

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA**  
**ELÉTRICA**

**MODELAGEM NUMÉRICA DE PROBLEMAS DE**  
**COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA**  
**UTILIZANDO TLM (TRANSMISSION-LINE**  
**MODELING METHOD)**

Tese submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**GOLBERI DE SALVADOR FERREIRA**

Florianópolis, Março de 1999.

# MODELAGEM NUMÉRICA DE PROBLEMAS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA UTILIZANDO TLM (TRANSMISSION-LINE MODELING METHOD)

Golberi de Salvador Ferreira

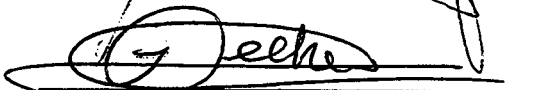
‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica,  
Área de Concentração em Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos, e  
aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Santa Catarina.’



---

Prof. Adroaldo Raizer, Dr. – UFSC

Orientador



---

Prof. Ildemar Cassana Decker, Dr. – UFSC

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



---

Prof. Adroaldo Raizer, Dr. – UFSC

Presidente da Banca Examinadora



---

Prof. Christos Christopoulos, PhD



---

Prof.ª Elisete Ternes Pereira, Dra.



---

Prof. Leonardo Rodrigues Araujo Xavier de Menezes, Dr.



---

Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.



---

Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.

## **Dedicatória**

Dedico este trabalho à minha  
esposa Adelir e à minha filha  
Debora por todo apoio,  
dedicação e amor.

## Agradecimentos

Agradeço em especial aos meus pais João Paulo e Beatriz pelo incentivo e à minha irmã Sandra pela ajuda na redação desta Tese.

Agradeço aos membros da banca examinadora, professores Leonardo Menezes, Elisete Ternes Pereira, João Pedro Assumpção Bastos e Ênio Valmor Kassick pelas importantes intervenções no sentido de aprimorar meu trabalho, ao professor Christos Christopoulos por me receber e orientar durante o estágio na *University of Nottingham* e ao meu orientador e amigo Adroaldo Raizer por sua constante participação e direcionamento nas discussões a respeito do que aqui foi escrito.

Aos meus amigos da Gerência de Eletrônica do CEFET/SC, onde leciono e a todo o pessoal do GRUCAD/UFSC, onde desenvolvi a maior parte deste trabalho.

Agradeço à CAPES pelo apoio financeiro durante o estágio em Nottingham-UK e ao CEFET/SC por incentivar a capacitação docente.

Não poderia deixar de citar os parentes e amigos, que sempre se fizeram presentes em todos os momentos importantes da minha vida.

Agradeço a DEUS por permitir tudo isto.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

# **MODELAGEM NUMÉRICA DE PROBLEMAS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA UTILIZANDO TLM (TRANSMISSION-LINE MODELING METHOD)**

**Golberi de Salvador Ferreira**

Março/1999

Orientador: Adroaldo Raizer

Área de Concentração: Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos

Palavras-chave: Compatibilidade Eletromagnética, Modelagem Numérica, TLM  
(Transmission-line Modeling Method).

Número de Páginas: 189

Este trabalho visa inicialmente reunir informações sobre os aspectos relativos à compatibilidade eletromagnética (EMC) e estudar, classificar e selecionar várias técnicas numéricas para aplicações nesta área.

Baseado neste estudo inicial, o método TLM (Transmission-line Modeling Method) foi selecionado e a partir da sua formulação matemática, foram desenvolvidos programas computacionais com o objetivo de realizar a modelagem de casos de compatibilidade eletromagnética. Os resultados obtidos comprovaram a eficiência do método TLM para análises de problemas desta natureza.

A principal contribuição científica deste trabalho está na avaliação, desenvolvimento e aplicação do método TLM para problemas de compatibilidade eletromagnética.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

# **NUMERICAL MODELING OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY PROBLEMS USING TLM (TRANSMISSION-LINE MODELING METHOD)**

**Golberi de Salvador Ferreira**

Março/1999

Advisor: Adroaldo Raizer

Area of Concentration: Conception and Analysis of Electromagnetic Devices Group

Keywords: Electromagnetic Compatibility, Numerical Modeling, TLM (Transmission-line Modeling Method).

Number of Pages: 189

This work aims initially to assemble information about the aspects concerned to electromagnetic compatibility (EMC) and to study, classify and select some numerical techniques to apply in this area.

Based in an initial study, the TLM method (Transmission-line Modeling Method) was selected and from its mathematical formulation, it was developed some computational systems to perform the computational simulation of electromagnetic compatibility problems. The obtained results justify the efficiency of TLM method to analyze such problems.

The main scientific contribution of this work is the evaluation, development and application of TLM method on electromagnetic compatibility problems.

# Sumário

Folha de Aprovação	ii
Dedicatória	iii
Agradecimentos	iv
Resumo	v
Abstract	vi
Lista de Figuras e Tabelas	x
Lista de Símbolos	xiv
Introdução	1
Capítulo 1 – Introdução à Compatibilidade Eletromagnética	3
1.1 – Introdução	3
1.2 – O aspecto econômico da compatibilidade eletromagnética	4
1.3 – Caracterização de casos de compatibilidade eletromagnética	7
1.3.1 – Elementos de um problema de compatibilidade eletromagnética	8
1.3.2 – Solução de problemas de compatibilidade eletromagnética	10
1.3.3 – Subproblemas de compatibilidade eletromagnética	11
1.4 – Fontes de ruído	13
1.4.1 – Fontes de ruído natural	13
1.4.2 – Fontes de ruído industrial	14
1.5 – Normas e padronizações	17
1.5.1 – Medições EMC	19
1.6 – Minimização de interferências conduzidas e irradiadas	22
1.6.1 – Antenas intencionais e não-intencionais	23
1.6.2 – <i>Layout</i> de placas de circuito impresso	24
1.6.3 – Conexões e blindagens	25

1.6.4 – Filtros de linha	27
1.7 – Modelagem de problemas EMC	28
1.8 – Conclusões desta seção	29
1.9 – Referências desta seção	30
Capítulo 2 – Métodos Numéricos para Modelagem de Dispositivos Eletromagnéticos	33
2.1 – Introdução	33
2.2 – Métodos integrais e diferenciais	34
2.3 – Métodos no domínio tempo e frequência	37
2.4 – Métodos numéricos para aplicações em compatibilidade eletromagnética	38
2.4.1 – Finite element method (FEM) ou método de elementos finitos	39
2.4.2 – Finite difference method (FD) ou método de diferenças finitas	43
2.4.3 – Moments method (MoM) ou método dos momentos	46
2.4.4 – Transmission-line modeling method (TLM)	53
2.4.5 – Generalized multipole technique (GMT)	65
2.4.6 – Técnicas híbridas	65
2.5 – Conclusões desta seção	66
2.6 – Referências desta seção	68
Capítulo 3 – Formulação Matemática Tridimensional do Método TLM no Domínio Tempo (TLM-TD)	73
3.1 – Introdução	73
3.2 – A formulação bidimensional do TLM–TD	74
3.3 – A formulação tridimensional do TLM–TD	77
3.3.1 – Symmetrical Condensed Node (SCN)	77
3.3.2 – Matriz de espalhamento	80
3.3.3 – Conexão com o momento seguinte	85
3.3.4 – Condições de contorno	88
3.3.5 – Determinação do tempo de propagação no SCN	90
3.3.6 – Excitação no TLM–TD tridimensional	91
3.3.7 – Cálculo de campos	93
3.3.8 – Cálculo de correntes	97



3.3.9 – Modelagem de materiais condutores	99
3.3.10 – Casos não-homogêneos	102
3.4 – Conclusões desta seção	108
3.5 – Referências desta seção	109
Capítulo 4 – Aspectos Computacionais	111
4.1 – Introdução	111
4.2 – A linguagem FORTRAN	112
4.3 – Etapa de processamento	113
4.4 – Etapa de pós-processamento	117
4.5 – Conclusões desta seção	119
4.6 – Referências desta seção	120
Capítulo 5 – Resultados Obtidos	121
5.1 – Introdução	121
5.2 – Análise de placas de circuito impresso	121
5.2.1 – Efeitos do <i>layout</i> de placas de circuito impresso nos níveis de correntes e emissões	122
5.2.2 – Crosstalk e blindagens eletromagnéticas	140
5.3 – Análise de penetração de campos por aberturas	148
5.4 – Conclusões desta seção	152
5.5 – Referências desta seção	153
Conclusões Gerais	155
Anexo 1	157
Anexo 2	163
Anexo 3	170
Biografia do Autor	171

# Lista de Figuras e Tabelas

## Capítulo 1

Figura 1.1 – Custos do projeto considerando aspectos EMC	5
Figura 1.2 – Ciclo típico de desenvolvimento de produtos	6
Figura 1.3 – Diagrama em blocos dos elementos de um problema EMC	9
Figura 1.4 – Medições EMC de interferência irradiada	21
Figura 1.5 – Medições EMC de interferência conduzida	22
Figura 1.6 – Interferência de fontes de ruído nos cabos e conectores	26

## Capítulo 2

Tabela 2.1 – Comparação entre métodos integrais e diferenciais	36
Tabela 2.2 – Métodos no domínio tempo e frequência	37
Figura 2.1 – Elemento finito triangular de primeira ordem	40
Figura 2.2 – Elemento finito triangular	40
Figura 2.3 – Distribuição de campo elétrico no interior de um guia de onda: (a) retangular oco; (b) de crista	42
Figura 2.4 – Região de estudo discretizada no método de diferenças finitas	44
Figura 2.5 – Células básicas utilizadas em um guia de onda: (a) modo TE; (b) modo TM	44
Figura 2.6 – Condições de contorno na modelagem do infinito	45
Figura 2.7 – Arranjos de condutores para cálculo de scattering: (a) arranjo retilíneo; (b) arranjo semicilíndrico	50
Figura 2.8 – Diagrama de espalhamento para incidência direta a $0^{\circ}$ : (a) arranjo retilíneo de condutores (b) arranjo semicilíndrico de condutores	52
Figura 2.9 – Linha de transmissão a dois fios dividida em segmentos	54

Figura 2.10 – Modelo de um segmento de uma linha de transmissão	55
Figura 2.11 – Modelo do segmento utilizando a impedância característica da linha ( $Z_0$ )	55
Figura 2.12 – Equivalente de Thévenin de um segmento da linha de transmissão	56
Figura 2.13 – Resultados obtidos pelo programa baseado no método TLM-TD unidimensional para excitação na forma de um degrau de 30 volts: (a) tensão na carga; (b) corrente na fonte	62
Figura 2.14 – Resultados obtidos pelo PSPICE: (a) tensão na carga; (b) corrente na fonte	63

### Capítulo 3

Figura 3.1 – Nó série do TLM 2D	74
Figura 3.2 – Nó paralelo do TLM 2D	76
Figura 3.3 – Linhas de transmissão para cada direção do eixo de coordenadas retangulares	78
Figura 3.4 – Symmetrical Condensed Node (SCN)	79
Figura 3.5 – Tensões refletidas no interior do SCN se propagando para as extremidades	80
Figura 3.6 – Conexão com o momento seguinte	86
Figura 3.7 – Frequências de ressonância para uma cavidade quadrada de 10 centímetros	96
Figura 3.8 – Determinação de correntes através da Lei de Ampère	98
Figura 3.9 – Short Circuit Node ou nó de curto circuito	99
Figura 3.10 – Condutor no espaço aberto sujeito a uma onda plana	101
Figura 3.11 – Composição harmônica da corrente induzida no condutor	102
Figura 3.12 – <i>Stub</i> indutivo aplicado na direção “x” do SCN	103
Figura 3.13 – <i>Stub</i> capacitivo aplicado na direção “x” do SCN	104

### Capítulo 4

Figura 4.1 – Fluxograma do programa TLM-TD	113
--	-----

### Capítulo 5

Figura 5.1 – Efeitos das correntes nas emissões de ruído eletromagnético: (a) modo diferencial; (b) modo comum	123
Figura 5.2 – Representação esquemática de cinco diferentes configurações, mostrando:	

(a) <i>layout</i> 1 e 2; (b) <i>layout</i> 3; (c) <i>layout</i> 4; (d) <i>layout</i> 5;	
(e) seção transversal dos <i>layout</i> 1, 3, 4 e 5;	
(f) seção transversal do <i>layout</i> 2	125
Figura 5.3 – Correntes de modo comum comparadas entre o <i>layout</i> 1 ( $I_{mc1}$ ) e o:	
(a) <i>layout</i> 2 ( $I_{mc2}$ ); (b) <i>layout</i> 3 ( $I_{mc3}$ ); (c) <i>layout</i> 4 ( $I_{mc4}$ );	
(d) <i>layout</i> 5 ( $I_{mc5}$ )	127
Figura 5.4 – Corrente de modo comum no <i>layout</i> 1 ( $I_{mc1}$ ) comparada com três diferentes opções para conexão com o plano-terra: (a) junto à fonte ( $I_{mc6}$ ); (b) junto à carga ( $I_{mc7}$ ); (c) em ambas as posições ( $I_{mc8}$ )	129
Figura 5.5 – Correntes de modo comum gerando:	
(a) campo magnético na direção “x”	
(b) campo elétrico na direção “y”	131
Figura 5.6 – Correntes de modo diferencial gerando:	
(a) campo magnético na direção “y”;	
(b) campo elétrico na direção “x”	132
Figura 5.7 – Módulo do campo elétrico irradiado em 3.5 GHz:	
(a) <i>layout</i> 1; (b) <i>layout</i> 2; (c) <i>layout</i> 4	134
Figura 5.8 – Módulo do campo magnético irradiado em 3.5 GHz:	
(a) <i>layout</i> 1; (b) <i>layout</i> 2; (c) <i>layout</i> 4	136
Figura 5.9 – Corrente no <i>layout</i> 1 em 3.5 GHz: (a) corrente de modo comum ( $I_{mc}$ ) e modo diferencial ( $I_{md}$ ) ao longo da trilha impressa;	
(b) módulo da corrente no plano-terra	137
Figura 5.10 – Corrente no <i>layout</i> 2 em 3.5 GHz: (a) corrente de modo comum ( $I_{mc}$ ) e modo diferencial ( $I_{md}$ ) ao longo da trilha impressa;	
(b) módulo da corrente no plano-terra	138
Figura 5.11 – Corrente no <i>layout</i> 4 em 3.5 GHz: (a) corrente de modo comum ( $I_{mc}$ ) e modo diferencial ( $I_{md}$ ) ao longo da trilha impressa;	
(b) módulo da corrente no plano-terra	139
Figura 5.12 – Configuração da placa sob análise	142
Figura 5.13 – Corrente no centro da trilha excitada pela fonte impulsiva e no centro da trilha de componentes passivos da PCI	143
Figura 5.14 – Colocação de um condutor acima da placa	144

Figura 5.15 – Correntes na trilha excitada e no condutor colocado acima da placa	145
Figura 5.16 – Colocação de uma blindagem eletromagnética entre a placa e o condutor:	
(a) sem conexão ao plano-terra;	
(b) conectada ao plano-terra	146
Figura 5.17 – Corrente no condutor acima da placa, com e sem a blindagem eletromagnética	147
Figura 5.18 – Corrente no condutor acima da placa com a blindagem eletromagnética aterrada ou não ao plano-terra	147
Figura 5.19 – Cavidade ressonante	148
Figura 5.20 – Comparação entre TLM e dados experimentais	150
Figura 5.21 – Comparação entre TLM e o Método dos Momentos	150
Figura 5.22 – Comparação entre TLM e o Método de Elementos Finitos.	151
 <b>Anexo 1</b>	
Figura A1.1 – Limites impostos pela FCC para emissões conduzidas pelos equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B	158
Figura A1.2 – Limites impostos pela FCC para emissões irradiadas pelos equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B	159
Figura A1.3 – Comparação entre os limites impostos pela FCC para emissões irradiadas pelos equipamentos Classe A e Classe B	160
Figura A1.4 – Comparação entre os limites impostos pela CISPR 22 e pela FCC para emissões irradiadas pelos equipamentos:	
(a) Classe A; (b) Classe B	161
Figura A1.5 – Comparação entre os limites impostos pela CISPR 22 e FCC para emissões conduzidas pelos equipamentos:	
(a) Classe A; (b) Classe B	162
 <b>Anexo 2</b>	
Figura A2.1 – Symmetrical Condensed Node	163

## Lista de Símbolos

### Item 2.4.3

$E$  – campo elétrico

$H$  – campo magnético

$f_e$  – função do campo elétrico

$f_m$  – função do campo magnético

$J$  – densidade de corrente

$b_i$  –  $i$ -ésima função de base

$J_i$  – coeficiente relativo à densidade de corrente

$N$  – número de segmentos no qual foi discretizado o problema

$w_j$  – função de peso

$[Z]$  – matriz de geometria do problema

$[H]$  – vetor de campos magnéticos incidentes

$[J]$  – vetor de correntes em cada elemento da superfície condutora

$Z_{ij} = \langle w_j, f_m(b_i) \rangle$  – termos da matriz  $[Z]$

$H_j = \langle w_j, H_{inc} \rangle$  – elementos do vetor  $[H]$

$H_{inc}$  – valores de campo incidentes

$E(\phi)$  – campo elétrico em função do ângulo ( $\phi$ )

$\phi_0$  – ângulo de incidência do campo

### Item 2.4.4

$V_s$  – fonte de tensão, aplicada no início da linha

$Z_L$  – impedância da carga, acoplada ao fim da linha

$N$  – número de segmentos no qual foi dividida a linha de transmissão

$\Delta_x$  – comprimento de cada segmento

$COMP$  – comprimento total da linha.

$R$  e  $L$  – resistência e indutância série de cada segmento

$C$  e  $G$  – capacitância e condutância paralelo de cada segmento

$V$  – tensão aplicada ao segmento

$I$  – corrente que entra no segmento

$Z_0$  – impedância característica da linha

$\Gamma$  – coeficiente de reflexão

$Z_1$  – impedância do meio de onde chega a frente de onda

$Z_2$  – impedância do meio para onde vai a frente de onda

$k$  – instante de tempo

$n$  – segmento genérico do meio da linha

${}_k I_n$  – corrente que se propaga em “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

${}_k V_n$  – tensão em “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

${}_k V_n^i$  – tensão incidente pela esquerda de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

${}_k V_n^d$  – tensão incidente pela direita de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

${}_k V_n$  – tensão à esquerda de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

${}_k V_n$  – tensão à direita de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

${}_k V_n^r$  – tensão refletida para o lado esquerdo do segmento “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

${}_k V_n^r$  – tensão refletida para o lado direito do segmento “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”

$\Delta t$  – passo de tempo

$Vel$  – velocidade de propagação da onda na linha

$L_D$  – indutância distribuída da linha

$C_D$  – capacitância distribuída da linha

### **Item 3.2**

$V_1^i$  – tensão incidente na porta 1

$V_2^i$  – tensão incidente na porta 2

$V_3^i$  – tensão incidente na porta 3

$V_4^i$  – tensão incidente na porta 4

$V_1^r$  – tensão refletida pela porta 1

$V_2^r$  – tensão refletida pela porta 2

$V_3^r$  – tensão refletida pela porta 3

$V_4^r$  – tensão refletida pela porta 4

### **Item 3.3**

$E_x$  – campo elétrico polarizado na direção “x”

$E_y$  – campo elétrico polarizado na direção “y”

$E_z$  – campo elétrico polarizado na direção “z”

$H_x$  – campo magnético polarizado na direção “x”

$H_y$  – campo magnético polarizado na direção “y”

$H_z$  – campo magnético polarizado na direção “z”

[S] – matriz de espalhamento

[S]<sup>T</sup> – matriz transposta de espalhamento

[I] – matriz identidade

${}_k[V^r]$  – vetor de ordem 12 de tensões refletidas pelo SCN (Symmetrical Condensed Node)

${}_k[V^i]$  – vetor de ordem 12 de tensões incidentes ao SCN

${}_{k+1}V_8^i(x, y, z-1)$  – tensão incidente na *porta 8* do nó situado em  $(x,y,z-1)$ , no instante de tempo “k+1”

${}_kV_4^r(x, y, z)$  – tensão refletida na *porta 4* do nó situado em  $(x,y,z)$ , no instante de tempo “k”

${}_kV_8^r(x, y, z-1)$  – tensão refletida na *porta 8* do nó situado em  $(x,y,z-1)$ , no instante de tempo “k”

${}_{k+1}V_4^i(x, y, z)$  – tensão incidente na *porta 4* do nó situado em  $(x,y,z)$ , no instante de tempo “k+1”

${}_{k+1}V_3^i(x, y, z)$  – tensão incidente na *porta 3* do nó de fronteira, no instante “k+1”

${}_kV_3^r(x, y, z)$  – tensão refletida na *porta 3* do nó de fronteira, no instante “k”

${}_{k+1}V_6^i(x, y, z)$  – tensão incidente na *porta 6* do nó de fronteira, no instante “k+1”



$kV_6^r(x, y, z)$  – tensão refletida na *porta*  $\delta$  do nó de fronteira, no instante “ $k$ ”

$\Gamma$  – coeficiente de reflexão.

$u$  – velocidade de propagação da onda no meio

$\Delta t$  – passo de tempo

$\Delta \ell$  – dimensão do SCN regular

$E_0$  e  $H_0$  – valores iniciais de campo elétrico e magnético respectivamente que devem ser aplicados nos nós selecionados como nós de excitação

$Z_0$  – impedância característica do meio considerado

$m$  – número de meios comprimentos de onda na direção “ $x$ ”

$n$  – número de meios comprimentos de onda na direção “ $y$ ”

$p$  – número de meios comprimentos de onda na direção “ $z$ ”

$a$  – dimensão interna da cavidade ressonante, na direção “ $x$ ”

$b$  – dimensão interna da cavidade ressonante, na direção “ $y$ ”

$c$  – dimensão interna da cavidade ressonante, na direção “ $z$ ”

$\mu$  – permeabilidade magnética do material que preenche a cavidade

$\varepsilon$  – permissividade elétrica do material que preenche a cavidade

$f_r$  – frequência de ressonância da cavidade

$\vec{H}$  – campo magnético nos nós adjacentes ao nó onde se deseja calcular a corrente

$dl$  – elemento de comprimento

$L$  – caminho ao redor do nó onde se deseja calcular a corrente

$c$  – velocidade da luz no vácuo ou no ar

$\lambda$  – comprimento de onda

$f$  – frequência

$\hat{Z}$  – impedância do *stub*

$\hat{Y}$  – admitância do *stub*

$\varepsilon_r$  – permissividade elétrica relativa

$\mu_r$  – permeabilidade magnética relativa

#### **Item 4.4**

$FR$  – frequência de interesse

$WR$  – frequência angular

$B(FR)$  – variável complexa auxiliar para uma frequência  $FR$

$T$  – valor do tempo em cada passo do processo de iteração

$T_{inicial}$  – valor do tempo no primeiro passo de iteração que corresponde ao tempo inicial da simulação

$T_{final}$  – valor do tempo no último passo de iteração que corresponde ao tempo final da simulação

$VAR(T)$  – valor da grandeza em cada passo de iteração

$A(FR)$  – amplitude da harmônica correspondente à frequência escolhida ( $FR$ )

### **Item 5.3**

$V_{dB}$  – relação em decibéis entre a tensão induzida no condutor e o campo elétrico incidente

$V_{ind}$  – tensão induzida na base do condutor existente no interior da cavidade

$E_{inc}$  – módulo do campo elétrico que incide sobre a face da cavidade que possui o furo

# Introdução

Este trabalho é composto por um capítulo inicial que trata da apresentação dos elementos de um problema típico de compatibilidade eletromagnética, das fontes mais comuns de interferência, das regulamentações internacionais existentes e fornece alguns exemplos. A definição de compatibilidade eletromagnética (EMC - ElectroMagnetic Compatibility) refere-se à habilidade de um dispositivo ou sistema elétrico/eletrônico de funcionar satisfatoriamente dentro de um ambiente eletromagnético sem introduzir níveis intoleráveis de interferência eletromagnética (EMI - ElectroMagnetic Interference) e sem ser suscetível aos níveis considerados aceitáveis de EMI. Nesta seção são definidas ainda, algumas formas de minimização de problemas comuns nesta área.

