_{14}, C_{12}, sau C_{34}?

Deşi este un exerciţiu interesant sa dezvoltăm un model de circui pentru joncţiunea dintre două perechi de linii cuplate, nu este necesar obligatoriu pentru a putea utiliza datele rezultate din simulare. Daca singurul nostru scop este să proiectăm un filtru mai bun, putem utiliza direct parametrii S în analiza şi optimizarea filtrului. Astfel, filtrul nostru devine o cascadă de modele analitice pentru liniile cuplate şi diporţi cu patru porţi caracterizaţi prin parametrii S calculaţi de simulatorul de cîmp, fig.6.42.

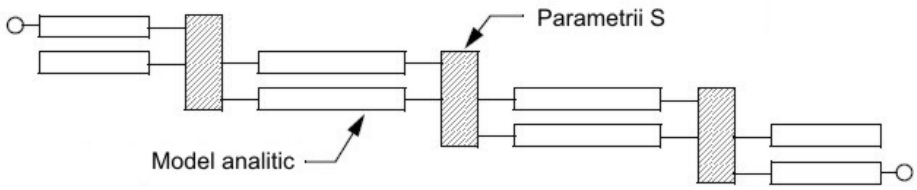

Fig.6.42. Modelarea filtrului trece banda cu ajutorul jonctiunilor de linii cuplată

În acest caz, putem acorda încredere simulatorului de cîmp pentru luarea în considerare a unui grup complex de discontinuităţi.