O capítulo 2 descreve inicialmente a importância da utilização de técnicas numéricas na resolução de problemas de eletromagnetismo e classifica os diversos tipos de métodos existentes. A seguir, apresenta os fundamentos dos métodos mais comuns para análises de problemas EMC, com ênfase no Método de Elementos Finitos (FEM – Finite Element Method), no Método dos Momentos (MoM – Moments Method), e no TLM (Transmission-Line Modeling Method). Para finalizar esta seção, é feita uma comparação entre os métodos de modelagem numérica apresentados, destacando suas vantagens na aplicação em casos de propagação de ondas no espaço aberto e casos não-homogêneos. A partir daí é feita a opção pelo método que mais se adapta aos tipos de problemas a serem estudados.

No capítulo 3, o método TLM-TD (Transmission-Line Modeling Method – Time Domain) é estudado com mais profundidade e é apresentada a formulação

matemática das versões bidimensional e tridimensional. Alguns casos são aplicados a estas formulações para confirmar a eficiência, confiabilidade e facilidade de programação do método TLM-TD tridimensional, que foi considerado o mais adaptável aos diferentes tipos de problemas estudados.

O capítulo 4 mostra os principais aspectos computacionais envolvidos na elaboração de vários programas baseados no método TLM. Tópicos como a linguagem de programação utilizada e o fluxograma dos programas desenvolvidos com o TLM serão abordados neste item. Além disso, serão apresentadas técnicas de transformação domínio tempo para domínio frequência e programas de visualização gráfica bidimensional e tridimensional.

O capítulo final apresenta os resultados obtidos com a aplicação de programas baseados no TLM-TD tridimensional em alguns casos voltados à compatibilidade eletromagnética. A contribuição científica e a originalidade do tema ficam demonstrados nesta seção com a inclusão de resultados publicados em congressos internacionais e no Brasil.

# 1

## **Introdução à Compatibilidade Eletromagnética**

### **1.1 – Introdução**

Compatibilidade eletromagnética (EMC) é a habilidade de um equipamento ou sistema eletrônico de poder funcionar satisfatoriamente em um determinado ambiente, sem introduzir níveis intoleráveis de interferências eletromagnéticas (EMI).

Esta definição refere-se a uma classe de problemas de eletromagnetismo que tem sofrido um aumento na sua ocorrência, principalmente devido a dois fatores. O primeiro fator é o aumento da quantidade de equipamentos eletrônicos em

instalações industriais, comerciais e até mesmo residenciais, acarretando numa maior densidade de sinais eletrônicos presentes no ambiente. Outro fator é o aumento da velocidade de resposta destes equipamentos, o que normalmente envolve o uso de sinais eletrônicos com frequências altas. Estes fatores têm aumentado a ocorrência de problemas de compatibilidade eletromagnética de tal forma que esta área constitui-se hoje, numa importante fonte de investigação científica [1]-[4].

Para iniciar o estudo da compatibilidade eletromagnética (EMC), este capítulo irá caracterizar os problemas EMC de uma forma geral, identificando seus elementos, categorias, classes e exemplos. Será dada atenção especial às fontes de ruído ou interferência, que representam um aspecto importante de problemas desta natureza. Na seqüência, serão apresentadas informações relativas a normas, padronizações, aceitação de produtos, medições e testes. Para finalizar, serão descritas algumas soluções empregadas na minimização de problemas de compatibilidade eletromagnética no sentido de promover a adaptação com as normas existentes.

Do ponto de vista científico, é clara a importância do estudo de problemas EMC, mas é possível reforçar esta intenção, acrescentando informações do ponto de vista econômico da produção de equipamentos eletrônicos, o que será feito a partir deste item.

## **1.2 – O aspecto econômico da compatibilidade eletromagnética**

De uma forma simplificada, pode-se dividir a colocação de um produto eletrônico no mercado em três etapas: projeto, testes e produção. Considerando que este produto precisa passar por testes para verificar seus níveis de geração de ruídos, podem ocorrer três situações distintas.

Sendo considerados os aspectos EMC, durante a fase de projeto do produto, visando prever e minimizar as emissões e a suscetibilidade a ruídos, pode-se perceber através da Figura 1.1, que o custo total do desenvolvimento do produto deverá ser menor porque há uma grande disponibilidade de técnicas para resolver problemas que possam ocorrer nesta etapa inicial.

Na eventualidade de ser detectado um problema EMC durante a fase de testes do produto, que venha a exigir alguma modificação no projeto original, menor será o número de soluções disponíveis e conseqüentemente os custos totais deverão aumentar.

Porém, se a necessidade de minimização de problemas de EMC ocorrer durante o momento da produção do produto, poucas técnicas preventivas podem ser empregadas, devendo ser mais contundentes as modificações no projeto inicial, que provavelmente não havia levado em conta as preocupações com a compatibilidade eletromagnética. A conseqüência disto é a elevação exagerada dos custos totais, provocando em alguns casos a sua precoce inviabilização [2].

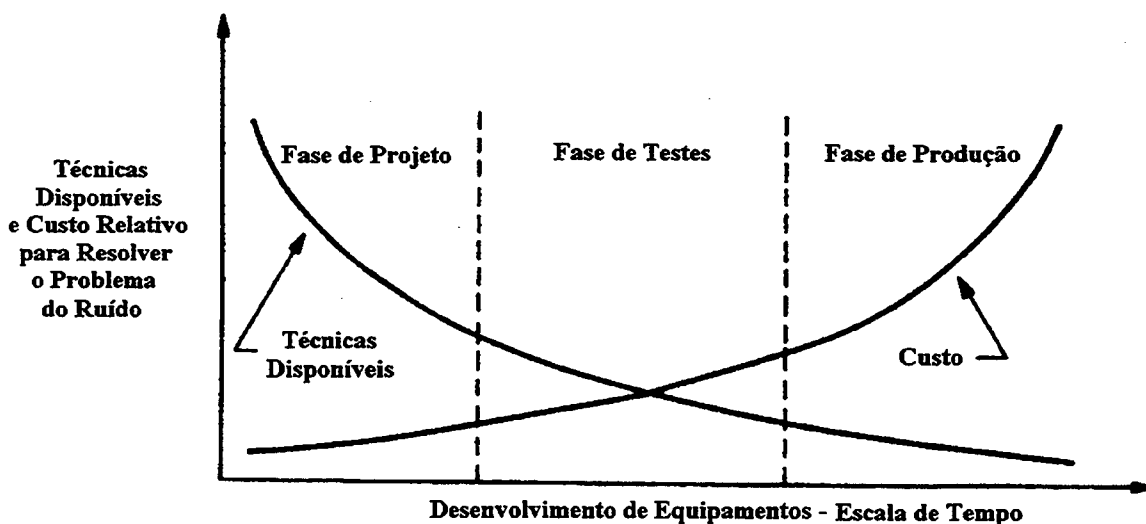


Figura 1.1 – Custos do projeto considerando aspectos EMC [2].

Hoje, as empresas estão adaptando suas rotinas de desenvolvimento de produtos para que os problemas EMC sejam detectados e minimizados o quanto antes. A Figura 1.2 mostra um ciclo típico de desenvolvimento de produtos que estão sendo adotados por empresas que possuem a preocupação em evitar futuros problemas de compatibilidade eletromagnética em seus produtos [5]. Observa-se que a tendência atual é subdividir o processo de desenvolvimento de um produto em várias etapas, onde possam ser efetuadas avaliações das emissões de ruído eletromagnético através de medições EMC. Com isso, pretende-se evitar a detecção de um problema EMC nas fases finais do desenvolvimento de um produto e antes do início do processo produtivo propriamente dito.

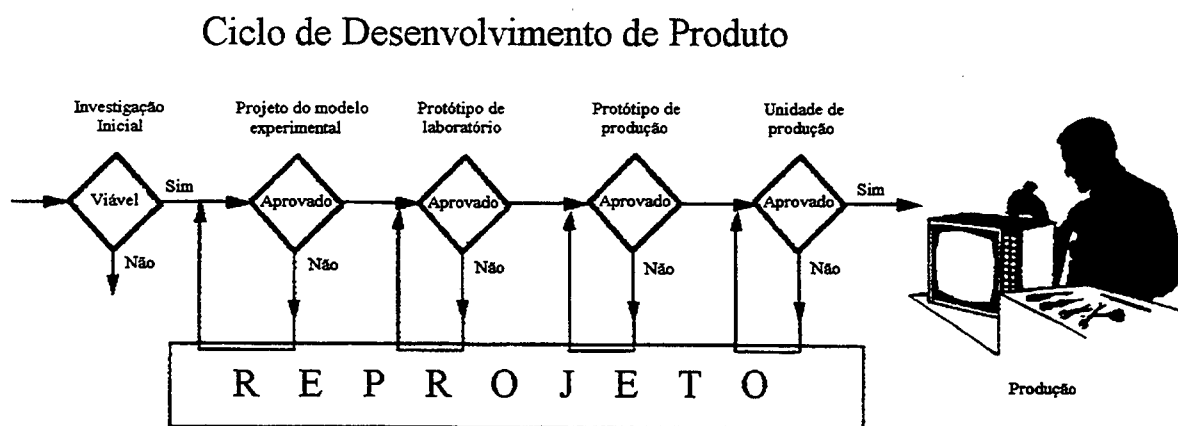


Figura 1.2 – Ciclo típico de desenvolvimento de produtos [5].

Evidentemente, a preocupação com relação às emissões não-intencionais de ruído, que caracterizam os problemas EMC é justa, pois os componentes de sistemas eletrônicos podem apresentar um comportamento não-ideal quando submetidos a sinais de alta frequência. Desta forma, é necessário identificar os tipos de estruturas que são capazes de emitir ou captar estes sinais, mesmo que não tenham sido projetadas para tal. Para que esta identificação seja efetuada com precisão é preciso conhecer as formas com que estes problemas se manifestam e como se caracterizam os problemas EMC.



### 1.3 – Caracterização de casos de compatibilidade eletromagnética

Muitos exemplos podem ser citados para exemplificar os problemas EMC, como o fato de microcomputadores interferirem com rádios FM e televisores, telefones celulares que não podem ser usados durante as viagens de avião por interferirem nos equipamentos eletrônicos da aeronave, sistemas de injeção eletrônica dos automóveis que não funcionam perto de linhas de transmissão de alta potência ou túneis, televisores que são interferidos por inúmeros eletrodomésticos que possuam motores elétricos, fontes de alimentação chaveadas que geram interferência em outros dispositivos, lâmpadas fluorescentes que quando acendem provocam interferência em equipamentos que estejam em pontos próximos da rede elétrica, etc... .

Num nível de maior responsabilidade, já foram detectados muitos problemas em sistemas de comunicação, alarmes, satélites, radares, armamentos e outros, que provavelmente ou com certeza ocorreram devido à falta de compatibilidade eletromagnética entre equipamentos que compartilham do mesmo ambiente eletromagnético. Muitos acidentes que ocorreram com helicópteros, navios, aviões e outros, hoje já se sabe, foram causados por problemas de compatibilidade e interferência eletromagnética [1]-[2].

Podem ser citadas duas situações que abrangem praticamente todas as categorias de equipamentos e que causam inúmeros problemas na maioria deles. A primeira é a ocorrência de descargas atmosféricas, cujo valor dos campos eletromagnéticos envolvidos são realmente significativos a ponto de provocar dano ou mau funcionamento em equipamentos sem a devida proteção. As primeiras interferências eletromagnéticas registradas devido às descargas atmosféricas ocorreram quando *Marconi* realizou os primeiros testes com sistemas de modulação AM e descobriu que a mãe natureza já estava “no ar” [6]. A segunda situação é a ocorrência de descargas eletrostáticas, que são produzidas devido ao acúmulo de cargas em

determinadas estruturas e a sua conseqüente evasão quando estabelecidas as condições para tal. Este tipo de interferência é observada em muitas situações, onde inclusive o corpo humano pode ser considerado como uma fonte ou como um caminho para a corrente de descarga eletrostática [2]-[3].

Para que se possa entender melhor como ocorrem e qual a melhor forma de evitar as interferências eletromagnéticas, é preciso conhecer os elementos que compõem estes tipos de problemas e atacá-los convenientemente de acordo com as possibilidades do projeto. Embora diferentes soluções possam ser empregadas para resolver um único problema, aquela que irá provocar melhores resultados, certamente será a que eliminar ou minimizar a principal causa da interferência.

### **1.3.1 – Elementos de um problema de compatibilidade eletromagnética**

Os elementos que compõem qualquer problema de compatibilidade eletromagnética estão divididos em três blocos, como mostra a Figura 1.3 [7]:

- a fonte de um fenômeno eletromagnético que gera a interferência;
- o receptor (ou a vítima) do fenômeno eletromagnético que pode não funcionar adequadamente;
- o caminho entre fonte e receptor que permite a interferência, podendo este caminho ser os fios e cabos de conexão ou simplesmente a camada de ar ou de outros materiais eletromagneticamente permeáveis que existam entre fonte e receptor.

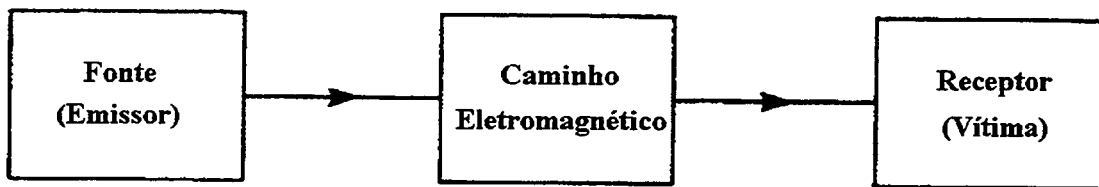


Figura 1.3 – Diagrama em blocos dos elementos de um problema EMC [7].

Para ocorrer uma interferência eletromagnética entre equipamentos dentro de um mesmo ambiente eletromagnético, é necessário que exista uma fonte de interferência ou ruído, um receptor destes sinais que possa sofrer uma modificação do seu funcionamento normal e um caminho eletromagnético estabelecido entre estes dois blocos, completando o circuito interferente. Todos estes elementos estão presentes num problema EMC, porém a identificação de cada um deles por vezes pode ser difícil. Normalmente, os problemas de compatibilidade eletromagnética podem ser resolvidos conhecendo-se ao menos dois destes elementos [1].

A experiência mostra que podem ser consideradas fontes em potencial de interferências eletromagnéticas os transmissores de rádio, as linhas de transmissão de alta potência, os circuitos eletrônicos, as descargas atmosféricas ou eletrostáticas, os motores elétricos, as lâmpadas fluorescentes no momento do acendimento, os equipamentos de solda elétrica, até mesmo as explosões solares e todos os outros fenômenos que têm como resultado a liberação de energia eletromagnética. Como receptores em potencial podem ser considerados todos os circuitos eletrônicos capazes de detectar e absorver energia eletromagnética.

O método de acoplamento eletromagnético entre a fonte e o receptor, ou seja, o caminho, pode ser diferenciado em duas categorias [1]-[4]:

- Conduzido, onde o ruído transfere-se da fonte para o receptor por meio de correntes elétricas que circulam pelos cabos de conexão;
- Irradiado, onde a interferência ocorre através da emissão de ondas eletromagnéticas geradas pela fonte e captadas pelo receptor.

É possível perceber que os caminhos que a interferência eletromagnética percorre são os mais variados possíveis, passando por fios, cabos, condutores, pelo ar e por materiais permeáveis às ondas eletromagnéticas [2].

O caminho real percorrido pela interferência eletromagnética da fonte até o receptor pode ser considerado como uma complexa combinação das categorias supracitadas. Isto faz com que se torne difícil a determinação e/ou modelagem do caminho real, mesmo que fonte e receptor sejam conhecidos. Além disso, a providência tomada para eliminar ou minimizar uma determinada categoria, pode provocar um incremento na influência de outra categoria, piorando ou simplesmente modificando um problema EMC. Baseado nos três elementos de um problema de compatibilidade eletromagnética, é possível elaborar um procedimento genérico para solução destes casos.

### **1.3.2 – Solução de problemas de compatibilidade eletromagnética**

De uma forma geral, existem três maneiras de se prevenir ou evitar problemas de interferência [1]:

- suprimir a emissão de interferência na fonte;
- fazer com que o caminho entre fonte e receptor, nas suas diferentes categorias, seja o mais ineficiente possível;
- fazer com que o receptor seja o menos suscetível possível às emissões das prováveis fontes.

Para isso, é preciso primeiro identificar os elementos (fonte, receptor e caminho), depois eliminar ou minimizar o caminho da interferência ou parte dele, reduzir as emissões da(s) fonte(s) e reduzir a suscetibilidade do(s) receptor(es). Desta forma, pode-se conseguir a desejada compatibilidade eletromagnética entre sistemas de um mesmo ambiente eletromagnético. Assim, uma forma de identificar os elementos e minimizar ou eliminar as interferências, permitindo que os equipamentos ou sistemas dentro de um mesmo ambiente eletromagnético sejam compatíveis, é conhecer as classes de subproblemas EMC às quais ele pode ser dividido.

### **1.3.3 – Subproblemas de compatibilidade eletromagnética**

Considerando os aspectos anteriormente levantados, pode-se dividir este problema EMC em quatro classes de subproblemas [1]:

- **Emissão Irradiada**, ocorre quando um determinado sistema apresenta um de seus componentes gerando sinais eletrônicos de alta frequência. Neste caso, os gabinetes, cabos de conexão, conectores e demais partes metálicas podem funcionar como antenas que irradiam não intencionalmente a energia eletromagnética interferente. Como consequência, o ambiente eletromagnético ao qual está inserido o sistema, fica eletromagneticamente poluído.

- Suscetibilidade Irrradiada, acontece quando um determinado sistema apresenta uma configuração tal que seus componentes possuam a capacidade de captar ondas eletromagnéticas presentes no seu ambiente de funcionamento. Deve existir neste sistema um receptor em potencial, cujo funcionamento é afetado de alguma forma pela influência da energia eletromagnética interferente.
- Emissão Conduzida, ocorre quando os cabos de conexão, de aterramento, de energia elétrica e de comunicações, conduzem correntes de interferência de um sistema ou equipamento para outro. Esta interferência pode com isso, contaminar toda a rede de cabos, fios e conectores que servem a um mesmo ambiente eletromagnético.
- Suscetibilidade Conduzida, existe quando um determinado equipamento, sistema ou parte destes, recebe sinais interferentes através dos cabos de conexão e sofre alterações no seu funcionamento normal.

Evidentemente, só ocorrerá uma interferência eletromagnética efetiva, com alterações no funcionamento normal de equipamentos eletrônicos, se existirem num mesmo ambiente, equipamentos sem proteção contra ruídos irradiados ou conduzidos o que os torna suscetíveis a estes problemas.

As soluções adotadas para minimizar ou eliminar as interferências irradiadas são relativamente conhecidas e facilmente implementáveis, tais como blindagens eletromagnéticas, cabos blindados, colocação de malha de terra e alocação correta de componentes de alta frequência em placas de circuito impresso, etc... . Existem também soluções para resolver o problema de interferência conduzida por cabos, fios e condutores, utilizando filtros eletrônicos, ferrites, indutores, etc...

Partindo do princípio de que uma determinada solução utilizada em um equipamento para evitar as emissões de ruído, não permite que estes sinais sejam

externados, é fácil verificar que esta solução evitará que ruídos externos o afetem. A conclusão imediata que se pode obter é que as soluções usadas para evitar as emissões de um equipamento servem também para que ele torne-se menos suscetível a interferências externas.

Dentre os pontos mais importantes das etapas de projeto, análise e solução de problemas EMC, estão o conhecimento prévio e o estudo dos tipos de estruturas que podem ser consideradas fontes de ruído em potencial.

## **1.4 – Fontes de ruído**

Dos elementos que compõem um problema EMC (fonte, receptor e caminho), a fonte de interferência ou ruído é o que mais influencia nas características do problema. Isto porque é a fonte quem determina o tipo, a frequência e a intensidade dos sinais interferentes envolvidos. Portanto, é prudente que se verifique os tipos mais comuns de fontes de interferência que são capazes de provocar problemas em várias classes de sistemas e equipamentos eletrônicos [3],[8].

### **1.4.1 – Fontes de ruído natural**

As fontes de ruído natural podem ser consideradas aquelas que ocorrem devido aos fenômenos da natureza, não provocados pelo homem, como as descargas atmosféricas. As características de uma interferência provocada por uma descarga atmosférica são muito particulares por ocorrerem aleatoriamente em tempo e lugar. Todos os equipamentos eletrônicos estão sujeitos a esta situação e por isso é prudente providenciar medidas que minimizem seus efeitos.

A interferência proveniente de uma descarga atmosférica pode ser considerada como um impulso cuja amplitude de corrente chega a valores bastante elevados em relação aos níveis das grandezas em outros tipos de interferência. Isto significa que existe um número muito alto de harmônicos de valor significativo que se propagam pelo ar e interferem numa grande quantidade de equipamentos eletrônicos simultaneamente. Esta perturbação pode ocorrer a distâncias muito grandes, devido aos altos valores de campo envolvidos. A colocação de pára-raios acoplados a um bom sistema de aterramento ajudam a minimizar este problema, mas dependendo da proximidade da descarga, não existe como impedir problemas, alterações e/ou danos [3].

#### **1.4.2 – Fontes de ruído industrial**

Em todos os ramos de atividade, mas particularmente em ambientes industriais, pode existir uma quantidade e variedade muito grande de equipamentos que recebem, captam, absorvem, geram ou transmitem toda sorte de sinais elétricos e ondas eletromagnéticas. Devido à utilização da energia elétrica nas mais diversas aplicações, o ambiente da indústria é o que apresenta maiores condições para que existam problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC) [3].

Podem ser citadas como as áreas mais problemáticas de uma organização industrial, as redes de computadores, os equipamentos de rádio-comunicação, iluminação fluorescente, linhas telefônicas, motores, transformadores, etc... . Especialmente nas indústrias de telecomunicações e informática, os problemas EMC são mais preocupantes devido ao grande número de fontes de ruído eletromagnético e receptores suscetíveis a ele. Assim, alguns conceitos podem ser definidos para classificar tipos de ruídos existentes num ambiente desta natureza.



O “Comité d’Études n° 1” da “Commission Électrotechnique Internationale” define *ruído eletromagnético* como um fenômeno eletromagnético variável, que não contém informação alguma e pode se superpor ou se combinar a um sinal *útil*, que contenha algum tipo de informação [3].

*Sinal parasita* é um sinal que se superpõem a um outro já existente sem obrigatoriamente apresentar problemas.

*Perturbação eletromagnética ou rádio-elétrica* é uma anomalia de natureza qualquer no funcionamento de um determinado sistema, que pode ocorrer devido à uma irradiação eletromagnética ou a uma propagação de origem elétrica ou eletromagnética, que para todos os efeitos é considerada indesejada [9].

Uma *perturbação conduzida* é uma anomalia de natureza qualquer no funcionamento de um determinado sistema, que pode ocorrer devido à condução por meios dos cabos de conexão, de sinais de ruído ou interferência.

As perturbações eletromagnéticas ou conduzidas podem ser classificadas quanto à composição harmônica do seu espectro de frequências. Dependendo do valor da frequência da perturbação ou mesmo da largura de faixa abrangida, os efeitos causados bem como as soluções para eles, sofrem modificações. Estas variações na composição harmônica do sinal de perturbação podem ser devido à ocupação espectral de natureza impulsiva, sinusoidal ou aleatória. Dentre os tipos identificáveis num ambiente industrial, pode-se destacar [3]:

- Sinal de perturbação de banda estreita, é aquele cujo espectro de frequências apresenta uma ou várias faixas de interferência. Um exemplo desta modalidade são as perturbações que ocorrem devido a sinais transmitidos por equipamentos de rádio-transmissão, que apresentam uma faixa principal contendo a informação e várias outras subfaixas distanciadas igualmente entre

si. O caso ideal da perturbação de banda estreita é a perturbação provocada por um sinal senoidal puro que possui apenas uma harmônica que causa interferência.

- Sinal de perturbação de banda larga, é aquele cujo espectro é quase contínuo em relação a frequência, ou seja, possui um número de harmônicas muito grande de forma que a distância entre as faixas de interferência não pode ser detectada ou medida.

Evidentemente quando se admite a classificação do ambiente como sendo industrial, estão incluídos também os ambientes comerciais e em alguns casos os residenciais. Os exemplos abaixo identificam algumas situações onde podem ser detectados problemas EMC [1]-[8]:

- transmissores e receptores de rádio-comunicação;
- linhas de transmissão de alta tensão;
- iluminação fluorescente;
- aparelhos eletrônicos em geral;
- motores elétricos e aparelhos de tração elétrica;
- flashes eletrônicos;
- sistemas de comunicação eletromecânica;
- sistemas de ignição de motores à explosão (rotor e platinado), etc ...

No momento de projetar, desenvolver ou instalar um sistema ou equipamento eletrônico, deve-se sempre ter a preocupação com a presença, no seu local de instalação, de fontes de ruído eletromagnético. Além disso, deve-se garantir que este equipamento ou sistema não contribua com a contaminação do ambiente. Para isso, existem normas que regulamentam os níveis máximos de interferência que um

determinado equipamento pode introduzir no seu ambiente de trabalho ou funcionamento.

### 1.5 – Normas e padronizações

Uma grande motivação para o estudo dos problemas relacionados à compatibilidade eletromagnética, reside na imposição por parte de alguns países, de que os equipamentos eletrônicos comercializados no seu território, devam obedecer rigorosos critérios na área de compatibilidade eletromagnética, particularmente com relação às emissões de ruído. Estas exigências adicionais que devem pertencer ao projeto do equipamento, têm o objetivo de tornar os sistemas eletromagneticamente compatíveis com o seu ambiente de instalação e funcionamento. Porém, mesmo em países onde não existem imposições legais nesta área, podem existir exigências de qualidade por parte do mercado consumidor. Assim, pode-se identificar duas classes básicas de exigências [1]:

- as impostas pelas indústrias de manufatura;
- as impostas por agências governamentais.

As imposições feitas pelas indústrias existem no sentido de permitir a satisfação do cliente e consumidor em potencial e têm o propósito de assegurar a confiabilidade e qualidade dos produtos. São imposições não só de controle de emissões, mas também de suscetibilidade a elas. Por exemplo, se uma determinada empresa lança no mercado um novo produto que é muito suscetível a descargas atmosféricas ou eletrostáticas, certamente obterá maus resultados de vendas e uma má reputação em relação à concorrência. Por isso, em muitos casos, é a lei de mercado e não imposições legais que determina a qualidade e imunidade do produto. Assim, nos países onde não existam leis que regulamentam esta área, são os consumidores que

definem indiretamente através de sua opção de compra, os limites de qualidade e confiabilidade dos produtos.

As imposições governamentais são exigências legais e portanto não podem ser desrespeitadas. São exigências que determinam o controle da interferência gerada pelos produtos. Porém, mesmo que o produto esteja de acordo com as normas, isto não quer dizer que não emita nenhum tipo de ruído, apenas que está dentro dos limites legais impostos. Estas normas visam reduzir a poluição eletromagnética, de um modo geral, e padronizar a qualidade dos equipamentos eletrônicos comercializados em uma determinada região de atuação.

As exigências governamentais estão baseadas em normas específicas e por isso agências especializadas são responsáveis por essa regulamentação e fiscalização. É conveniente salientar que existem normas específicas para fins militares, que são muito mais rígidas do que as utilizadas para fins comerciais e que são regulamentadas pelas mesmas organizações.

O mercado americano possui um órgão chamado Federal Communications Commission (FCC), que é o responsável pela elaboração e aplicação de normas de compatibilidade eletromagnética. Para o Mercado Comum Europeu, o responsável é o Comité International Spécial pour les Perturbations Radioélectriques (CISPR), cuja aplicação se dá na maioria dos países membros da Comunidade Européia. Os limites impostos por estes órgãos, apresentam algumas diferenciações, devido a critérios diferentes adotados em cada caso. De acordo com o que pressupõe estes órgãos, qualquer dispositivo que emita, intencionalmente ou não, sinais que podem contaminar o ambiente eletromagnético ao qual está inserido, deve ser submetido aos testes e normas estabelecidas.

Os limites impostos pelas agências citadas possuem diferenciação em relação ao tipo de emissão, frequência do ruído gerado e classe a que pertence o equipamento.

O Anexo 1 apresenta alguns gráficos que indicam os limites máximos de emissões conduzidas e irradiadas para alguns tipos de equipamentos, na concepção da FCC e da CISPR. Nos Estados Unidos e na Europa, todos os equipamentos eletrônicos que serão comercializados ou mesmo divulgados, precisam ser submetidos a testes de compatibilidade eletromagnética, realizados em laboratório especializado. Nestes testes, são verificados os níveis de emissões conduzidas ou irradiadas e os resultados comparados com os limites impostos pelas entidades correspondentes.

### 1.5.1 – Medições EMC

Um laboratório de compatibilidade eletromagnética, desde que devidamente equipado, pode realizar testes de pré-certificação, certificação e pós-certificação, onde se entende que:

- pré-certificação são os procedimentos de medição realizados antes que o produto seja submetido aos ensaios oficiais de aceitação, para que seja comprovada a eficiência das técnicas de minimização de interferências adotadas preventivamente, durante qualquer uma das fases do seu desenvolvimento;
- certificação são os ensaios oficiais de aceitação, onde as medições realizadas em um determinado produto são comparadas com os limites impostos pelas entidades responsáveis;
- pós-certificação são os testes para eliminar quaisquer problemas ou dúvidas que possam ter ocorrido após os testes de certificação. Podem ser feitos periodicamente para garantir a continuidade da qualidade do produto que está sendo comercializado.

As medições que devem ser feitas, possuem diversos aspectos a considerar, pois os resultados devem indicar os níveis de emissões, somente do dispositivo testado. Isto quer dizer que nenhuma outra influência pode existir no ambiente em que estão sendo realizados os testes. É preciso então, para conseguir uma boa confiabilidade nas medições, que os testes sejam feitos dentro de câmaras isoladas, ou seja, câmaras que não permitam influências externas de outros equipamentos. Além disso, devem-se evitar as reflexões internas à câmara para que não sejam mascarados os valores medidos.

Para conseguir a devida isolação contra efeitos externos e reflexões internas, a câmara onde serão efetuadas as medições deve ser blindada e deve possuir características anecóicas ou semi-anecóicas, dependendo do tipo de teste a realizar (pré, pós ou certificação oficial).

Para garantir a imunidade aos sinais externos, a câmara deve ser blindada com placas metálicas aterradas e para evitar as reflexões nas paredes internas, ela deve ser revestida internamente com estruturas especiais para este fim. Em algumas situações, o piso não é revestido para simular a situação de um campo aberto, onde esta reflexão no solo realmente acontece. Evidentemente, para que um laboratório seja credenciado a realizar ensaios oficiais EMC, o nível de exigências com relação ao isolamento da câmara e à especificação dos equipamentos de medição é bem maior [9]-[10].

No caso de medições de emissão irradiada são utilizadas antenas especiais para permitir a detecção de várias faixas de frequência. Estas medições são feitas a distâncias regulamentares, considerando a polarização vertical ou horizontal da antena, de forma a detectar sinais polarizados nestas direções. Os sinais captados pela antena são enviados a um receptor ou analisador de espectro que realiza as medições. Observa-se que o equipamento de medida, exceto a antena, deve ficar necessariamente fora da câmara. A Figura 1.4 mostra a configuração de uma câmara

semi-aneecóica usada para medições EMC, onde é apresentada a disposição dos equipamentos durante o ensaio.

Para a determinação das emissões conduzidas é conveniente que se use o mesmo ambiente isolado das medições irradiadas, evitando desta forma as influências interna e externa. Além disso, é preciso acoplar ao cabo de alimentação do equipamento testado, um dispositivo chamado LISN (Line Impedance Stabilization Network), que realiza a captação das frequências consideradas interferentes na faixa de emissões conduzidas e envia estes sinais ao analisador de espectro. A Figura 1.5 mostra o montagem feita para determinar as emissões conduzidas.

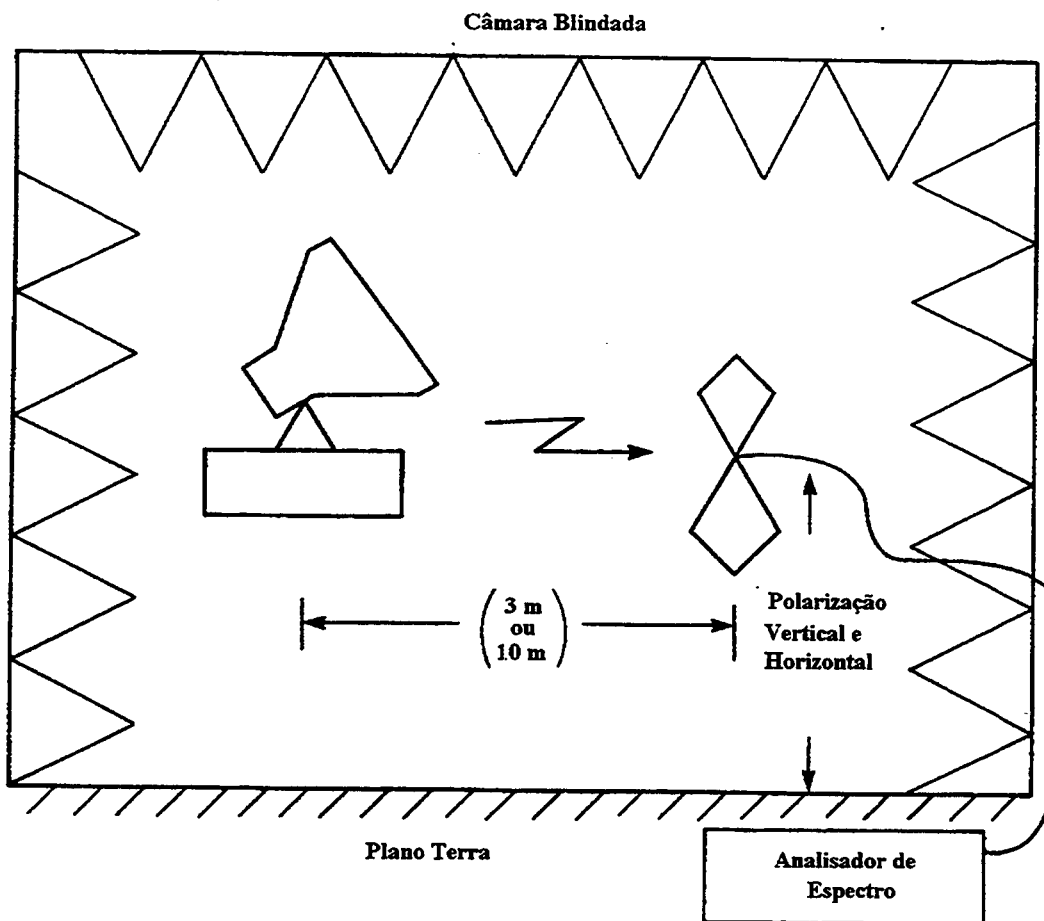


Figura 1.4 – Medições EMC de interferência irradiada [1].

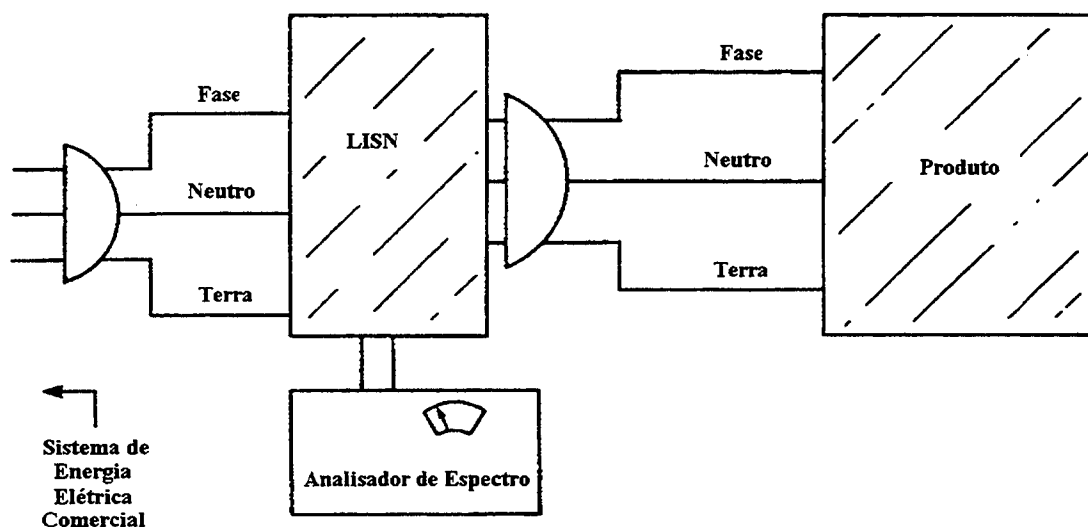


Figura 1.5 – Medições EMC de interferência conduzida [1].

Existem hoje muitos laboratórios EMC espalhados pelos EUA e pela Europa, montados em Universidades ou empresas privadas, que realizam medições, ensaios e testes com o objetivo desenvolver e conferir técnicas de redução de ruído eletromagnético. Alguns profissionais principalmente de instituições de ensino, têm publicado muitas soluções para problemas de Compatibilidade Eletromagnética. Soluções estas que em alguns casos são muito simples, como se pode comprovar no próximo item.

## 1.6 – Minimização de interferências conduzidas e irradiadas

A minimização de interferência ou ruído eletromagnético, na sua forma conduzida ou irradiada, passa primeiramente pelo entendimento de certos fenômenos que ocorrem nos dispositivos eletrônicos, sem que o projeto os tenha previsto. Estes fenômenos ocorrem devido a muitas não-idealidades existentes nos componentes



utilizados em determinado produto, que não são levadas em consideração no momento do projeto. Por exemplo, as trilhas de placas de circuito impresso (PCI) devem ser apenas condutores de sinal ou de alimentação, mas elas funcionam como verdadeiras antenas, irradiando sinais de alta frequência que por ventura estejam circulando por elas. Da mesma forma, as trilhas de terra das PCI podem conduzir sinais interferentes para o circuito de alimentação desta placa.

As soluções para alguns destes problemas já são bastante conhecidas e empregadas. Tanto para emissões conduzidas como para emissões irradiadas existe uma série de soluções que minimizam os efeitos das não-idealidades dos componentes. Estes procedimentos, simples em alguns casos, devem ser aplicados o mais cedo possível, de preferência na fase de projeto para evitar futuros problemas ou necessidade de adaptações. Alguns conceitos de problemas e soluções são apresentados a seguir.

### **1.6.1 – Antenas intencionais e não-intencionais**

Um sistema eletrônico de uma forma geral, pode abrigar dois tipos de antenas que irradiam ondas eletromagnéticas úteis ou não. São classificadas quanto ao tipo de sinal que irradia [1],[11]-[15]:

- antenas intencionais, são aquelas que foram desenvolvidas para desempenhar o papel de captação ou emissão de ondas eletromagnéticas que contenham informações essenciais. São estruturas muito conhecidas e utilizadas, cuja construção deve obedecer critérios de impedância e ganho;
- antenas não-intencionais, são aquelas que irradiam de forma não-intencional os sinais de alta frequência sem informação essencial, ou seja, sinais de ruído. Podem ser, desde uma trilha numa placa de circuito impresso (PCI) até os terminais de um componente eletrônico que esteja com um comprimento

demasiado. Os cabos e conectores de entrada e saída de um circuito também são exemplos. Enfim, qualquer pedaço de material condutor que esteja sujeito a sinais de frequência elevada pode funcionar como uma antena não-intencional.

As antenas não-intencionais representam um problema de emissões irradiadas dos mais comuns de acontecer e por vezes, dos mais difíceis de resolver, devendo ser tomadas atitudes para que isso não inviabilize ou prejudique o funcionamento do sistema a que pertence (auto-interferência) ou aos sistemas próximos. Algumas soluções como blindagens, correta disposição de componentes e conectores, layout otimizado de PCB's podem apresentar bons resultados.

### **1.6.2 – Layout de placas de circuito impresso**

A elaboração do layout de uma placa de circuito impresso, de acordo com as preocupações EMC, é a primeira e mais importante providência a ser tomada a fim de evitar futuros problemas de compatibilidade eletromagnética. Sua importância se dá pelo fato de ser uma das etapas iniciais da implementação do projeto de um circuito eletrônico. A disposição dos componentes na placa deve levar em consideração alguns detalhes, como frequência de operação do componente, nível de corrente, ocorrência de chaveamentos, etc... .

A frequência de operação dos circuitos digitais é muito significativa para que se consiga otimizar a disposição dos componentes no sentido de minimizar as interferências geradas ou captadas. Os componentes de alta velocidade facilmente induzem sinais de alta frequência nos componentes fisicamente próximos, portanto, é conveniente que estejam afastados do resto do circuito e principalmente de conectores e cabos.

Para minimizar ainda mais efeitos não-intencionais é preferível que seja feita uma escolha limítrofe da capacidade de corrente e velocidade componentes, ou seja, deve-se optar pela operação com a menor frequência possível e com o mínimo de transferência de energia. A preocupação em se limitar o nível de energia, apesar de poder aumentar a suscetibilidade do dispositivo, corresponde diretamente aos efeitos que uma corrente elétrica produz em torno do seu ambiente eletromagnético, quando circula em uma trilha da PCI. Outras providências podem ser tomadas como por exemplo a disposição da malha de terra, das trilhas de alimentação, das trilhas de sinal de informação de alta frequência. Um layout que considere todos estes aspectos é certamente um problema a menos que poderá ocorrer durante as etapas de desenvolvimento de um produto [1]-[3].

É certo que uma PCI deva pertencer a um equipamento ou dispositivo qualquer e sendo assim deve possuir cabos e conexões ligando-a às outras partes do sistema. A correta disposição de conectores, cabos e fios é uma solução facilmente empregável em muitas situações.

### **1.6.3 – Conexões e blindagens**

Os cabos, conectores, condutores e fios que porventura sejam necessários para a montagem de qualquer equipamento eletrônico, são estruturas muito suscetíveis a captar sinais de alta frequência que estejam sendo emitidos nas proximidades. Realmente eles funcionam como antenas absorvendo e conduzindo o ruído para os seus extremos. Assim, uma maneira de evitar este problema é, primeiramente, diminuir ao mínimo a necessidade de conexões através de fios. Se possível, realizar a montagem numa única PCI. Depois é preciso evitar a proximidade entre componentes geradores de ruído e estas estruturas suscetíveis. A Figura 1.6 mostra um detalhe que pode ser evitado durante uma montagem eletrônica, onde um cabo de transmissão de dados está colocado próximo a elementos interferentes.

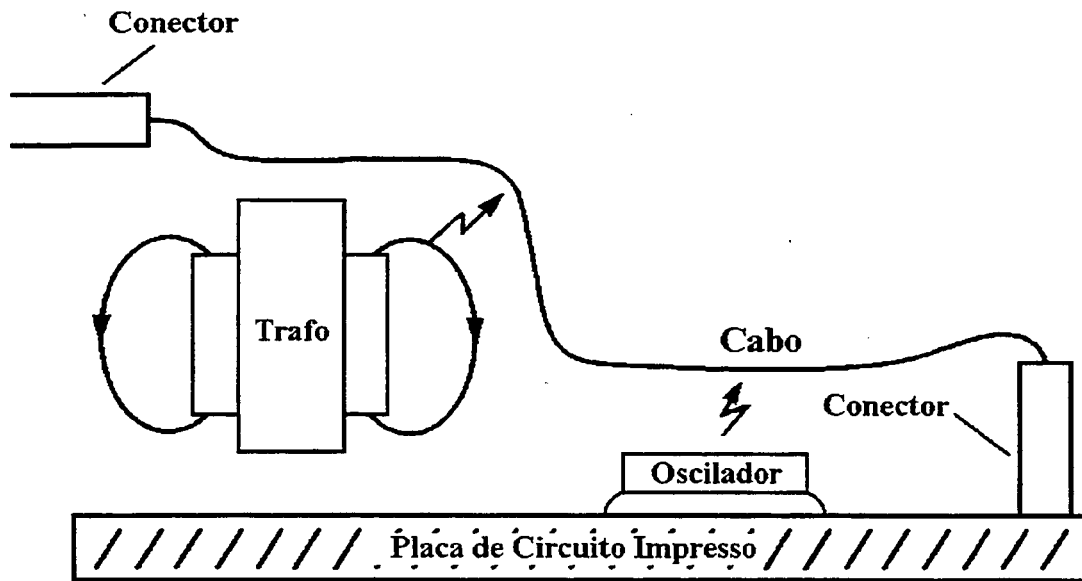


Figura 1.6 – Interferência de fontes de ruído nos cabos e conectores [1].

As soluções empregadas minimizam os efeitos da auto-interferência, mas não os eliminam totalmente e nem garantem que este circuito seja interferente ou suscetível às interações eletromagnéticas entre os equipamentos pertencentes ao mesmo ambiente eletromagnético. Uma forma de reduzir efeitos externos é a escolha de um gabinete que permita uma blindagem eletromagnética ao equipamento como um todo. Ainda assim, partes do circuito ou da PCI podem receber alguma espécie de blindagem especial, se sua interferência for muito forte. A utilização de cabos blindados, coaxial por exemplo, é muito comum [2],[12],[16]. Os cabos de alimentação dos equipamentos precisam penetrar pela blindagem do gabinete e podem conduzir ruídos para dentro ou para fora deste. A utilização de filtros de linha é uma das mais eficazes formas de minimizar os efeitos das interferências conduzidas.

### 1.6.4 – Filtros de linha

A maioria dos equipamentos eletrônicos possui uma fonte de alimentação que converte os sinais CA da rede comercial em sinais CC, para fornecer energia aos componentes eletrônicos do circuito. Estas fontes de alimentação podem ser do tipo convencional ou chaveada, mas em ambos os casos elas geram uma série de harmônicos que podem contaminar a rede local de energia elétrica. As fontes chaveadas por operarem com chaveamentos em altas frequências, são as que produzem mais ruídos e por isso devem receber uma atenção especial no aspecto da proteção contra emissões conduzidas. Evidentemente estas fontes já possuem circuitos na sua PCI que filtram boa parte dos harmônicos gerados, mas é comum a utilização de um filtro adicional, chamado filtro de linha. Os *filtros de linha* são dispositivos eletrônicos colocados na linha de alimentação CA de qualquer equipamento com o objetivo de impedir a circulação de sinais cuja frequência esteja fora da faixa que inclui a frequência da rede de energia elétrica [2],[16]. A posição física do filtro dentro do equipamento deve ser planejada de forma que os cabos de alimentação CA sejam do menor tamanho possível para evitar interferência irradiadas pelos sinais internos.

Naturalmente, os problemas que são previstos ou detectados possuem sempre uma solução que permite a minimização dos efeitos do ruído eletromagnético. Mas, estas soluções muitas vezes não se apresentam tão eficazes quanto se planeja, fazendo com que o projeto original e os protótipos necessitem ser modificados várias vezes durante a fase de desenvolvimento e testes, até que se consiga a qualidade desejada.

A aplicação destas técnicas de minimização de interferências eletromagnéticas normalmente envolve medições EMC para verificação da conformidade com as normas existentes. Porém, a necessidade de submeter o produto em desenvolvimento a estas seções de testes implica no aumento do seu custo final e do tempo para finalização do projeto. Uma solução encontrada por algumas empresas é

a aplicação de técnicas computacionais para a modelagem de dispositivos eletromagnéticos no sentido de eliminar algumas fases de teste de protótipos, evitando assim, gastos excessivos de recursos e de tempo dos seus profissionais.

## 1.7 – Modelagem de problemas EMC

Devido ao incremento da indústria da informática, a modelagem computacional tem se mostrado uma das ferramentas mais importantes na busca por soluções EMC, pois simplifica as etapas de montagem de protótipos, abreviando a fase de testes. Através deste tipo de análise pode-se prever pontos de emissões e suscetibilidade, evitando a interferência com a aplicação de técnicas adequadas antes mesmo da montagem de qualquer protótipo.

Existe uma grande variedade de técnicas computacionais, cada qual com suas características, com vantagens e desvantagens. Porém, a maioria das aplicações exige uma modelagem tridimensional de peças e dispositivos em geral, o que dificulta em alguns casos a obtenção da respectiva solução.

As técnicas numéricas utilizadas para a modelagem de peças e estruturas sujeitas a problemas EMC, têm mostrado um avanço crescente, mas é natural que elas possuam limitações. Sejam limitações de tamanho, de condições de contorno, de análise temporal ou freqüencial, cada uma delas se adapta melhor a determinadas situações. Atualmente, muitos estudos vêm sendo realizados no sentido de gerar e adaptar técnicas numéricas para modelagem computacional de problemas EMC. A maioria delas, devido à complexidade dos problemas desta natureza, tratam-se de versões tridimensionais.

A aplicação destas técnicas tem sido freqüentemente utilizada em casos como otimização do layout de placas de circuito impresso, minimização de crosstalk entre

condutores e trilhas, determinação do efeito de blindagens e análise de guias de onda, cavidades ressonantes e penetração de campos por aberturas.

### 1.8 – Conclusões desta seção

Ao longo deste capítulo fica evidente a preocupação em entender os problemas de interferência eletromagnética (EMI), com o objetivo de minimizar os seus efeitos, promovendo compatibilidade eletromagnética (EMC) entre os equipamentos que compartilham de um mesmo ambiente eletromagnético.

A abrangência do ambiente eletromagnético não depende de estruturas físicas não-blindadas, como paredes de alvenaria e concreto, divisórias, materiais plásticos e outros materiais que não oferecem barreiras à propagação de ondas eletromagnéticas. A interferência pode ser irradiada pelo ar, ou conduzida através das redes de alimentação comercial de energia elétrica CA ou pelos cabos de transmissão de dados e informação. Os principais fatores que influenciam na ocorrência de interferências conduzidas ou irradiadas são:

- a potência da fonte de ruído e conseqüentemente do valor dos campos eletromagnéticos, tensão e corrente envolvidos;
- os valores de frequência gerados na fonte de ruído;
- a suscetibilidade dos equipamentos presentes no ambiente;
- a utilização de técnicas de minimização de interferências eletromagnéticas.

Isto quer dizer que a distância física entre a fonte de ruído e o receptor da interferência influencia, mas não é primordial, podendo até mesmo verificar-se

interferências a muitos quilômetros de distância, como é o caso das descargas atmosféricas.

A indústria moderna está se adaptando às exigências de compatibilidade eletromagnética e muitas vezes, nos países onde não há legislação própria para regulamentações nesta área, é o mercado consumidor quem define a qualidade do produto quanto a emissões e suscetibilidade a interferências, como no caso do Brasil.

Nos últimos anos tem-se observado que a densidade de equipamentos eletrônicos aumentou em todos os ambientes, seja industrial, comercial ou residencial. Com isso, aumentam as interferências e os problemas tendem a ocorrer mais freqüentemente. Assim, as soluções precisam ser rápidas e aplicadas de preferência na etapa de projeto do produto. Felizmente, a indústria tem se preocupado em gerar soluções para problemas de compatibilidade eletromagnética através de técnicas de minimização de interferências, contribuindo de maneira decisiva na redução da ocorrência de problemas desta natureza. A aplicação destas técnicas normalmente implica em medições EMC, o que em alguns casos torna-se inviável devido ao custo e à indisponibilidade de equipamentos específicos.

Reconhecendo a importância da modelagem computacional na previsão e solução de problemas EMC, este será o principal assunto tratado neste trabalho, que deve ser iniciado por uma investigação sobre as técnicas mais utilizadas para este fim e que serão apresentadas no capítulo 2.

## **1.9 – Referências desta seção**

- [1] Clayton R. Paul, “Introduction to Electromagnetic Compatibility”, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1992.



- [2] Henry W. Ott, “Noise Reduction Techniques in Electronic Systems”, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [3] P. Deguaque & J. Hamelin, “Compatibilité Électromagnétique - bruits et perturbations radioélectriques”, Dunod, Paris, 1990.
- [4] C. Christopoulos, “Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility”, CRC Press, 1995.
- [5] “Cookbook for EMC Precompliance Measurement”, Hewlett-Packard Company, USA, 1997.
- [6] Kimball William, “Keeping the Peace: Ensuring Compatibility Between the Electromagnetic Environment and Electric and Electrical Devices”, Endereço eletrônico: <http://www.atlantis-bbs.com/scvemc/>
- [7] “The Three Elements of an EMC Problem”, University of Missouri – Rolla, Endereço eletrônico: <http://www.emclab.umn.edu/>
- [8] P. A. Chatterton and M. A. Houlden, “EMC - Electromagnetic Theory to Practical Design”, John Wiley & Sons Ltd, England, 1992.
- [9] Commission Électrotechnique Internationale, “Compatibilité Électromagnétique”, Comité d’études no 1, Terminologie/CE77: VEI, chap. 161.
- [10] FCC, “Fcc Methods of Measurement of Radio Noise Emissions from Computing Devices”, FCC/OST MP-4, July 1987.

- [11] C. A. Balanis, “Advanced Engineering Electromagnetic”, John Wiley & Sons, Inc., Colorado, USA, 1989.
- [12] John D. Kraus, “Electromagnetics”, McGraw-Hill, USA, 1992.
- [13] N. Ida and J. P. A. Bastos, “Electromagnetics and Calculation of Fields”, Springer-Verlag, New York, 1992.
- [14] John D. Kraus, “Antenas”, Guanabara Dois, Rio de Janeiro, 1983.
- [15] J. D. Kraus and K. R. Carver, “Electromagnetics”, 2d edition, McGraw-Hill Book Company, New York, 1973.
- [16] Richard Lee Ozenbaugh, “EMI Filter Design”, Marcel Dekker Inc., New York, EUA, 1996.

# 2

## **Métodos Numéricos para Modelagem de Dispositivos Eletromagnéticos**

### **2.1 – Introdução**

Este capítulo tem como principal objetivo realizar um estudo mais aprofundado nos métodos numéricos cuja aplicação em casos de compatibilidade eletromagnética (EMC) é indicada e recomendada por muitos autores conforme comprova a pesquisa bibliográfica preliminar [1]-[5]. Inicialmente será feita uma classificação de vários métodos numéricos quanto ao seu desenvolvimento, quanto à forma de resolução de problemas e quanto à apresentação de resultados. A seguir, será feita a apresentação básica de alguns destes métodos. Para finalizar, serão traçadas algumas conclusões baseadas nesta análise, com a finalidade de selecionar o(s) método(s) com as melhores características para aplicação em casos de compatibilidade eletromagnética (EMC).

As técnicas numéricas e computacionais constituem hoje um importante meio de análise de problemas referentes ao eletromagnetismo. A característica principal destes casos é normalmente apresentar equações integro-diferenciais complexas, representando seu comportamento. A resolução destas equações envolve quase sempre a necessidade do uso de técnicas numéricas, que somente são possíveis com o uso de computadores. Hoje, engenheiros e projetistas recorrem muito mais freqüentemente a softwares dedicados ao tratamento de aplicações no eletromagnetismo, do que há alguns anos. Isto indica que o caminho para a modernização de processos e produtos deve passar necessariamente pela utilização da modelagem computacional para substituir certas etapas de construção de protótipos.

A análise de dispositivos eletromagnéticos, geralmente requer a obtenção de campos elétricos e magnéticos no interior de um determinado volume e sujeito a condições de contorno. A diversidade de situações em que isso pode ocorrer levou ao desenvolvimento de inúmeros métodos. A geometria do problema, os materiais envolvidos, as variáveis de interesse e as condições de contorno são algumas das características que determinam as equações representativas do problema e consequentemente o melhor método de análise a ser utilizado. A classificação destes métodos pode ser feita de várias maneiras, como apresentado a seguir.

## **2.2 – Métodos integrais e diferenciais**

A primeira classificação que se pode fazer é quanto à formulação empregada por vários métodos numéricos existentes. Os métodos integrais tratam os casos cujas equações estão na forma integral e que são manipuladas analiticamente para que possuam as suas condições de contorno incorporadas. Os métodos diferenciais exploram as equações de Maxwell, definindo equações diferenciais que representam o problema e outras que modelam as suas condições de contorno.

Outras diferenças podem ser detectadas entre estas duas modalidades. Os métodos integrais caracterizam-se por ser de formulação complexa, possuindo forte manipulação analítica, mas de implementação descomplicada. Operam facilmente os problemas de propagação de ondas em contornos abertos e exigem a modelagem apenas de superfícies e não de todo o volume analisado. Esta última característica reduz de forma significativa a quantidade de nós, segmentos ou elementos necessária para a discretização do problema. A presença de materiais não-homogêneos representa um problema para esta modalidade.

Os métodos diferenciais são caracterizados por terem uma formulação mais simples na forma diferencial, onde a manipulação analítica não é tão intensa como nos métodos integrais e os efeitos referentes às condições de contorno são expressos por equações adicionais. Porém, apesar de toda essa facilidade inicial, a implementação destes métodos se torna mais complicada. Neste caso, existe a necessidade de modelar todo o volume a ser analisado, gerando um aumento do número de nós, segmentos ou elementos de discretização, o que complica a aplicação aos problemas de propagação de ondas em contornos abertos. Porém, eles permitem modelar materiais não-homogêneos e não-linearidades no domínio tempo que porventura ocorram. A Tabela 2.1 resume estas diferenças e apresenta alguns exemplos de métodos integrais e diferenciais.

A classificação dos métodos numéricos apenas quanto à formulação empregada, não dá a dimensão correta das possibilidades e variações que existem em cada método. Dependendo das grandezas a serem determinadas, o método em questão pode assumir, desde que possível, a sua forma no domínio tempo ou frequência.

Tabela 2.1 – Comparação entre métodos integrais e diferenciais.

Métodos Integrais	Métodos Diferenciais
formulação matemática mais complexa na forma integral	formulação matemática mais simples na forma diferencial
condições de contorno incorporadas à formulação	condições de contorno expressas em um conjunto de equações adicionais
forte manipulação analítica	pouca manipulação analítica
implementação descomplicada do método	implementação complexa do método
trata facilmente problemas de contornos abertos	tratamento mais complicado em problemas de contornos abertos
modela apenas superfícies	modela todo o volume analisado
redução do número de nós, segmentos ou elementos de discretização	maior número de nós, segmentos ou elementos de discretização
difícil implementação em aplicações envolvendo materiais de comportamento não-homogêneo	apresenta vantagens em aplicações envolvendo materiais de comportamento não-homogêneo
Moments Method (MoM)	Finite Difference Method (FD) Finite Element Method (FEM) Transmission-line Modeling Method (TLM)

### 2.3 – Métodos no domínio tempo e frequência

Outra classificação possível entre os métodos numéricos de modelagem é considerar a análise do problema no domínio tempo ou no domínio frequência. Os métodos de análise no domínio tempo podem obter a resposta do dispositivo ao impulso, que contém informações em todas as frequências. Os métodos de análise no domínio frequência podem obter as funções de transferência de uma determinada estrutura, para uma frequência específica, considerando o regime permanente.

Se as variáveis de saída do sistema são requeridas num único valor de frequência ou se os parâmetros dependem da frequência, o melhor método será o que analisar no domínio frequência. Mas, se o problema possuir não-linearidades no domínio tempo ou se a variável de saída é solicitada para muitos valores de frequência, o melhor será usar métodos de análise no domínio tempo. A Tabela 2.2 apresenta as principais características destas duas modalidades de análise dos problemas de eletromagnetismo.

Tabela 2.2 – Métodos no domínio tempo e frequência.

<b>Domínio Tempo</b>	<b>Domínio Frequência</b>
respostas transientes com informações em diversas frequências	função de transferência em uma frequência específica
aplicação de impulso como excitação	excitação na forma senoidal
consegue tratar não-linearidades no domínio tempo	permite com dificuldade tratar casos de não-linearidades no domínio tempo
resposta para uma faixa de valores de frequências	resposta em um único valor de frequência

Após esta breve discussão a respeito das várias modalidades de métodos e análises de resultados, se faz necessário o estudo mais aprofundado dos métodos mais comuns, selecionados para utilização em aplicações EMC.

## **2.4 – Métodos numéricos para aplicações em compatibilidade eletromagnética**

A determinação do valor e da configuração de campos eletromagnéticos é um objeto de estudo muito freqüente para resolver problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC). Os métodos numéricos e os programas ou softwares baseados neles vêm evoluindo no sentido de permitir a análise com precisão, de grande parte deles. Porém, cada aplicação requer características específicas do método que deverá analisá-la, o que tem estimulado o desenvolvimento de técnicas cada vez mais avançadas, capazes até mesmo de modelar as não-linearidades mais extremas, muito comuns nestes tipos de problema.

A análise de um problema pode ser feita no domínio do tempo ou da freqüência, dependendo do tipo de resultado que se queira, ou seja, é possível analisar os dispositivos eletromagnéticos a uma freqüência constante ou a um instante específico. Além disso, de acordo com necessidade do usuário e por questões de clareza e simplicidade, podem existir as versões unidimensional (1D), bidimensional (2D) ou tridimensional (3D) para um mesmo método. Das técnicas numéricas que se destacam pelo volume de aplicações, pela versatilidade, flexibilidade, pela precisão obtida nos resultados e pela quantidade de publicações, pode-se destacar as que serão apresentadas neste item.



### 2.4.1 – Finite element method (FEM) ou método de elementos finitos

Este método consiste em dividir o domínio de estudo em pequenas regiões (os elementos finitos), geralmente triângulos, retângulos, tetraedros ou hexaedros, que irão permitir a determinação dos valores de campo nos pontos de interesse que podem ser os vértices ou as arestas destes elementos. Naturalmente, a escolha do tipo de elemento a ser utilizado será influenciada por questões como dimensão (1D, 2D, ou 3D), rapidez no cálculo, confiabilidade, flexibilidade e outras. A solução global é obtida a partir da reunião das soluções de cada um destes subdomínios [5]-[7].

Cada elemento gera uma matriz chamada Matriz de Contribuições, cuja forma depende do elemento finito utilizado. Estas matrizes levam em conta a geometria do problema, os materiais envolvidos e as fontes de excitação. O FEM permite análises no domínio tempo e no domínio frequência, nas versões 2D ou 3D e apresenta bons resultados com materiais de comportamento não-linear, ou saturáveis e casos não-homogêneos.

Alguns fatores devem ser considerados para que se possa utilizar este método com boa eficiência:

- geralmente quanto menores as regiões, mais preciso será o cálculo, porém isto implica em maior necessidade de espaço de memória disponível e maior tempo de processamento. Porém, os problemas podem ser racionalizados de forma a se utilizar elementos menores apenas nas áreas de maior interesse do caso;
- cada elemento deve possuir apenas um tipo de material;
- no interior dos elementos pode-se determinar o valor das variáveis através de uma interpolação polinomial. Por exemplo, se considerarmos que sua variação é linear, são chamados elementos de primeira ordem.

Um elemento finito triangular de primeira ordem pode ser representado através da Figura 2.1 . Este elemento é utilizado para análises 2D de problemas de eletromagnetismo [5].

Na grande maioria das aplicações, os elementos finitos têm a forma retangular ou triangular, porém os elementos triangulares se adaptam melhor às geometrias complexas, como mostra a Figura 2.2 [6].

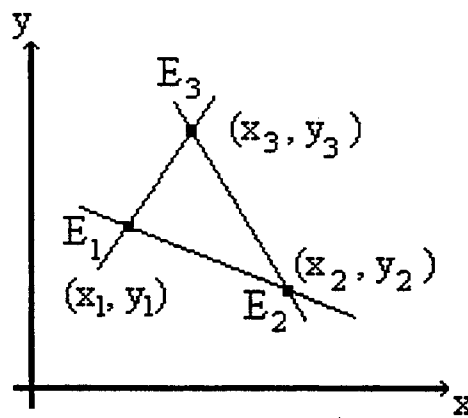


Figura 2.1 – Elemento finito triangular de primeira ordem.

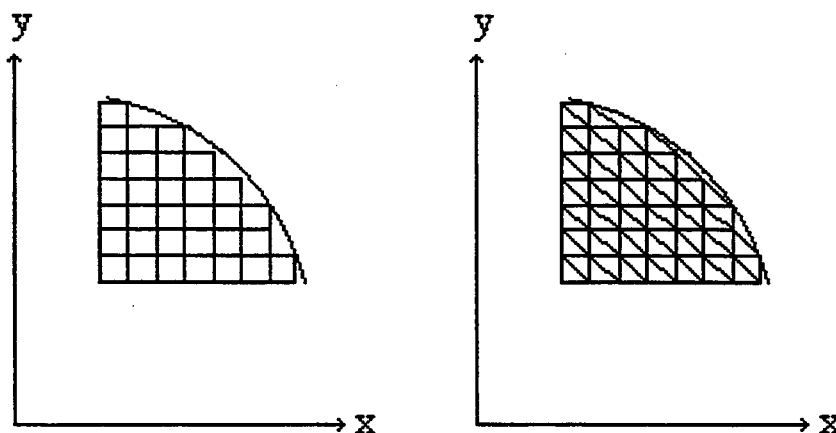


Figura 2.2 – Elemento finito triangular.

De acordo com a Figura 2.1 e a Figura 2.2, o domínio de cálculo é constituído de inúmeros elementos cujos vértices tem uma posição relativa a um sistema de coordenadas cartesianas  $(x,y)$ .

Como a maioria dos métodos numéricos, deve-se aplicar condições de contorno ao problema, que são valores de campo definidos para a fronteira do caso analisado. Baseado nestas informações e conhecidas as coordenadas de cada nó de um elemento e o valor dos campos nestes pontos, pode-se determinar o valor de campo em qualquer lugar no interior do elemento.

A conclusão que pode-se tirar é que um caso com vários elementos finitos pode ter uma solução global a partir da solução de cada um dos elementos. Esta solução global será obtida através da resolução da Matriz de Contribuições Global que é por sua vez obtida a partir da condensação das matrizes de cada elemento. A resolução desta matriz global pode então fazer parte de um sistema computacional com o fim específico de realizar o cálculo de campos para domínios de estudo com formas complexas.

Na resolução de problemas por elementos finitos existe a necessidade de se aplicar um método de integração para transformar as equações diferenciais que regem o comportamento dos casos em questão, em equações integrais. Após a aplicação do método de integração, passa-se à aplicação do método de elementos finitos propriamente dito.

Dentre os métodos de integração utilizados junto ao FEM pode-se citar o método residual de Galerkin e o método variacional. O método variacional necessita de um funcional, que em algumas ocasiões se torna de difícil determinação. Já no método de Galerkin não existe a necessidade de determinação de funcionais. O princípio do método residual de Galerkin consiste em definir um resíduo que é a diferença entre

uma solução aproximada e a solução exata. Se for possível zerar o resíduo, pode-se admitir que a solução aproximada é igual à solução exata do problema [5].

O FEM apresenta todas as vantagens de um método diferencial e se encontra num estágio bastante avançado de desenvolvimento, contando com diversos pacotes computacionais nas versões 2D e 3D, no domínio tempo ou frequência. É um método indicado principalmente para análise de problemas de máquinas elétricas onde as condições de contorno são bem definidas e os valores de frequência não são altos. Porém, existem trabalhos que aplicam o FEM em alguns problemas de altas frequências, como o caso de determinação de frequência de corte e distribuição de campos em guias de onda, onde a condição de contorno pode ser bem definida por paredes metálicas.

A Figura 2.3 (a) e a Figura 2.3 (b) mostram a distribuição dos campos eletromagnéticos no interior de um guia de onda retangular oco e de um guia de onda de crista obtidas com a utilização de um programa baseado no FEM bidimensional, onde as equações foram desenvolvidas no domínio da frequência [6].

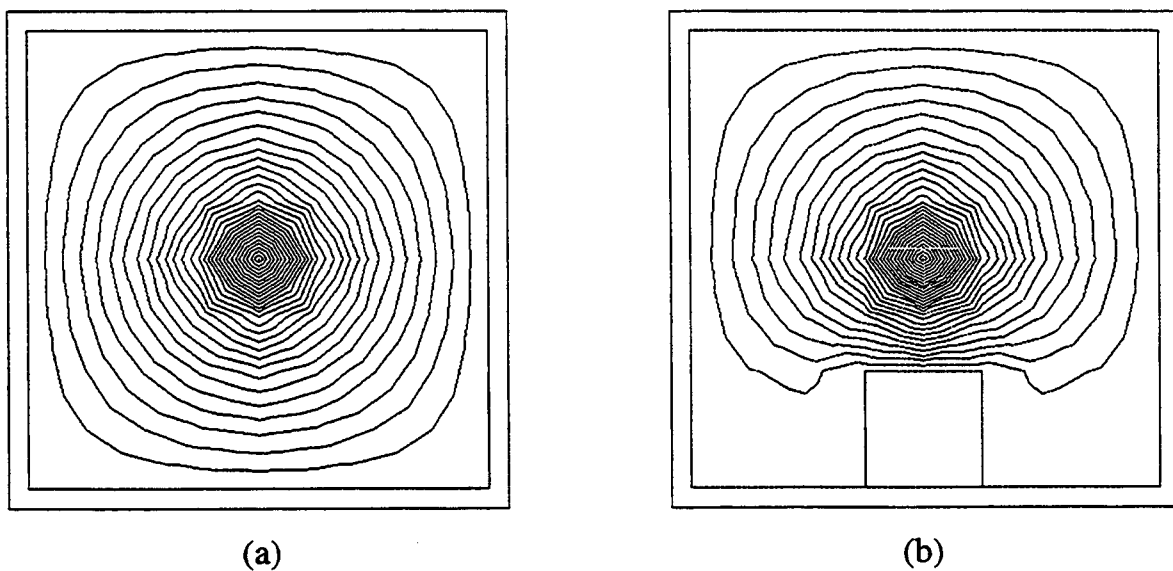


Figura 2.3 – Distribuição de campo elétrico no interior de um guia de onda:

(a) retangular oco; (b) de crista.

Na maioria dos problemas de compatibilidade eletromagnética, os campos eletromagnéticos podem se propagar pelo ar em todas as direções se não existirem barreiras físicas. Isto dificulta a definição de condições de contorno através da imposição forçada de campos nos limites do problema analisado. Uma opção para solução de casos de propagação de ondas é o uso de condições de contorno absorventes que simulam o espaço aberto. Porém, para certas aplicações principalmente em três dimensões, as condições absorventes podem se tornar complicadas a ponto de inviabilizar o uso do FEM.

Com a perspectiva de encontrar o melhor caminho para a solução de problemas de compatibilidade eletromagnética, segue a análise de outros métodos numéricos.

#### **2.4.2 – Finite difference method (FD) ou método de diferenças finitas**

Este método apresenta soluções diretas das equações de Maxwell para os campos elétricos e magnéticos nos pontos de uma malha regular formando uma superfície ou volume do objeto.

As técnicas em diferenças finitas são baseadas em aproximações numéricas, permitindo transformar equações diferenciais em equações por diferenças finitas. O procedimento para a obtenção destas equações é efetuado a partir da expansão em séries de Taylor. Se a série de Taylor é infinita, uma solução exata do problema pode ser obtida. No entanto, na prática, normalmente a série é truncada depois do termo de segunda ordem, o que implica num erro na aproximação. Este método soluciona as equações de Maxwell em pontos de uma malha regular a qual discretiza o domínio de interesse, seja ele bi ou tridimensional. A Figura 2.4 ilustra a discretização de uma região de estudo [4],[8],[9].

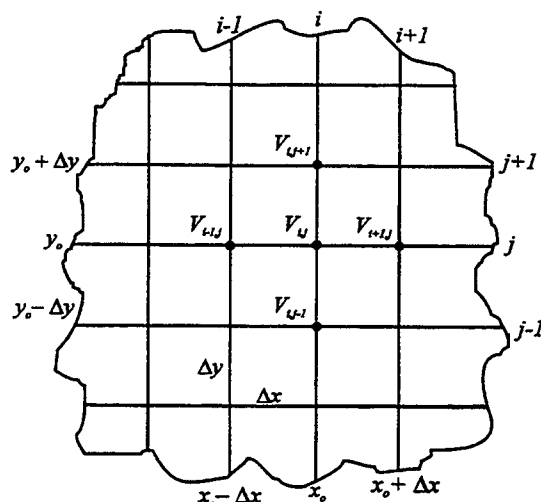


Figura 2.4 – Região de estudo discretizada no método de diferenças finitas.

Para utilizar o referido método tem-se que discretizar a região com elementos regulares, não importando se forem em coordenadas cartesianas ou polares, ou ainda se forem elementos quadrados, retangulares ou hexagonais.

As disposições das componentes dos campos nas células (elementos) básicas utilizadas na discretização da seção transversal de um guia de onda por exemplo, são mostradas na Figura 2.5 .

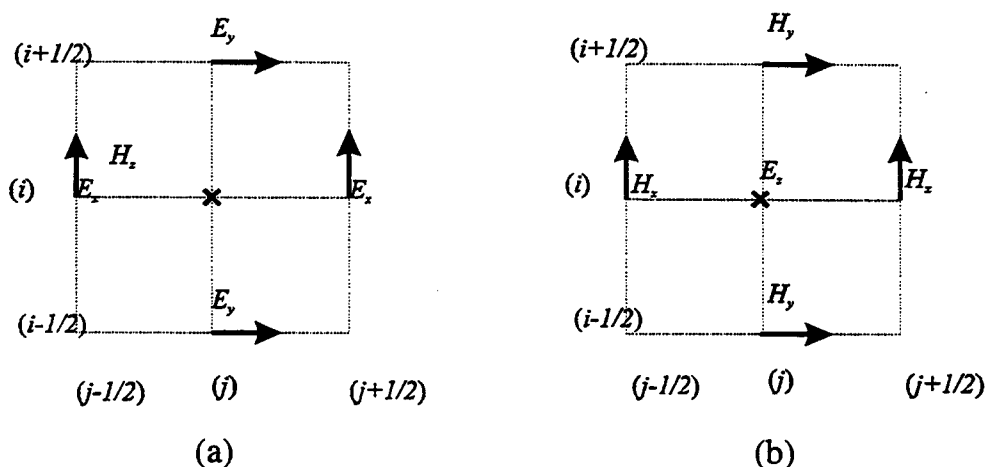


Figura 2.5 – Células básicas utilizadas em um guia de onda: (a) modo TE; (b) modo TM.

O método de diferenças finitas permite realizar cálculos em geometrias complexas e materiais com configurações não homogêneas e não lineares. No entanto existem alguns inconvenientes ligados a esta técnica. Para se obter uma precisão suficientemente boa para a solução do problema, o passo de discretização deve ser pequeno, conforme o menor comprimento de onda considerado e a menor dimensão significativa dos objetos. Porém, o maior deles está ligado à propagação dos campos no espaço, ou seja à modelagem dos campos que, teoricamente, deixam de existir apenas no infinito. A Figura 2.6 ilustra o problema.

Sendo necessária uma simulação com o infinito modelado para uma aplicação qualquer, a região deve ser “suficientemente grande” para englobar todo o objeto de estudo e as condições de fronteira devem ser usadas convenientemente para simular a extensão da solução no infinito. Existem várias técnicas aplicáveis de condições de fronteira (contorno) no método para simular o infinito, entre elas a *Condição de Absorção de Fronteira*.

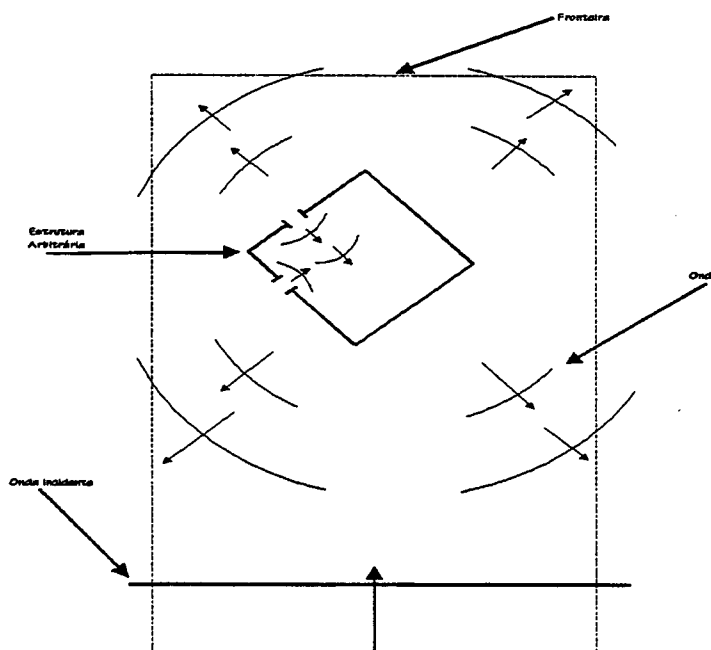


Figura 2.6 – Condições de contorno na modelagem do infinito

O método de diferenças finitas é dos mais populares na análise de problemas no domínio do tempo. Dentre as várias aplicações do método, em engenharia elétrica, destacam-se:

- obtenção das características de espalhadores (scattering);
- análise de antenas e microtiras;
- avaliação dos efeitos da radiação de microondas nos organismos vivos;
- obtenção das características de propagação em cavidades ressonantes, guias de onda, etc...

Esta técnica de resolução permite igualmente o cálculo da resposta em frequência.

Na tentativa de resgatar as vantagens da utilização de um método integral, onde não há necessidade de modelar todo o volume estudado, partiu-se para o estudo do Método dos Momentos (MoM).

### 2.4.3 – Moments method (MoM) ou método dos momentos

O Método dos Momentos é uma técnica numérica utilizada para resolver equações integrais complexas através da redução destas para um sistema de equações lineares simplificado. Este método aplica uma técnica chamada *método de contribuições residuais* que estabelece uma solução inicial para os parâmetros envolvidos. O resíduo é a diferença entre a solução inicial e a solução real, que deve ser minimizado para que a aproximação seja suficientemente boa. É poderoso na modelagem de fios e condutores sendo normalmente usado no domínio da frequência e utiliza uma função de expansão para representar quantidades de carga ou corrente numa determinada superfície.



O Método dos Momentos (MoM) tem sido usado durante muitos anos para uma grande variedade de aplicações. É uma das técnicas numéricas mais populares na resolução de equações integrais, aplicadas aos casos de eletromagnetismo, especialmente aqueles cuja estrutura envolva geometrias simples como fios, condutores, cabos ou placas de metal.

Porém, não só a forma do dispositivo é importante, quando é feita a opção pela modelagem por este método. A facilidade em resolver os problemas de propagação de ondas, sem limitação na abrangência dos campos, ou seja, com contornos abertos, leva o MoM a ser muito utilizado na determinação de características de antenas e outros equipamentos de microondas. De uma maneira geral, pode-se dizer que muitos problemas de espalhamento e irradiação podem ser resolvidos obedecendo aos seguintes passos [13]:

- desenvolver equações integrais representativas do problema físico;
- incorporar as condições de contorno às equações integrais;
- utilizar o método dos momentos para transformar as equações integrais em equações matriciais, resolvíveis computacionalmente.

O procedimento para aplicar o MoM nas equações integrais, tornando-as matrizes que representam a forma geométrica do problema, a fonte de energia dos sistema e as incógnitas, geralmente percorre o seguinte caminho [2]:

- derivação da equação integral representativa do problema em questão;
- conversão da equação integral em uma equação matricial, através da discretização das formas geométricas envolvidas, utilizando funções de base ou de expansão e funções de teste ou de peso;
- determinação dos elementos das matrizes;
- resolução da equação matricial e obtenção dos parâmetros de interesse.

O MoM é uma técnica utilizada principalmente no domínio da frequência e é possível gerar iterações no processo de cálculo para fazer uma varredura na região de interesse do espectro de frequências. O método requer que a estrutura sob análise seja modelada através de fios e/ou placas de metal que devem ser subdivididos em segmentos cuja dimensão é muito menor do que o comprimento de onda do sinal ao qual estão sujeitos. Desta forma, pode-se considerar que a corrente é constante em cada segmento de fio ou de superfície [2],[10]-[13].

Problemas de espalhamento podem ser representados por equações integrais, derivadas das equações de Maxwell, considerando que os campos são irradiados através do ar por um material condutor perfeito. As equações integrais que podem ser resolvidas pelo MoM são normalmente funções do campo elétrico ou do campo magnético ( $f_e$  e  $f_m$ ), como mostram as equações (2.1) e (2.2). Em alguns casos, os campos elétrico ( $E$ ) e magnético ( $H$ ) irradiados podem ser obtidos em função da densidade de corrente ( $J$ ) sobre uma superfície condutora, ou vice versa [11]-[29].

$$E = f_e(J) \quad (2.1)$$

$$H = f_m(J) \quad (2.2)$$

Para um caso de espalhamento, o primeiro passo é expandir a densidade de corrente ( $J$ ) sobre uma superfície condutora, como uma infinita soma de funções de base, também chamadas funções de expansão, como mostra a equação (2.3), onde  $b_i$  é a  $i$ -ésima função de base e  $J_i$  é coeficiente desconhecido relativo à densidade de corrente e  $N$  é o número de segmentos no qual foi discretizado o problema.

$$J = \sum_{i=1}^N J_i b_i \quad (2.3)$$

Na seqüência, define-se 'N' funções de teste, também chamadas funções de peso ( $w_j$ ), que sejam linearmente independentes. Um produto interno com cada função de teste é aplicado em ambos os lados da equação (2.1) ou (2.2). Exemplificando:

$$\langle w_j, H \rangle = \langle w_j, f_m(J) \rangle \quad j = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2.4)$$

Aplicando (2.3) em (2.4), obtêm-se:

$$\langle w_j, H \rangle = \sum_{i=1}^N \langle w_j, f_m(J_i, b_i) \rangle \quad j = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2.5)$$

Na forma matricial fica:

$$[H] = [Z][J] \quad (2.6)$$

Onde:  $[Z]$  é a matriz de geometria do problema;

$[H]$  é o vetor de campos magnéticos incidentes;

$[J]$  é o vetor de correntes em cada elemento da superfície condutora;

$Z_{ij} = \langle w_j, f_m(b_i) \rangle$  são os termos da matriz  $[Z]$ ;

$H_j = \langle w_j, H_{inc} \rangle$  são os elementos do vetor  $[H]$ ;

$H_{inc}$  são os valores de campo incidentes.

O vetor  $[H]$  contém os campos incidentes de valor conhecido, geralmente considerados os de uma onda plana. Os termos da matriz  $[Z]$  dependem apenas da geometria do problema e os termos desconhecidos do vetor  $[J]$  representam as correntes induzidas e podem ser obtidos através da resolução da equação matricial. Com os valores de  $[J]$  conhecidos, torna-se possível determinar os campos elétrico e magnético (*scattered fields*) que são gerados pelas correntes induzidas na superfície condutora ( $J$ ). O equacionamento apresentado para o campo magnético, pode ser realizado também para o campo elétrico, como no exemplo a seguir.

Aplicações envolvendo a modelagem de corpos sólidos através de condutores paralelos infinitamente longos, permitem o cálculo de campos distantes espalhados (scattering), quando excitados por ondas planas. Considerando que uma onda plana do tipo TM incide perpendicularmente sobre arranjos de condutores paralelos, colocados na direção 'z', como mostra a Figura 2.7. Uma restrição imposta pelo método, para permitir resultados precisos o suficiente, é que o raio dos condutores seja muito menor do que a menor distância entre cada um deles [2].

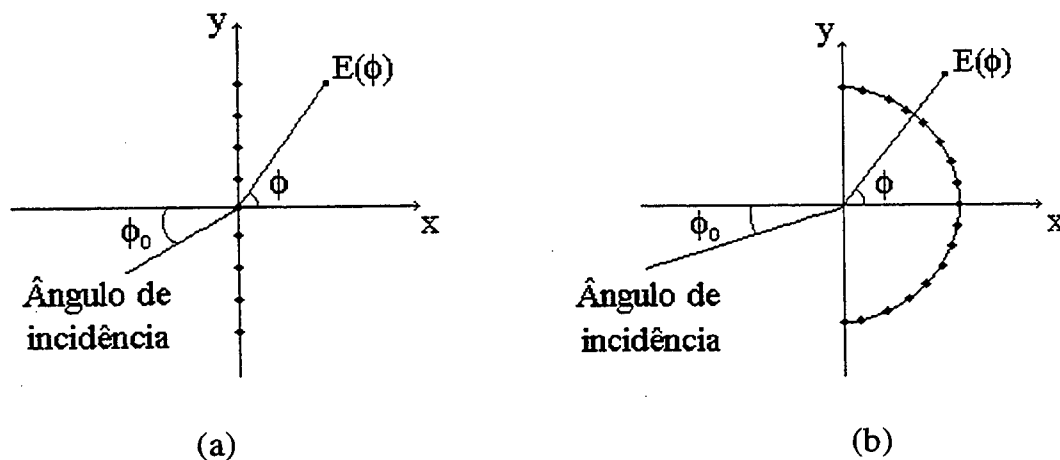


Figura 2.7 – Arranjos de condutores para cálculo de scattering: (a) arranjo retilíneo; (b) arranjo semicilíndrico.

Onde :  $E(\phi)$  campo elétrico em função do ângulo ( $\phi$ ) que é referencial ao eixo de coordenadas;

$\phi_0$  ângulo de incidência do campo.

A condição de contorno para estas aplicações, indica que na superfície de cada condutor, supondo ter características que o definem como perfeito, o valor do campo incidente somado ao valor do campo espalhado deve ser zero.

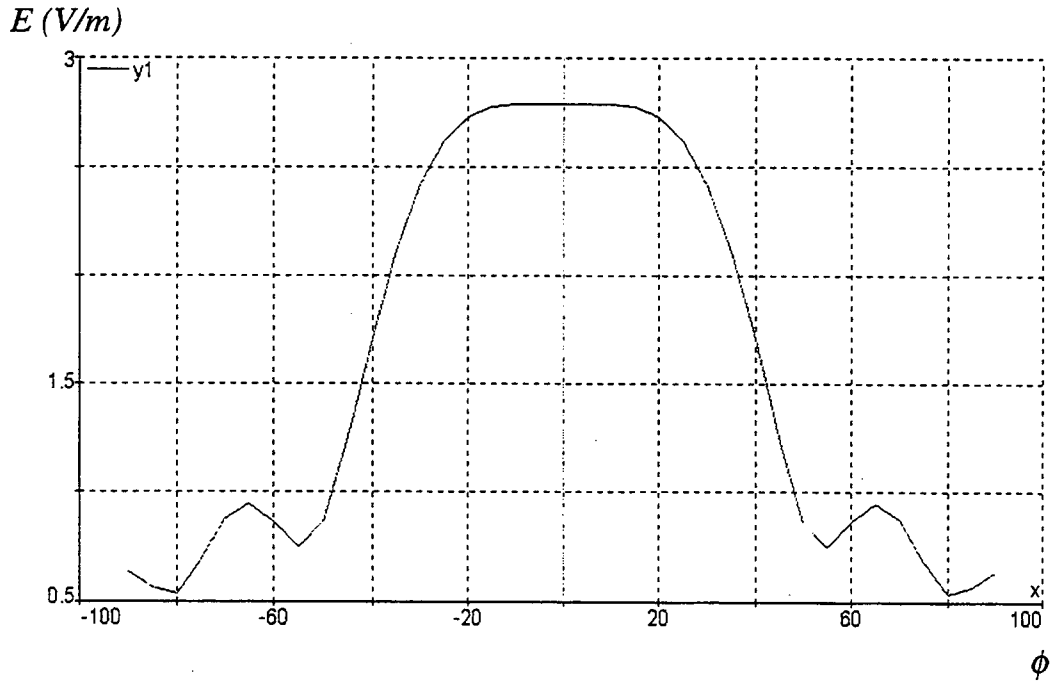
Assim, é possível relacionar o campo elétrico incidente, de valor conhecido, em cada condutor, com as correntes induzidas em todos eles. O campo elétrico gerado

em qualquer ponto distante do espaço, na chamada região do *far field*, pode ser obtido pela somatória das contribuições de cada um dos condutores que compõem a modelagem da superfície analisada.

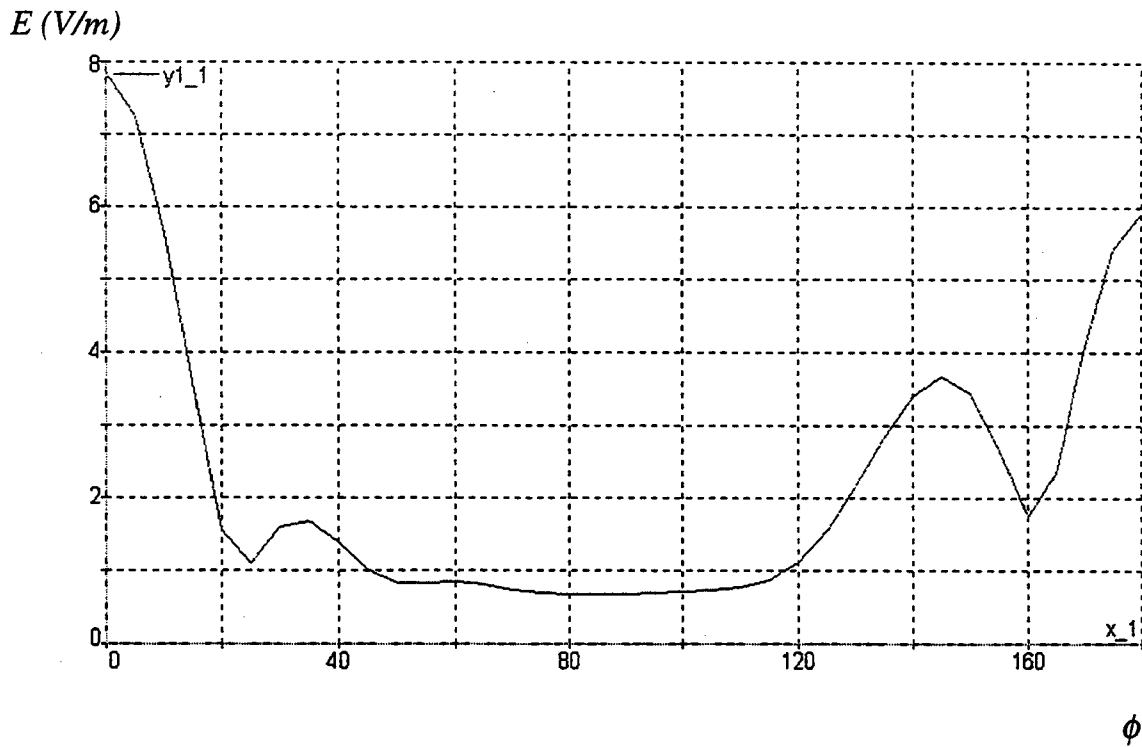
Com base nesta teoria, foi desenvolvido um software para a análise e determinação do diagrama de espalhamento das duas estruturas mostradas na Figura 2.7, podendo ser feita a escolha do ângulo de incidência da frente de onda incidente. A principal restrição imposta ao software é a mesma utilizada na formulação, ou seja, o raio dos condutores devem ser muito menores do que a menor distância entre eles. Esta restrição faz com que sejam feitas limitações no número máximo de condutores ou no valor máximo do seu raio. A Figura 2.8 mostra o resultado obtidos para os dois casos de arranjo de condutores, considerando um ângulo de incidência ( $\phi$ ) igual a  $0^{\circ}$ . Um detalhe importante é que os valores de campo espalhados foram obtidos apenas para uma distância de observação considerada longa, a região do *far field*. Essa distância varia para cada tipo de estrutura, mas de uma forma geral, deve ser muito maior do que a maior dimensão do caso analisado. Este resultado pode ser confirmado na referência [12].

Esta breve descrição do Método dos Momentos e as simulações realizadas objetivaram gerar uma base teórica para juntar subsídios a serem considerados no momento da escolha do(s) método(s) mais aplicável(is) aos problemas de compatibilidade eletromagnética citados anteriormente.

Os resultados alcançados com esta pesquisa comprovaram a eficiência do MoM em problemas de contornos abertos e a sua dificuldade em modelar problemas não-homogêneos, que utilizam materiais com diferentes permeabilidades magnéticas e permissividades elétricas. Sendo assim, a pesquisa levou ao estudo de um método numérico que tem recebido um incremento nos últimos anos, em termos de desenvolvimento e aplicações, o Transmission-line Modeling Method (TLM).



(a)



(b)

Figura 2.8 – Diagrama de espalhamento para incidência direta a  $0^\circ$ : (a) arranjo retilíneo de condutores; (b) arranjo semicilíndrico de condutores.

#### 2.4.4 – Transmission-line modeling method (TLM)

O Transmission-line Modeling Method (TLM) foi inicialmente desenvolvido por P. B. Johns e outros colaboradores na década de 70, originalmente para análises no domínio do tempo. Por ter sido desenvolvido especialmente para aplicações em Engenharia Elétrica, apresenta uma grande facilidade de entendimento para profissionais desta área. É reconhecido hoje, como uma importante ferramenta para simulação de complexos problemas de eletromagnetismo em uma, duas e três dimensões. É um método que pode ser utilizado em problemas não-lineares, não-homogêneos e de propagação de ondas no domínio tempo ou frequência [14],[16]-[17].

O método TLM é similar ao método de diferenças finitas (FD) em termos de formulação e capacidade de simulação e consiste em sugerir um valor de impedância para cada segmento discretizado de uma determinada aplicação, ou seja, o problema é dividido em segmentos conectados entre si através de impedâncias. A análise de linhas de transmissão a dois fios é a base do método TLM em uma dimensão e a partir desta teoria foi possível desenvolver as versões bidimensional e tridimensional [14]-[17].

Para exemplificar a teoria básica do método TLM, considera-se uma linha de transmissão a dois fios, como mostra a Figura 2.9, onde são executados seccionamentos imaginários de forma a gerar a discretização do caso [14]-[17].

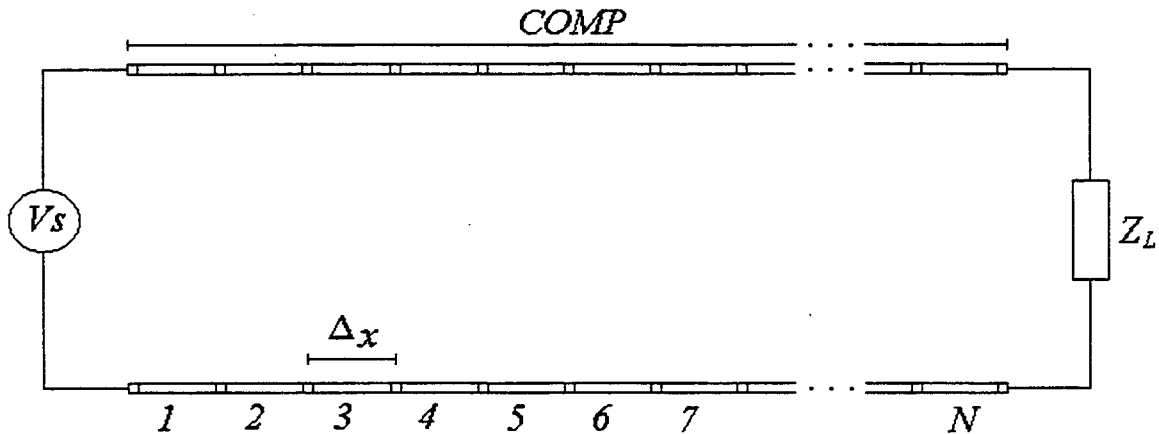


Figura 2.9 – Linha de transmissão a dois fios dividida em segmentos.

Onde:  $V_s$  é a fonte de tensão, aplicada no início da linha;

$Z_L$  é a impedância da carga, acoplada ao fim da linha;

$N$  é o número de segmentos no qual foi dividida a linha de transmissão;

$\Delta_x$  é o comprimento de cada segmento;

$COMP$  é o comprimento total da linha.

Cada segmento de linha tem um tamanho  $\Delta x$  igual a:

$$\Delta_x = \frac{COMP}{N} \quad (2.7)$$

Os segmentos da linha são considerados idênticos e de acordo com a teoria de linhas de transmissão, podem ser representados pela configuração mostrada na Figura 2.10, onde  $R$  e  $L$  são a resistência e a indutância série de cada segmento,  $C$  e  $G$  são a capacitância e a condutância paralelo de cada segmento, respectivamente. A tensão aplicada ao segmento é  $V$  e a corrente que entra no segmento é representada por  $I$ .



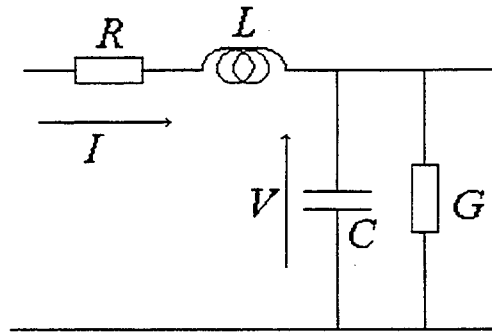


Figura 2.10 – Modelo de um segmento de uma linha de transmissão.

Esse segmento de linha de transmissão é a célula básica para a aplicação do método TLM em uma dimensão. As versões bidimensional e tridimensional do TLM apresentam segmentos ou nós correspondentes que também foram baseados na teoria de linhas de transmissão e utilizam o mesmo procedimento de cálculo.

Um outro modelo pode ser utilizado substituindo a capacitância e a indutância de cada segmento pelo valor da impedância característica da linha ( $Z_0$ ) definida por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.8}$$

A Figura 2.11 mostra a nova configuração do modelo.

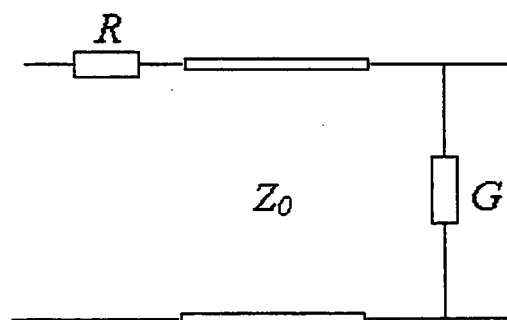


Figura 2.11 – Modelo do segmento utilizando a impedância característica da linha ( $Z_0$ ).

Admitindo a propagação de uma tensão ao longo da linha, cada segmento irá representar um ponto de análise, onde pode-se calcular tensões incidentes e refletidas para determinar o valor real da tensão e da corrente nestes pontos.

A definição das tensões incidentes e refletidas, pelo lado esquerdo e pelo lado direito de cada segmento recai na teoria de linhas de transmissão. Esta teoria revela que cada segmento onde incide uma frente de onda, existe uma frente de onda refletida cujo valor depende do coeficiente de reflexão, detalhado na equação (2.9).

$$\Gamma = \left( \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \tag{2.9}$$

Onde:  $Z_1$  é a impedância do meio de onde chega a frente de onda;

$Z_2$  é a impedância do meio para onde vai a frente de onda.

Considerando as tensões incidentes e refletidas por cada segmento, pode-se aplicar o equivalente de Thévenin para simplificar a análise e determinar equações representativas do fenômeno em questão. A Figura 2.12 mostra o novo modelo de um segmento da linha considerando os efeitos da presença de segmentos adjacentes ao que está sendo analisado.

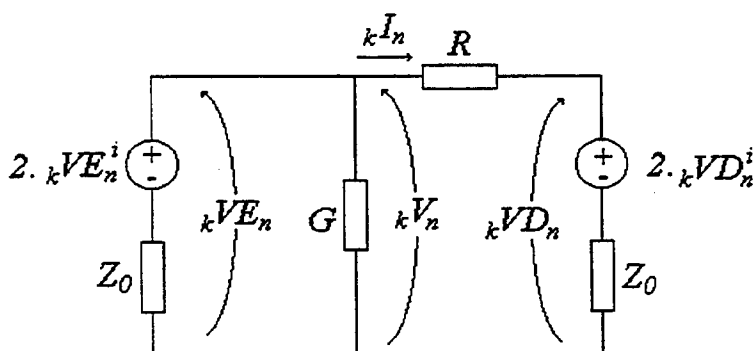


Figura 2.12 – Equivalente de Thévenin de um segmento da linha de transmissão.

Onde:  $k$  é um determinado instante de tempo;

$n$  é um segmento genérico no meio da linha;

${}_k I_n$  é a corrente em “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”;

${}_k V_n$  é a tensão em “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”;

${}_k VE_n^i$  é a tensão incidente pela esquerda de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”;

${}_k VD_n^i$  é a tensão incidente pela direita de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”;

${}_k VE_n$  é a tensão à esquerda de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”;

${}_k VD_n$  é a tensão à direita de “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”.

Evidentemente o modelo da Figura 2.9 refere-se aos segmentos no meio da linha, que possuam nós adjacentes dos dois lados. Assim, observa-se que:

$${}_k V_n = {}_k VE_n \quad (2.10)$$

O que significa dizer que a tensão no segmento “ $n$ ” é igual a tensão à esquerda deste, ambas no mesmo instante de tempo. A tensão à direita do segmento “ $n$ ”, pode ser definida por:

$${}_k VD_n = 2 \cdot {}_k VD_n^i + {}_k I_n \cdot Z_0 \quad (2.11)$$

Analisando pela teoria de circuitos a malha da direita, com base nas tensões incidentes, a tensão no segmento “ $n$ ” fica:

$${}_k V_n = {}_k I_n (Z_0 + R) + 2 \cdot {}_k VD_n^i \quad (2.12)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes ao circuito da Figura 2.9, obtém-se:

$$\frac{{}_kV_n}{Z_0} + G_k V_n + \frac{{}_kV_n}{R + Z_0} = \frac{{}_kVE_n^i}{Z_0} + \frac{{}_kVD_n^i}{R + Z_0} \quad (2.13)$$

As equações (2.12) a (2.13) relacionam os valores de tensão e corrente em cada segmento da linha de transmissão com as tensões que incidem por ambos os lados deste. Desta forma, é possível determinar as tensões incidentes ou a tensão e corrente do segmento “ $n$ ”, dependendo da necessidade.

De acordo com a teoria de linhas de transmissão, as tensões que incidem em um segmento genérico “ $n$ ” são refletidas por ele e retornam à linha. Essas tensões refletidas podem ser obtidas por:

$${}_kVE_n^r = {}_kVE_n - {}_kVE_n^i \quad (2.14)$$

$${}_kVD_n^r = {}_kVD_n - {}_kVD_n^i \quad (2.15)$$

Onde:  ${}_kVE_n^r$  é a tensão refletida para a esquerda do segmento “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”;

${}_kVD_n^r$  é a tensão refletida para a direita do segmento “ $n$ ”, no instante “ $k$ ”.

Todos os cálculos feitos acima referem-se a um determinado instante de tempo “ $k$ ”. O método TLM-TD, por ser uma análise no domínio tempo deverá realizar a seguir, o cálculo das tensões incidentes em cada segmento, para o momento seguinte “ $k+1$ ”. Pode-se dizer que as tensões incidentes em um segmento genérico “ $n$ ”, no momento seguinte “ $k+1$ ”, corresponde às tensões refletidas pelos segmentos adjacentes, no momento anterior “ $k$ ”. Assim:

$${}_{k+1}VE_n^i = {}_kVD_{n-1}^r \quad (2.16)$$

$${}_{k+1}VD_n^i = {}_kVE_{n+1}^r \quad (2.17)$$

Isto quer dizer que a tensão incidente pela esquerda do segmento “ $n$ ” em um instante “ $k+1$ ” é justamente a tensão refletida pelo lado direito do segmento que fica à sua esquerda “ $n-1$ ”, no instante “ $k$ ”.

Da mesma forma, a tensão incidente pela direita do segmento “ $n$ ” em um instante “ $k+1$ ” corresponde à tensão refletida pelo lado esquerdo do segmento que fica à sua direita “ $n+1$ ”, no instante “ $k$ ”.

Para completar a análise da linha, é preciso determinar o passo de tempo ( $\Delta t$ ), ou seja, a diferença entre “ $k$ ” e “ $k+1$ ” em segundos, que é o tempo de propagação da onda pela distância de um segmento. O passo de tempo pode ser obtido através do cálculo da velocidade de propagação da onda no segmento cujo comprimento é  $\Delta x$ :

$$\Delta t = \Delta x / Vel \quad (2.18)$$

$$Vel = \frac{1}{\sqrt{L_D \cdot C_D}} \quad (2.19)$$

Onde:  $Vel$  é a velocidade de propagação da onda na linha;

$L_D$  é a indutância distribuída da linha;

$C_D$  é a capacitância distribuída da linha.

Assim:

$$Vel = \frac{1}{\sqrt{L/\Delta x \cdot C/\Delta x}} \quad (2.20)$$

$$\Delta t = \sqrt{LC} \quad (2.21)$$

De uma forma geral, pode-se identificar as seguintes etapas dentro de cada iteração no tempo para o método TLM-TD (Transmission-line Modeling Method – Time Domain):

- determinação das tensões incidentes a cada segmento, considerando as excitações presentes;
- cálculo de campos associados aos segmentos de interesse;
- cálculo das tensões refletidas por cada segmento;
- aplicação das condições de contorno para os segmentos ou nós que se localizam nas extremidades do domínio de cálculo;
- determinação das novas tensões incidentes para o próximo passo de iteração.

Com base na formulação apresentada nas referências [14]-[17], foi possível desenvolver um software baseado no TLM-TD (Transmission-line Modeling Method – Time Domain), na versão unidimensional. Este programa é capaz de analisar casos de propagação de ondas em linhas de transmissão a dois fios. Com a sua utilização é possível determinar valores de tensão e corrente transientes em qualquer ponto de uma linha de transmissão a dois fios, com possibilidade de escolha por parte do usuário, de várias características da linha, da fonte e da carga. A linha pode ter escolhidos o comprimento, a resistência, indutância, capacitância e condutância por unidade de comprimento.

Os resultados obtidos com a aplicação do software unidimensional podem ser observados na Figura 2.13 e na Figura 2.14 apresentadas a seguir. A Figura 2.13 apresenta os resultados de tensão na carga e corrente na fonte para os dados abaixo. A Figura 2.14 apresenta estas mesmas grandezas simuladas no PSPICE [24].

**Entrada de dados:**

Comprimento da linha (m): 400

Número de segmentos: 50

Número de iterações: 1000

Resistência da linha por metro ( $\Omega/m$ ): 0

Condutância da linha por metro (S/m): 0

Capacitância da linha por metro (F/m):  $1e-10$

Indutância da linha por metro (H/m):  $2.5e-7$

Resistência da carga ( $\Omega$ ): 100

Resistência da fonte ( $\Omega$ ): 0

Reatância indutiva da carga ( $\Omega$ ): 0

Tipo de excitação: Degrau

Tensão de degrau (V): 30

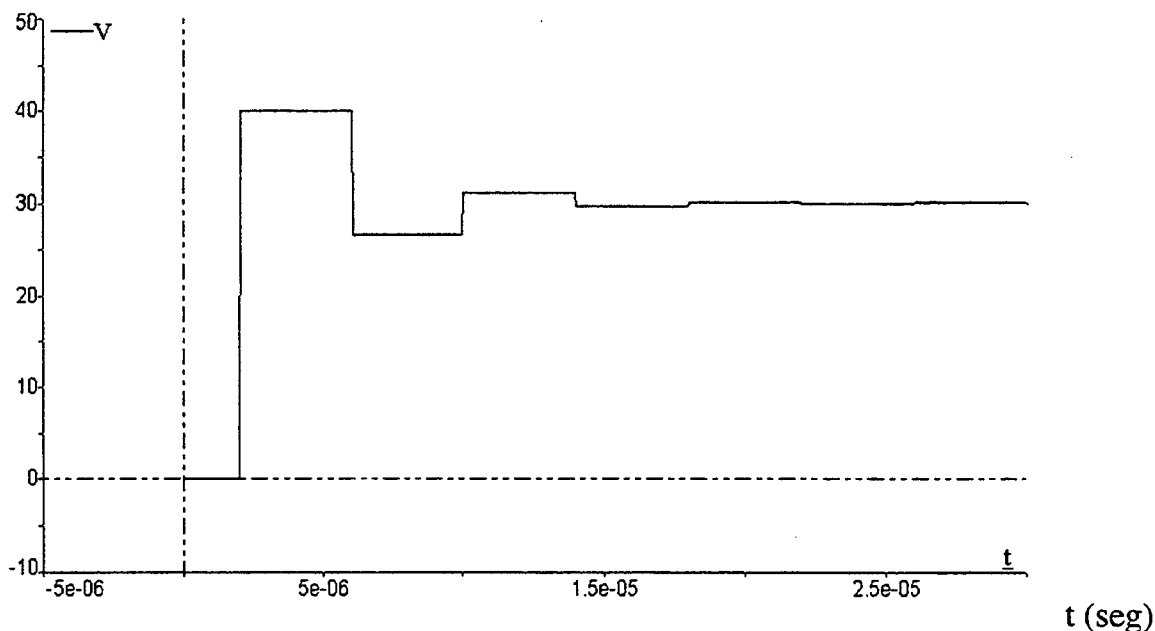
**Resultados Parciais:**

Comprimento de cada segmento = 8.0000 (m)

Impedância característica = 50.0000 ( $\Omega$ )

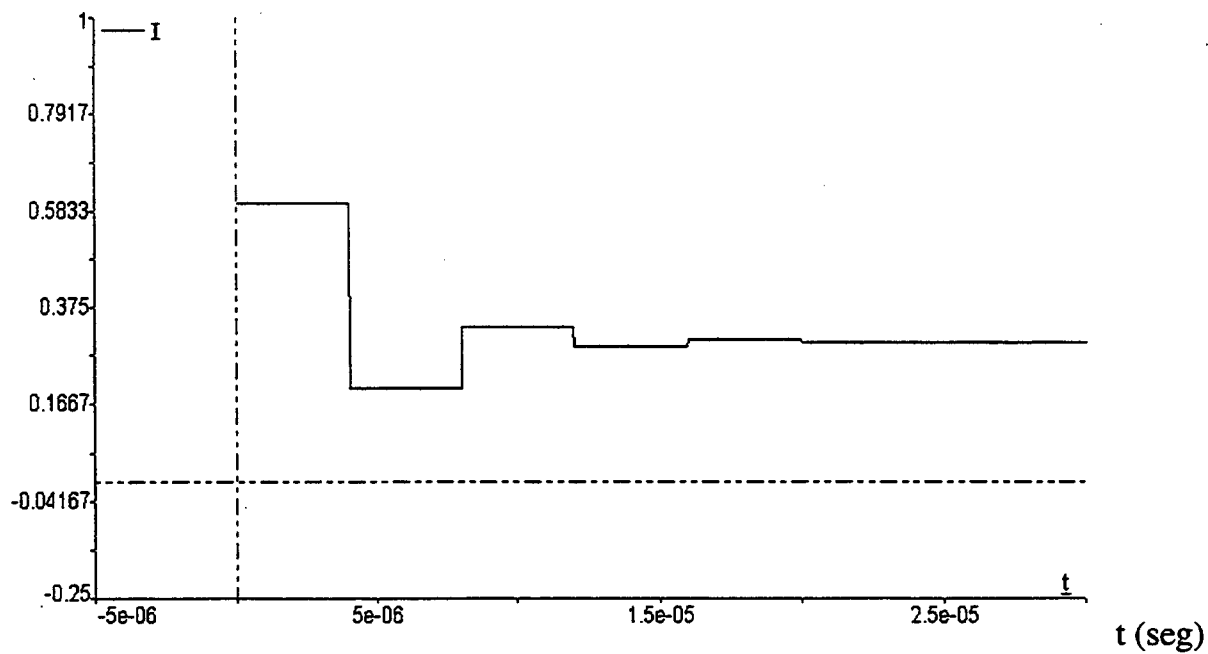
Tempo de propagação em cada segmento = 4.0000E-08 (s)

Tensão (Volts)



(a)

Corrente (Amperes)



(b)

Figura 2.13 – Resultados obtidos pelo programa baseado no método TLM-TD unidimensional para excitação na forma de um degrau de 30 volts:

(a) tensão na carga; (b) corrente na fonte.



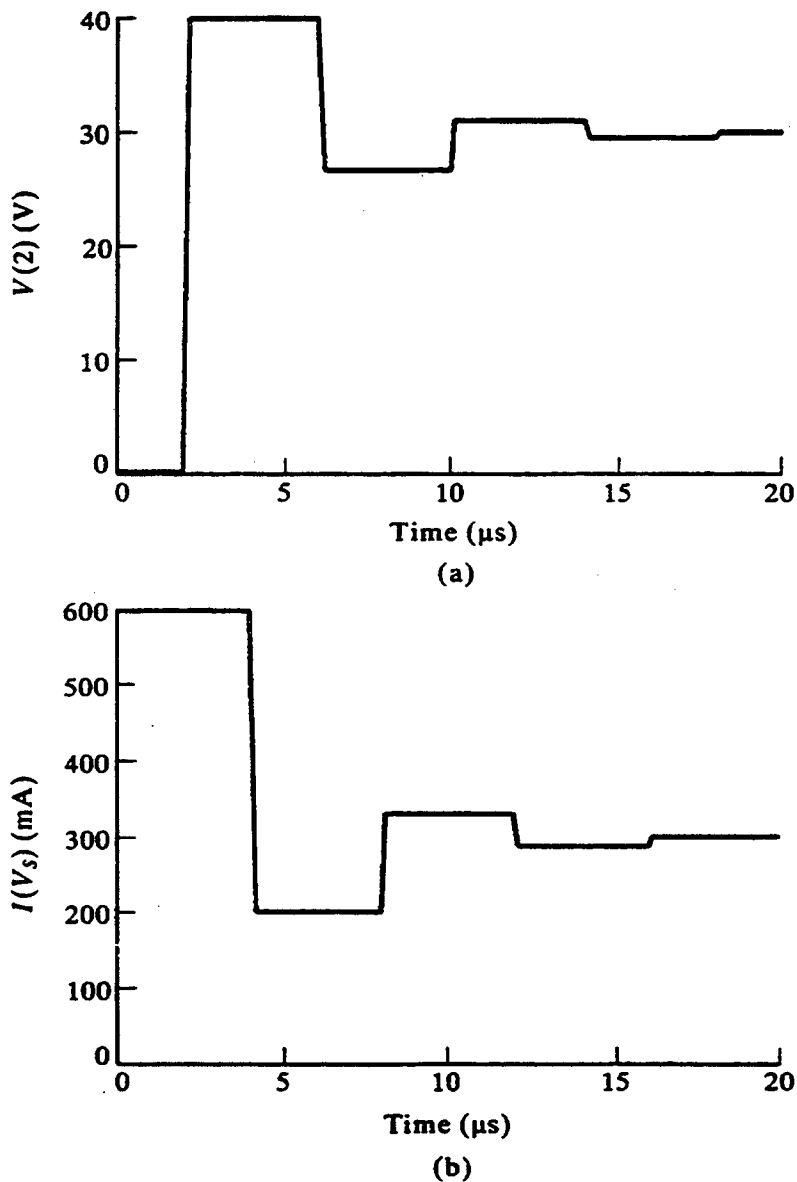


Figura 2.14 – Resultados obtidos pelo PSPICE [24]: (a) tensão na carga; (b) corrente na fonte.

Com base nestas comparações é possível observar que o programa baseado no método TLM-TD unidimensional é bastante preciso para determinação de valores de tensão e corrente numa linha de transmissão a dois fios. Estes resultados vêm comprovar a eficiência da formulação empregada, e abre espaço para aplicações bem mais complexas, como o caso da excitação na forma de impulso, surto atmosférico ou de manobra e senoidal.

Porém, existem certas situações dentro do escopo da compatibilidade eletromagnética, em que a simples análise linear de linhas de transmissão não é adequada. Certos componentes de um sistema podem ter comportamento não-linear, e com isso sofrer alterações dependendo de variáveis como frequência, tensão, corrente, e outras.

Um dos casos de maior incidência dentro da área de compatibilidade eletromagnética são os transientes que ocorrem em linhas de transmissão de energia ou comunicações. Estes transientes podem ser gerados por descargas eletrostáticas ou atmosféricas, surtos de manobra nas linhas ou uma outra perturbação qualquer de natureza conduzida ou irradiada.

Freqüentemente existem dispositivos conectados a estas linhas que sofrem efeitos destes transientes e podem ter seu funcionamento alterado ou interrompido. Este realmente não é um problema novo, pois sua incidência já levou projetistas e engenheiros a desenvolverem algumas soluções que os minimizem, como a utilização de capacitores, diodos zener, centelhadores e varistores. O estudo de proteção de linhas através de elementos não-lineares deu origem a uma série de trabalhos com o TLM-TD que podem ser verificados nas referências [26]-[28].

A partir destes resultado preliminares foi possível confirmar a eficácia e confiabilidade da formulação TLM-TD. Porém, por ser um método no domínio tempo, em algumas situações é preciso elevar o número de iterações para que o sistema entre em regime permanente, quando se extingue o transiente. Assim, é possível realizar o cálculo de campos com maior confiabilidade. Quando a constante de tempo do sistema é alta, a aplicação de métodos no domínio tempo pode se tornar ineficiente ou impraticável o que levou alguns pesquisadores a desenvolver a versão do TLM no domínio frequência, o TLM-FD (Transmission-line Modeling Method – Frequency Domain), apresentada no Anexo 2 [18-23]. No entanto, grande parte dos casos de compatibilidade eletromagnética possuem rápidas constantes de tempo,

particularmente os citados neste trabalho, o que torna recomendada a versão no domínio tempo.

Continuando a pesquisa sobre os métodos numéricos mais conhecidos, apresenta-se a seguir o Generalized Multipole Technique (GMT).

#### **2.4.5 – Generalized multipole technique (GMT)**

O Generalized Multipole Technique (GMT), é um método capaz de analisar casos no domínio frequência, baseado no método de contribuições residuais, com modificações estruturais na sua função de expansão para permitir a representação de frentes de onda.

Além de todos os métodos “puros” apresentados acima, existe ainda uma possibilidade bastante utilizada, as técnicas híbridas que agrupam mais de um método “puro” para resolver um mesmo problema.

#### **2.4.6 – Técnicas Híbridas**

São adaptações de duas ou mais técnicas numéricas, aproveitando as vantagens de cada uma delas. Desta forma, evita-se certas limitações que as técnicas numéricas puras podem possuir, como o tempo excessivo de simulação, impossibilidade de modelagem de materiais não-lineares ou não-homogêneos e outras. Pode-se citar como exemplo desta técnica, a hibridização entre TLM e FDTD [25].

Com base no que foi apresentado neste capítulo, algumas conclusões podem ser retiradas no sentido de verificar qual(is) técnica(s) são aplicáveis aos problemas EMC mais comuns, citados neste trabalho.

## 2.5 – Conclusões desta seção

A modelagem matemática de estruturas que apresentam ou podem apresentar problemas de compatibilidade eletromagnética tem se tornado uma importante ferramenta para a solução antecipada destes casos. Modelar uma estrutura significa poder avaliar o seu comportamento, sem a necessidade de ter o dispositivo montado. Isto, na maioria dos casos, implica numa redução de custos de projeto ou desenvolvimento de novos produtos ou simplesmente, na solução mais rápida e objetiva de problemas já existentes.

A partir do estudo de várias técnicas numéricas, de suas vantagens e desvantagens em relação à análise de casos de propagação e espalhamento de ondas eletromagnéticas, observou-se inicialmente que o método dos momentos (MoM) apresenta clareza e simplicidade na análise de determinadas estruturas, como fios, cabos, e placas condutoras.

Análises mais profundas e mais relacionadas com a prática exigem um pouco mais de trabalho na determinação da formulação matemática a ser aplicada, mas mesmo assim, o MoM constitui-se num importante meio de investigação. Esta técnica abrange muitos casos do eletromagnetismo de alta frequência, como os de propagação, reflexão e irradiação de ondas em contornos abertos. Esta característica prevalece sobre outros métodos que exigem condições de contorno bem definidas, como FEM e FD. É um método que, as referências confirmam, opera principalmente no domínio da frequência e em casos cuja equação representativa seja da forma integral.

Porém, a principal desvantagem deste método é a extrema dificuldade em modelar problemas que envolvem materiais com diferentes características elétricas e magnéticas. Por ser um método integral a complexidade das equações envolvidas

nestes casos inviabiliza sua utilização. Por outro lado, mostrou-se eficiente principalmente na modelagem de peças condutoras imersas em num meio qualquer.

A formulação do método TLM mostrou-se relativamente simples e os resultados bastante confiáveis. Com a versão unidimensional do TLM-TD apenas os casos mais simples de análise de linhas de transmissão podem ser tratados. Porém, a adaptação do TLM para cálculos não-lineares mostrou um caminho promissor para determinação de parâmetros não-lineares, como a proteção de linhas através de varistores. A aplicação do método TLM-TD na análise de linhas de transmissão e da sua proteção por componentes não-lineares foi importante, não só para o entendimento do método, como também para a definição de sua confiabilidade e eficiência. Além disso, durante este estudo foi possível vislumbrar a utilização desta mesma técnica para aplicações em semicondutores como diodos, transistores, etc...

Dentre as inúmeras vantagens observadas no método TLM, pode-se citar:

- a formulação para casos de propagação de ondas com contornos abertos é facilmente resolvida;
- os cálculos de corrente, tensão, campo elétrico e magnético podem ser feitos simultaneamente, no mesmo programa, na mesma simulação;
- podem ser simulados vários casos diferentes com pequenas modificações na estrutura original do programa.
- a formulação para casos de materiais não-homogêneos é simples;
- as versões 2D e 3D apresentam muitas facilidades de implementação quando a versão unidimensional é conhecida.

A aplicação de técnicas numéricas permite ampliar a possibilidade de análises de problemas EMC. Porém, certas classes de problemas de compatibilidade eletromagnética, que são de interesse deste trabalho, como a análise de correntes e irradiações em PCI, crosstalk, blindagens e outras aplicações, normalmente envolvem a presença de mais de um tipo de material para o mesmo caso e provavelmente exigem a utilização de programas tridimensionais.

Além disso, os sinais de interferência irradiados são de alta frequência, com constantes de tempo muito pequenas, significando que o transitório é extremamente rápido, o que na maioria dos casos, dispensa o uso de um programa no domínio da frequência.

Baseado nestes dois aspectos, pode-se concluir que dentre os métodos estudados o TLM, principalmente em uma versão tridimensional, apresentou o perfil mais conveniente para as aplicações na área de compatibilidade eletromagnética, citadas anteriormente neste trabalho, cujo estudo será aprofundado no próximo capítulo.

## 2.6 – Referências desta seção

- [1] R. C. Booton Jr., “Computational Methods for Electromagnetics and Microwaves”, Jonh Wiley & Sons, Inc., Colorado, USA, 1992.
- [2] M. N. O. Sadiku, “Numerical Techniques in Electromagnetics”, CRC Press, 1992.
- [3] Yogesh Jaluria, “Computer Methods for Engineering”, Allyn and Bacon Inc., Boston, 1988.

- [4] Todd H. Hubing, "Survey of Numerical Electromagnetic Modeling Techniques", Report No. TR91-1-001.3, University of Missouri-Rolla, Electromagnetic Compatibility Laboratory, 1991.
  
- [5] Nathan Ida and J. P. A. Bastos, "Electromagnetics and Calculation of Fields", Springer-Verlag, New York, 1992.
  
- [6] G. S. Ferreira, "Estudo de Campos Eletromagnéticos em Altas Frequências com Aplicação em Guias de Onda Retangulares", Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, 1994.
  
- [7] G. Dath & G. Touzot, "Une Présentation de la Méthode des Éléments Finis", Maloine S. A. Éditeur Paris, 1984.
  
- [8] K. L. Shlager & J. B. Schneider, "A Selective Survey of the Finite-Difference Time-Domain Literature", IEEE Antennas and Propagation Magazine.
  
- [9] Gerrit Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equation", IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol 23, No 4, November 1981.
  
- [10] Robert C. Hansen (Editor), "Moments Methods in Antennas and Scattering", Ed. Arctech House, 1990.
  
- [11] Roger F. Harrington, "Field Computation by Moment Methods", The Macmillan Company, New York, 1968.
  
- [12] M. N. O. Sadiku, "Elements of Electromagnetics", Sounders College Publishing, USA, 1994.

- [13] J. M. Putnam, "General Approach for Treating Boundary Conditions on Multi-region Scatterers Using the Method of Moments", IEEE Proc., 1995.
- [14] Christos Christopoulos, "Transmission-Line Modeling: TLM", IEEE Press and Oxford University Press, 1995.
- [15] P. B. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-35, no. 4, pp. 370-377, Apr. 1987.
- [16] P. B. Johns, "The Art of Modeling Electronics and Power", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 25, No. 8, pp 565-569, 1979.
- [17] J. L. Harring, "Developments in the Transmission-Line Modeling Method for Electromagnetic Compatibility Studies", University of Nottingham, 1993.
- [18] H. Jin, and R. Vahldieck, "The Frequency-Domain Transmission Line Matrix Method - A New Concept", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 40, no. 12, pp. 2207-2218, Dec. 1992.
- [19] D. P. Johns, A. J. Włodarczyk, A. Mallik, and C. Christopoulos, "New TLM Technique for Steady-State Field Solutions in Three Dimensions", Electron. Lett., vol. 28, no. 18, pp. 1692-1694, Aug. 1992.
- [20] D. P. Johns, and C. Christopoulos, "New Frequency-Domain TLM Method for the Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Problems", IEEE Proc.-Sci. Meas. Technol., vol. 141, no. 4, pp. 310-316, Jul. 1994.



- [21] D. P. Johns, and C. Christopoulos, "Lossy Dielectric and Thin Lossy Film Models for 3-D Steady State TLM", *Electronics Letters*, vol. 29, no. 4, pp. 348-349, Feb. 1993.
- [22] D. P. Johns, and C. Christopoulos, "Dispersion Characteristics of 3-D Frequency-Domain TLM", *Electronics Letters*, vol. 29, no. 17, pp. 1536-1537, Aug. 1993.
- [23] D. P. Johns, "Improved Node for Frequency-Domain TLM: The Distributed Node", *Electronics Letters*, vol. 30, no. 6, pp. 500-502, Mar. 1994.
- [24] Clayton R. Paul, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", John Wiley & Sons, Inc., USA, 1994.
- [25] T. A. Jerse & C. R. Paul, "A Hybrid Method for Efficiently Estimating Common-Mode Radiation from Transmission-Line Structures", *Anais do IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility 1995*, Atlanta, EUA.
- [26] M. Faccioni Filho, Golberi S. Ferreira and A. Raizer, "Non-linear Device Modeling for Transient Suppression", *IEEE CEFC'98 - Conference Proceedings, Tucson/Arizona, June 1998*.
- [27] M. Faccioni Filho, A. Raizer and Golberi S. Ferreira, "Simulation of Non-linear Protection Device Using TLM Method", *EMC'98 Roma International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Rome/Italy, September 1998*, pp. 403-407.

- [28] M. Faccioni Filho, Golberi S. Ferreira e A. Raizer, “Modelagem Numérica de Filtros Não-Lineares Para Transientes Eletromagnéticos, CBMag’98, São Paulo, Outubro de 1998, pp. 18-21.
- [29] Golberi S. Ferreira, “Modelamento Numérico de Problemas de Compatibilidade Eletromagnética”, Exame de qualificação de Doutorado, UFSC, Abril de 1997.

# 3

## **Formulação Matemática Tridimensional do Método TLM no Domínio Tempo (TLM-TD)**

### **3.1 – Introdução**

Este capítulo irá dedicar-se ao estudo da formulação matemática tridimensional do Transmission-line Modeling Method – Time Domain (TLM-TD) cuja aplicação neste trabalho será realizada em casos de compatibilidade eletromagnética.

Porém, para desenvolver a formulação tridimensional do TLM-TD, é conveniente apresentar sucintamente a formulação do TLM bidimensional. Isto ocorre pois o elemento básico de discretização tridimensional originou-se das células básicas utilizadas na versão bidimensional.

Baseado nas formulações que irão ser desenvolvidas, serão apresentadas neste e nos próximos capítulos, aplicações que envolvam cálculo de campos eletromagnéticos e correntes induzidas, casos não-homogêneos, crosstalk, utilização de blindagens eletromagnéticas e análise de placas de circuito impresso [1]-[3].

### 3.2 – A formulação bidimensional do TLM-TD

O TLM permite a discretização de espaços bidimensionais através da utilização de dois tipos de células básicas: o nó série e o nó paralelo. Cada um destes nós é aplicável a uma classe de problemas, mas em ambos os casos, assim como no TLM unidimensional, os materiais presentes no caso sob análise são modelados através de impedâncias [3]-[6].

O nó série é representado pela Figura 3.1, onde a capacitância e a indutância do nó em questão estão distribuídas nas suas quatro extremidades e a resistência e condutância são desprezadas, no caso de aplicações sem perdas. Considera-se neste caso que as características elétricas deste nó são iguais nas duas direções “x” e “y”.

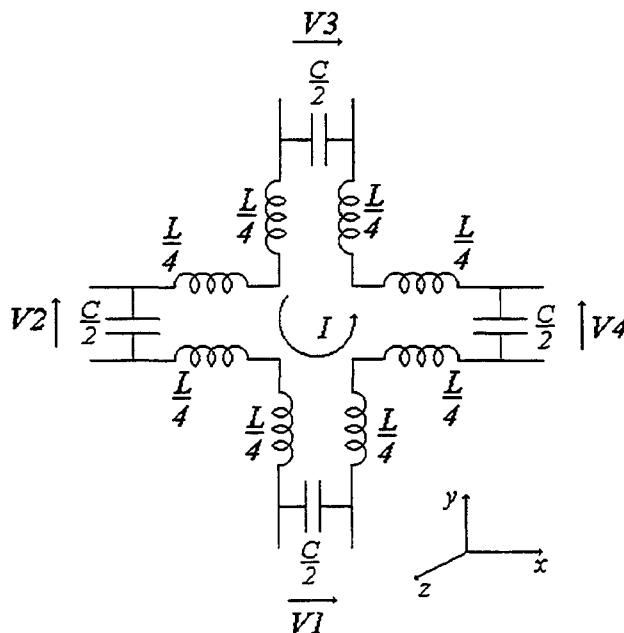


Figura 3.1 – Nó série do TLM 2D.

O nó série possui como incógnitas as tensões nas suas quatro extremidades, chamadas “portas”,  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  e  $V_4$  e a corrente  $I$  que circula pelo interior deste. A partir destes valores é possível determinar o campo elétrico na direção “x”, que está relacionado com as portas 1 e 3 e o campo elétrico na direção “y”, relacionado com as portas 2 e 4. O campo magnético na direção “z” é obtido em função da corrente  $I$  e está relacionado com as quatro portas simultaneamente.

Este nó conecta-se a outros nós localizados acima, abaixo, lados direito e esquerdo, através das suas portas. Assim, da mesma forma que na versão unidimensional do TLM, existem equações que definem de que maneira as tensões que incidem nas quatro portas do nó são transformadas em tensões refletidas para fora dele, num determinado instante de tempo “ $k$ ”. Estas equações são normalmente representadas por um sistema matricial que dá origem a uma matriz chamada “Matriz de Espalhamento ou Scattering Matrix” de dimensão 4X4. A equação matricial que contém os vetores de tensões incidentes e refletidas e a matriz de espalhamento é mostrada abaixo:

$${}_k \begin{bmatrix} V_1^r \\ V_2^r \\ V_3^r \\ V_4^r \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} {}_k \begin{bmatrix} V_1^i \\ V_2^i \\ V_3^i \\ V_4^i \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Onde:  $k$  é um determinado instante de tempo;

$V_1^i$  é a tensão incidente na porta 1;

$V_2^i$  é a tensão incidente na porta 2;

$V_3^i$  é a tensão incidente na porta 3;

$V_4^i$  é a tensão incidente na porta 4;

$V_1^r$  é a tensão refletida pela porta 1;

$V_2^r$  é a tensão refletida pela porta 2;

$V_3^r$  é a tensão refletida pela porta 3;

$V_4^r$  é a tensão refletida pela porta 4;

Para cada iteração do processo de cálculo, determina-se os valores instantâneos de campo, corrente ou tensão, com base nas tensões que incidem ao nó. Após isso, aplica-se a matriz de espalhamento para tornar as tensões incidentes em cada nó em tensões refletidas para os nós adjacentes a este. Finalmente o processo de conexão com o próximo passo de tempo segue o mesmo critério adotado na versão 1D. Ou seja, a tensão que é refletida por uma porta do nó série, num determinado passo de tempo, será a tensão incidente na porta correspondente ao nó adjacente, no próximo passo de tempo.

A outra célula que pode ser utilizada para análises bidimensionais com o TLM é o nó paralelo, mostrado na Figura 3.2:

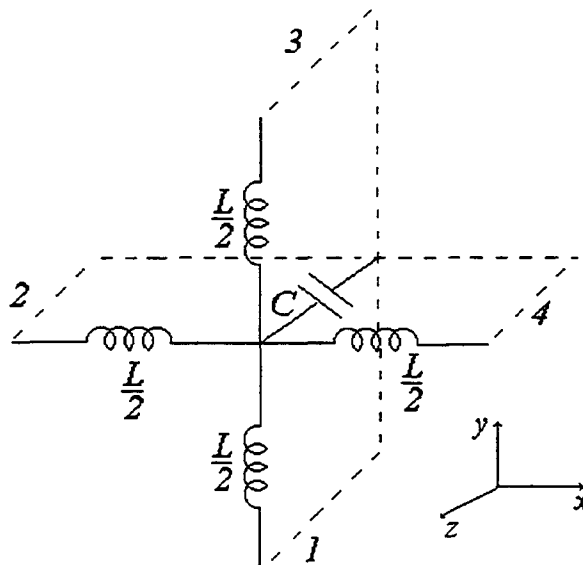


Figura 3.2 – Nó paralelo do TLM 2D.

A forma de utilização e a rotina de funcionamento do programa baseado neste nó é semelhante ao que acontece com o nó série, porém a equação matricial fica:

$$k \begin{bmatrix} V_1^r \\ V_2^r \\ V_3^r \\ V_4^r \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} k \begin{bmatrix} V_1^i \\ V_2^i \\ V_3^i \\ V_4^i \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Em ambos os casos existem certas exigências que devem ser respeitadas para que o erro presente neste método numérico esteja dentro de limites aceitáveis, como tamanho da malha, passo de tempo e velocidade de propagação. Estes parâmetros serão detalhados na formulação tridimensional do método TLM, que é o objeto principal deste trabalho.

### 3.3 – A formulação tridimensional do TLM-TD

Grande parte dos problemas de compatibilidade eletromagnética, devido à sua complexidade só podem ser modelados através de versões tridimensionais. O desenvolvimento do TLM-TD tridimensional percorreu alguns estágios e a estrutura mais utilizada hoje para modelar problemas desta natureza é o Symmetrical Condensed Node (SCN) [3],[6],[7].

#### 3.3.1 – Symmetrical Condensed Node (SCN)

Uma formulação tridimensional do TLM-TD, baseada no Symmetrical Condensed Node (SCN) será usada neste trabalho para simular inúmeras aplicações voltadas ao estudo da compatibilidade eletromagnética [6],[7].

O Symmetrical Condensed Node (SCN) é um segmento tridimensional do espaço que se deseja modelar e possui linhas de transmissão nas três direções do eixo de coordenadas retangulares ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ). Estas linhas estão acopladas através de impedâncias e sofrem influências umas das outras. Cada linha possui uma corrente e quatro tensões incógnitas, como na versão 2D do TLM. A Figura 3.3 ilustra o que foi citado.

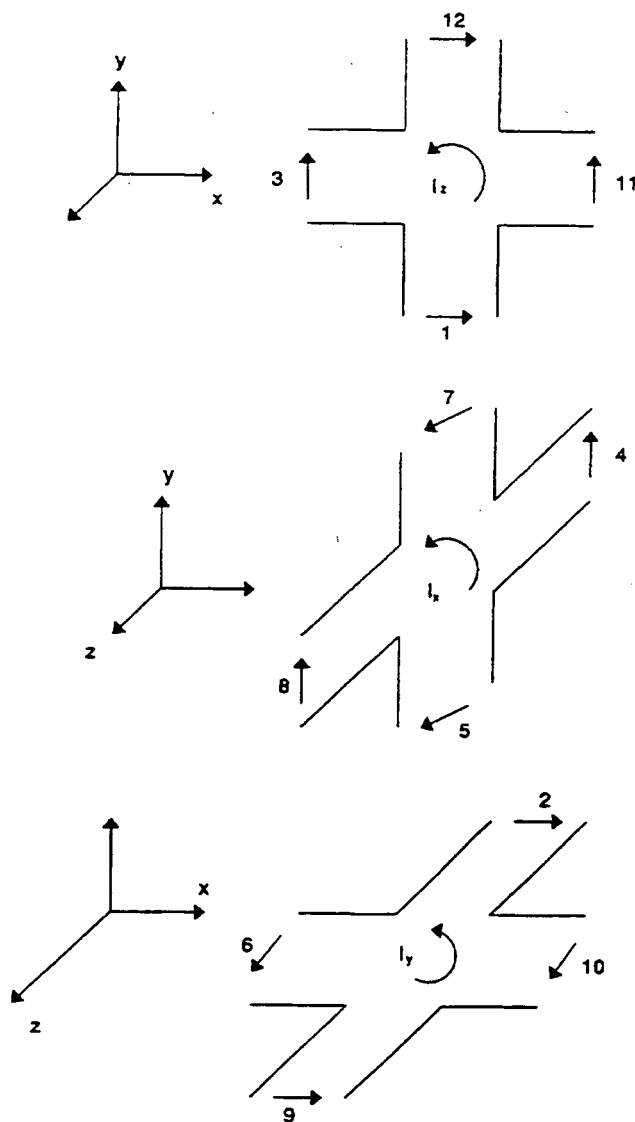


Figura 3.3 – Linhas de transmissão para cada direção do eixo de coordenadas retangulares.



O efeito da consideração das três linhas acopladas num único elemento gera o SCN, mostrado na Figura 3.4 [3],[7].

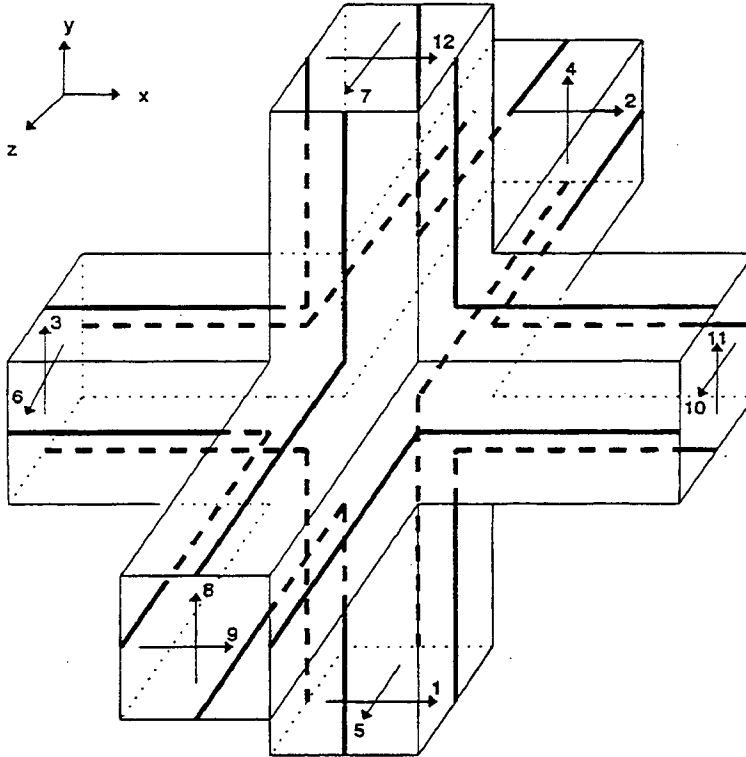


Figura 3.4 – Symmetrical Condensed Node (SCN).

As doze tensões nas extremidades do SCN, chamadas “*portas*”, podem definir o campo elétrico, campo magnético e corrente, presente em cada nó, para cada direção do eixo de coordenadas retangular  $(x,y,z)$ .

Exemplificando, as portas 4 e 8 são responsáveis pela determinação das tensões incidentes e refletidas na direção “y” portanto, estão associadas ao cálculo do campo elétrico na direção “y” ( $E_y$ ) e ao cálculo do campo magnético na direção “x” ( $H_x$ ), conforme a regra da mão direita. As portas 2 e 9 definem as tensões na direção “x” e estão associadas ao cálculo de  $E_x$  e  $H_y$ . E assim por diante para todas as portas.

Da mesma forma que ocorre nas formulações 1D e 2D, o SCN possui uma matriz de espalhamento que converte as tensões incidentes em tensões refletidas para os nós adjacentes, que estão colocados acima, abaixo, à frente, atrás e dos lados, para um determinado instante de tempo. Estas tensões refletidas que são calculadas com a matriz de espalhamento serão as tensões incidentes nos nós adjacentes no próximo passo de tempo.

### 3.3.2 – Matriz de espalhamento

O primeiro ponto importante é determinar através do *espalhamento*, de que forma as tensões incidentes se tornam refletidas em cada nó. Para isso, suponha um pulso de tensão de 1,0 volt sendo aplicado à extremidade inferior do nó, na *porta 1*. Esta única tensão incidente, após refletir no interior do nó, espalha tensões refletidas para todas as seis extremidades do nó, como mostra a Figura 3.5 [3],[7].

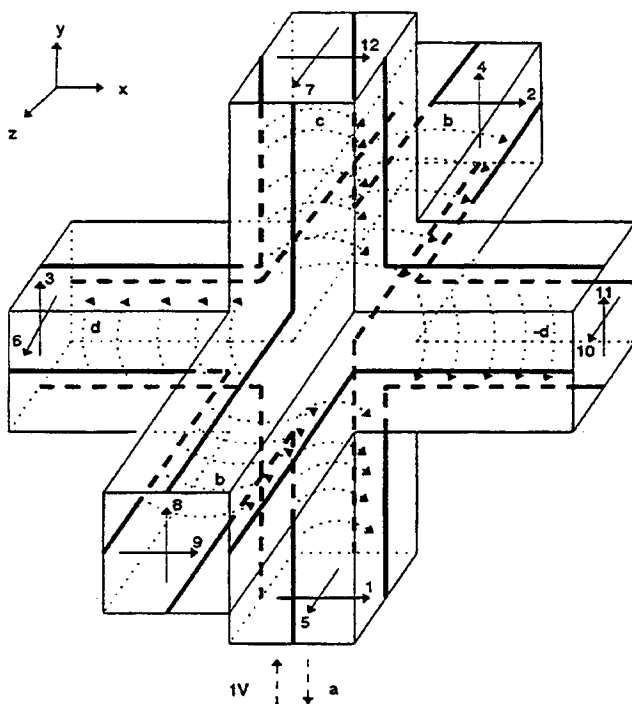


Figura 3.5 – Tensões refletidas no interior do SCN se propagando para as extremidades.

Para determinar qual o percentual de energia que se propaga para cada extremidade do nó, considera-se que:

- a extremidade inferior (*portas 1 e 5*) recebe de volta a quantidade “*a*” da energia aplicada na *porta 1*;
- a extremidade superior (*portas 7 e 12*) recebe a quantidade “*c*”;
- as extremidades frontal (*portas 8 e 9*) e posterior (*portas 2 e 4*) por estarem na mesma posição relativa à *porta 1*, recebem a mesma quantidade “*b*”;
- as extremidades esquerda (*portas 3 e 6*) e direita (*portas 10 e 11*) recebem “*d*” e “*d*” respectivamente, devido ao sentido da tensão aplicada em na *porta 1*.

Porém, é preciso determinar quais as portas de cada extremidade que estão acopladas com a *porta 1* para poder iniciar a composição da matriz de espalhamento. Para isso é preciso saber quais as grandezas que estão relacionadas com cada porta:

*Porta 1* – relacionada com  $E_x$  e  $H_z$ ;

*Porta 2* – relacionada com  $E_x$  e  $H_y$ ;

*Porta 3* – relacionada com  $E_y$  e  $H_z$ ;

*Porta 4* – relacionada com  $E_y$  e  $H_x$ ;

*Porta 5* – relacionada com  $E_z$  e  $H_x$ ;

*Porta 6* – relacionada com  $E_z$  e  $H_y$ ;

*Porta 7* – relacionada com  $E_z$  e  $H_x$ ;

*Porta 8* – relacionada com  $E_y$  e  $H_x$ ;

*Porta 9* – relacionada com  $E_x$  e  $H_y$ ;

*Porta 10* – relacionada com  $E_z$  e  $H_y$ ;

*Porta 11* – relacionada com  $E_y$  e  $H_z$ ;

*Porta 12* – relacionada com  $E_x$  e  $H_z$ .

Sendo que a excitação foi aplicada à *porta 1*, que está relacionada com  $E_x$  e  $H_z$ , as equações de Maxwell que contêm estas duas grandezas são:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = \varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (3.4)$$

Desta forma, as portas que possuem acoplamento com a *porta 1* serão as que estão relacionadas com  $E_x$  e  $H_z$  (*portas 1 e 12*), com  $E_x$  e  $H_y$  (*portas 2 e 9*) e com  $E_y$  e  $H_z$  (*portas 3 e 11*).

Assim, as *portas 2 e 9* receberão a mesma quantidade de tensão refletida “*b*”, a *porta 12* receberá a quantidade “*c*”, a *porta 3* recebe “*d*”, a *porta 11* recebe “*-d*” e finalmente a porta que foi excitada, a *porta 1*, recebe de volta a quantidade “*a*”.

Considerando que todas as portas podem possuir pulsos de tensão incidentes, num mesmo instante de tempo e aplicando as equações de Maxwell para relacionar os campos elétrico e magnético para cada caso, é possível montar a matriz de espalhamento, como mostra a equação (3.5):

$$[S] = \begin{bmatrix} a & b & d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b & 0 & -d & c \\ b & a & 0 & 0 & 0 & d & 0 & 0 & c & -d & 0 & b \\ d & 0 & a & b & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 & c & -d \\ 0 & 0 & b & a & d & 0 & -d & c & 0 & 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d & a & b & c & -d & 0 & b & 0 & 0 \\ 0 & d & 0 & 0 & b & a & b & 0 & -d & c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -d & c & b & a & d & 0 & b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b & c & -d & 0 & d & a & 0 & 0 & b & 0 \\ b & c & 0 & 0 & 0 & -d & 0 & 0 & a & d & 0 & b \\ 0 & -d & 0 & 0 & b & c & b & 0 & d & a & 0 & 0 \\ -d & 0 & c & b & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 & a & d \\ c & b & -d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b & 0 & d & a \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

No entanto é preciso determinar os valores de  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$ . Então, assumindo que a propagação acontece num meio sem perdas, o SCN deve conservar a energia independente da combinação de pulsos de excitação que podem incidir sobre qualquer uma das portas do nó, pode-se dizer que [8]:

$$[S]^T [S] = [I] \quad (3.6)$$

Onde:  $[S]$  é a matriz de espalhamento;

$[S]^T$  é a matriz transposta da matriz de espalhamento;

$[I]$  é a matriz identidade.

A partir desta consideração, obtém-se as seguintes equações:

$$\begin{aligned} a^2 + 2b^2 + c^2 + 2d^2 &= 1 \\ 2ab + 2bc &= 0 \\ 2ad - 2cd &= 0 \\ 2ac + 2b^2 - 2d^2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Existem várias soluções para este conjunto de equações, então é necessário determinar equações auxiliares para obter os elementos de  $[S]$ . Isso é feito através da forma discreta das equações (3.3) e (3.4), que fornece [7]:

$$\begin{aligned} 1 - a &= 2b + c \\ 1 + a &= 2d + c \end{aligned} \tag{3.8}$$

Com base nas equações (3.7) e (3.8), obtém-se:

$$\begin{aligned} a &= 0 \\ b &= 0,5 \\ c &= 0 \\ d &= 0,5 \end{aligned}$$

E a matriz de espalhamento fica então:

$$[S] = 0,5 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

Esta matriz de espalhamento será utilizada para determinar o valor das tensões refletidas a partir das tensões incidentes em cada nó, através da equação matricial:

$${}_k[V^r] = [S] {}_k[V^i] \quad (3.10)$$

Onde :  ${}_k[V^r]$  é o vetor de ordem 12 de tensões refletidas pelo SCN;  
 ${}_k[V^i]$  é o vetor de ordem 12 de tensões incidentes ao SCN

Depois de definido como ocorre o espalhamento, é necessário definir como ocorre a propagação destas tensões refletidas para os nós adjacentes, caracterizada como a conexão para o próximo passo de tempo.

### 3.3.3 – Conexão com o momento seguinte

Uma vez conhecido o comportamento de cada nó, quando sujeito a tensões incidentes, outro ponto importante é determinar como ocorre a propagação de ondas eletromagnéticas para fora do SCN. A modelagem de volumes com o SCN implica em que as extremidades dos nós adjacentes se toquem e que exista um acoplamento entre as tensões refletidas por um nó num dado instante e as tensões incidentes nos nós adjacentes, no próximo instante de tempo.

Para ilustrar, observando a Figura 3.6, a tensão refletida pela *porta 4* do nó localizado na posição  $(x,y,z)$ , no instante de tempo “ $k$ ”, deverá corresponder à tensão incidente na *porta 8* do nó adjacente que fica em  $(x,y,z-1)$ , no instante de tempo “ $k+1$ ”. Da mesma forma, a tensão refletida pela *porta 8* do nó em  $(x,y,z-1)$ , no instante “ $k$ ”, corresponde à tensão incidente na *porta 4* do nó em  $(x,y,z)$ , no instante “ $k+1$ ”.

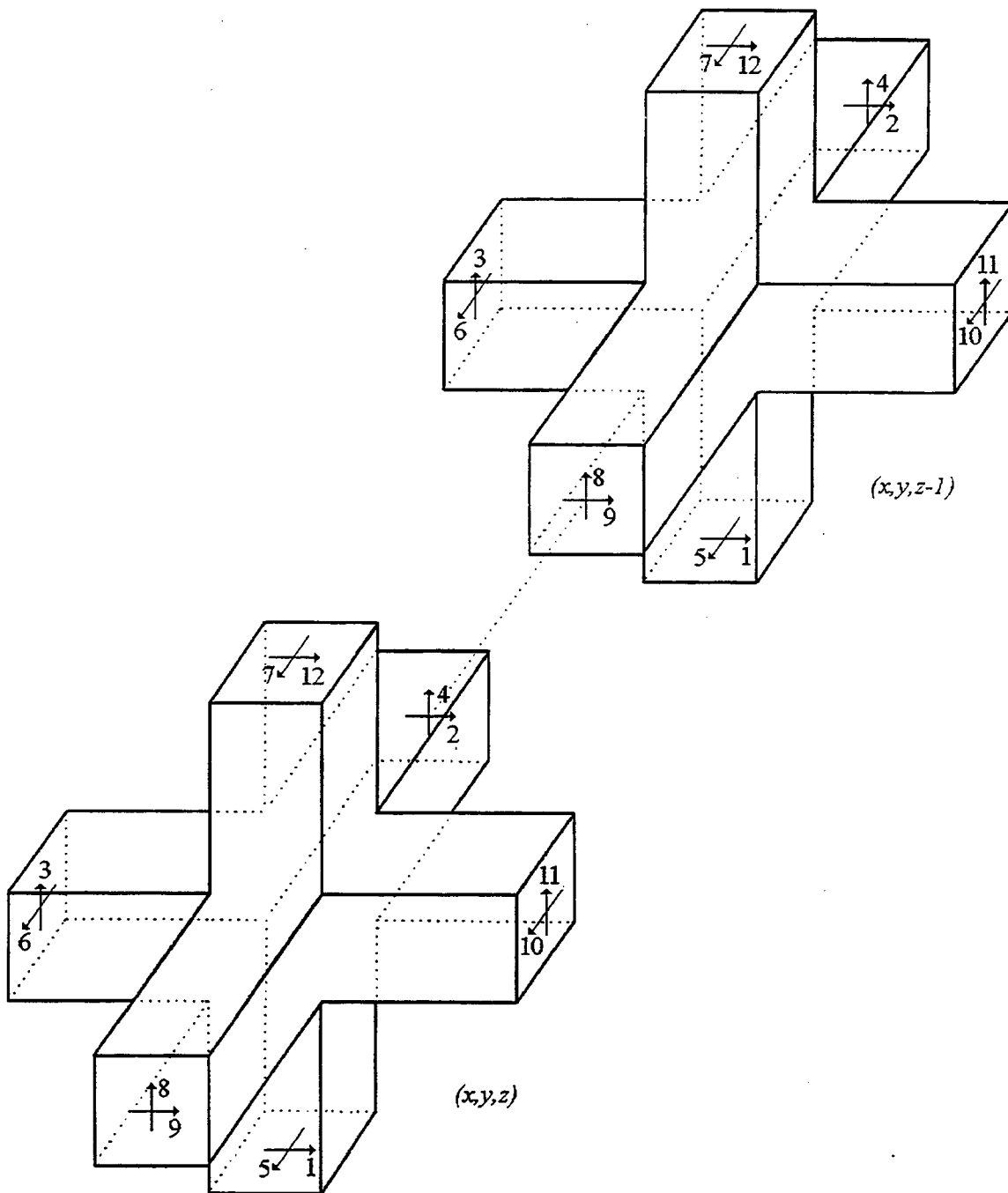


Figura 3.6 – Conexão com o momento seguinte.

O que acontece realmente é uma troca entre tensões de portas adjacentes. Assim, matematicamente, pode-se escrever:



$${}_{k+1}V_8^i(x, y, z - 1) = {}_kV_4^r(x, y, z) \quad (3.11)$$

$${}_{k+1}V_4^i(x, y, z) = {}_kV_8^r(x, y, z - 1) \quad (3.12)$$

Onde:

${}_{k+1}V_8^i(x, y, z - 1)$  é a tensão incidente na *porta 8* do nó situado em  $(x, y, z - 1)$ , no instante de tempo “ $k+1$ ”;

${}_kV_4^r(x, y, z)$  é a tensão refletida na *porta 4* do nó situado em  $(x, y, z)$ , no instante de tempo “ $k$ ”;

${}_kV_8^r(x, y, z - 1)$  é a tensão refletida na *porta 8* do nó situado em  $(x, y, z - 1)$ , no instante de tempo “ $k$ ”;

${}_{k+1}V_4^i(x, y, z)$  é a tensão incidente na *porta 4* do nó situado em  $(x, y, z)$ , no instante de tempo “ $k+1$ ”.

O mesmo ocorre para todas as outras portas do SCN sendo possível determinar expressões matemáticas similares a (3.11) e (3.12).

Portanto para cada passo de iteração no tempo “ $k$ ”, devem ser realizadas duas importantes etapas. A primeira etapa calcula as tensões refletidas no interior de cada nó, utilizando as tensões incidentes ao nó, no instante “ $k$ ”, o *espalhamento*. A segunda etapa utiliza as tensões refletidas que acabaram de ser calculadas para determinar através das trocas exemplificadas em (3.11) e (3.12), o valor de novas tensões incidentes que serão usadas para reiniciar um novo instante de tempo “ $k+1$ ”, a *conexão com o momento seguinte*.

Evidentemente, dentro de um volume modelado existem nós que estão na fronteira, não apresentando contato com outros nós e inviabilizando para algumas portas, a etapa de conexão com o momento seguinte. Portanto é necessário determinar as condições de contorno para esta classe de nós especial.

### 3.3.4 – Condições de contorno

Os nós que estão nos limites do volume possuem uma, duas ou três extremidades sem contato com outros nós. Isto faz com que sejam necessárias algumas cálculos extras para determinar a conexão destas portas com o momento seguinte, uma vez que a etapa de espalhamento deve ser feita igualmente para todos os nós sem exceção.

Uma vez identificados os nós pertencentes às fronteiras do volume, aplica-se a *conexão* apresentada no item anterior para as portas que estão em contato com outros nós, mas para as portas que não possuem este contato e estão na fronteira do volume, aplica-se uma constante de reflexão para definir as novas tensões incidentes para o próximo passo de iteração.

Uma das principais vantagens do TLM é mostrado neste item, onde existe a possibilidade de modelar o espaço aberto sem exigir grandes esforços matemáticos e computacionais.

Admitindo que o volume modelado faz parte de um volume maior, basta aplicar um coeficiente de reflexão às portas que ficam na fronteira. Este coeficiente de reflexão é calculado levando em conta os parâmetros físicos do material de preenchimento do volume modelado e do material de preenchimento do volume maior. Para exemplificar, considerando que a extremidade esquerda de um determinado nó está

no limite do volume, então as portas 3 e 6 não possuem contato com outros nós e as equações de conexão com o momento seguinte passam a ser:

$${}_{k+1}V_3^i(x, y, z) = \Gamma \cdot {}_kV_3^r(x, y, z) \quad (3.13)$$

$${}_{k+1}V_6^i(x, y, z) = \Gamma \cdot {}_kV_6^r(x, y, z) \quad (3.14)$$

Onde:

${}_{k+1}V_3^i(x, y, z)$  é a tensão incidente na *porta 3* do nó de fronteira, no instante “ $k+1$ ”;

${}_kV_3^r(x, y, z)$  é a tensão refletida na *porta 3* do nó de fronteira, no instante “ $k$ ”;

${}_{k+1}V_6^i(x, y, z)$  é a tensão incidente na *porta 6* do nó de fronteira, no instante “ $k+1$ ”;

${}_kV_6^r(x, y, z)$  é a tensão refletida na *porta 6* do nó de fronteira, no instante “ $k$ ”;

$\Gamma$  é o coeficiente de reflexão.

Se a intenção é admitir o volume modelado imerso no espaço aberto, o valor do coeficiente de reflexão é igual a zero, indicando que não existirá nenhuma tensão incidente retornando para o volume, no instante seguinte “ $k+1$ ”.

Se for o caso de simular, por exemplo, uma placa condutora perfeita em uma das fronteiras, aplica-se o coeficiente de reflexão igual a  $(-1)$ , sugerindo que toda tensão que incide na fronteira, retorna invertida para o volume modelado.

Para finalizar o processo é preciso determinar como ocorre a propagação de ondas no interior de um volume modelado com o SCN, objetivando estabelecer uma relação entre o tamanho do nó e o passo de tempo a ser utilizado em cada simulação.

### 3.3.5 – Determinação do tempo de propagação no SCN

Considerando que uma onda plana com campo elétrico polarizado na direção “y” incide perpendicularmente sobre a face esquerda de um volume modelado com o SCN, propagando-se portanto na direção “x”, verifica-se que apenas as “portas 3” de todos os nós desta face receberão tensões incidentes.

Durante o primeiro passo de iteração, após o *espalhamento*, as portas 1, 4, 8 e 12 de todos os nós da desta face receberão tensões refletidas, conforme estabelece a matriz de espalhamento em (3.9). A propagação da onda na direção “x” não pode ainda ser verificada, pois a tensão nas portas 11, que é porta correspondente ao campo elétrico na direção “y” ainda é zero.

No segundo passo de iteração porém, os nós da face esquerda receberão tensões incidentes nas portas 1, 4, 8 e 12, de acordo com a conexão com o momento seguinte, detalhado no item 3.3.3 . Após aplicada a matriz de espalhamento neste segundo passo de iteração, a porta 11 receberá tensões refletidas de valor diferente de zero. Neste momento, é possível verificar que a propagação da onda incidente na porta 3 até a porta 11, gastou dois (02) passos de iteração. Considera-se que o SCN é cúbico de dimensão  $\Delta\ell$ .

Então, a velocidade de propagação de uma onda plana incidindo perpendicularmente em um volume modelado com SCN, deverá ser:

$$u = \frac{\Delta\ell}{2.\Delta t} \quad (3.15)$$

Onde “u” é a velocidade de propagação da onda no meio;

Conhecidos os aspectos iniciais do TLM 3D apresentados até este item, torna-se necessário saber como excitar um SCN ou um conjunto deles para permitir a simulação de casos tridimensionais, no domínio tempo.

### 3.3.6 – Excitação no TLM-TD tridimensional

Para excitar qualquer componente de campo elétrico ou magnético, no TLM-TD que utiliza o SCN, é necessário identificar as portas que são responsáveis por determinar tal grandeza e injetar tensões nestes pontos. As equações para os componentes de campo, são:

$$V_1^i = V_2^i = V_9^i = V_{12}^i = -\frac{E_0 \Delta \ell}{2} \quad \text{para Ex} \quad (3.16)$$

$$V_3^i = V_4^i = V_8^i = V_{11}^i = -\frac{E_0 \Delta \ell}{2} \quad \text{para Ey} \quad (3.17)$$

$$V_5^i = V_6^i = V_7^i = V_{10}^i = -\frac{E_0 \Delta \ell}{2} \quad \text{para Ez} \quad (3.18)$$

$$V_4^i = -V_8^i = V_7^i = -V_5^i = \frac{H_0 \Delta \ell Z_0}{2} \quad \text{para Hx} \quad (3.19)$$

$$V_9^i = -V_2^i = V_6^i = -V_{10}^i = \frac{H_0 \Delta \ell Z_0}{2} \quad \text{para Hy} \quad (3.20)$$

$$V_{11}^i = -V_3^i = V_1^i = -V_{12}^i = \frac{H_0 \Delta \ell Z_0}{2} \quad \text{para Hz} \quad (3.21)$$

Onde  $E_0$  e  $H_0$  são os valores iniciais de campo elétrico e magnético respectivamente que devem ser aplicados nos nós selecionados como nós de excitação e  $Z_0$  é a impedância característica do meio considerado.

Em alguns casos, faz-se necessária a excitação na forma de corrente, em materiais condutores por exemplo. Para isso basta injetar tensões nos nós adjacentes ao material condutor, de forma a aplicar um campo magnético ao redor deste, para satisfazer a lei de Ampère, como será apresentado no item 3.3.8 .

A forma da excitação a ser aplicada depende do caso em questão. Pode-se aplicar a um determinado dispositivo uma forma de onda cuja equação é conhecida, como tensões senoidais, pulsos simulando descargas atmosféricas ou eletrostáticas, ondas quadradas, etc... . Para isso é preciso modificar os valores de  $E_0$  e  $H_0$  de acordo com estas equações, a cada passo de iteração no tempo. As respostas podem ser valores de campo ou corrente, no domínio tempo.

Por outro lado, se for necessário conhecer a resposta no domínio frequência para este dispositivo, pode-se aplicar um pulso rápido com duração de apenas um passo de iteração, que seria correspondente a um impulso. Este impulso tem a capacidade de gerar infinitas harmônicas, excitando todos os modos possíveis de oscilação, dentro de um dispositivo. Porém, as saídas de um programa baseado no TLM-TD serão grandezas no domínio tempo, sendo necessário neste caso, aplicar uma transformada tempo-frequência, o que será abordado no capítulo 4.

A partir destas informações iniciais, é preciso conhecer a maneira de calcular os valores de campo elétrico, campo magnético, correntes e tensões em qualquer porta de qualquer nó, em qualquer instante de tempo.

### 3.3.7 – Cálculo de campos

Para calcular o valor da tensão numa determinada direção, determina-se a média das tensões que estão nesta direção. Deve-se considerar que para o mesmo instante de tempo “ $k$ ”, a tensão em cada porta é definida pela soma algébrica das tensões incidentes e refletidas. Assim, o cálculo da tensão nas direções  $(x, y, z)$ , fica:

$$V_x = \frac{1}{4} \left[ (V_1^i + V_1^r) + (V_2^i + V_2^r) + (V_9^i + V_9^r) + (V_{12}^i + V_{12}^r) \right] \quad (3.22)$$

$$V_y = \frac{1}{4} \left[ (V_3^i + V_3^r) + (V_4^i + V_4^r) + (V_8^i + V_8^r) + (V_{11}^i + V_{11}^r) \right] \quad (3.23)$$

$$V_z = \frac{1}{4} \left[ (V_5^i + V_5^r) + (V_6^i + V_6^r) + (V_7^i + V_7^r) + (V_{10}^i + V_{10}^r) \right] \quad (3.24)$$

Porém, para manter a conservação de carga em cada nó e cada instante de tempo, verifica-se que a soma das tensões incidentes ao nó é igual à soma das tensões refletidas por ele. Então as expressões acima ficam:

$$V_x = \frac{1}{2} (V_1^i + V_2^i + V_9^i + V_{12}^i) \quad (3.25)$$

$$V_y = \frac{1}{2} (V_3^i + V_4^i + V_8^i + V_{11}^i) \quad (3.26)$$

$$V_z = \frac{1}{2} (V_5^i + V_6^i + V_7^i + V_{10}^i) \quad (3.27)$$

Baseado nas equações anteriores, pode-se calcular o valor do campo elétrico em qualquer nó, aplicando as equações:

$$E_x = -\frac{V_1^i + V_2^i + V_9^i + V_{12}^i}{2\Delta\ell} \quad (3.28)$$

$$E_y = -\frac{V_3^i + V_4^i + V_8^i + V_{11}^i}{2\Delta\ell} \quad (3.29)$$

$$E_z = -\frac{V_5^i + V_6^i + V_7^i + V_{10}^i}{2\Delta\ell} \quad (3.30)$$

Da mesma forma, os campos magnéticos podem ser definidos por:

$$H_x = \frac{V_4^i - V_8^i + V_7^i - V_5^i}{2Z_0\Delta\ell} \quad (3.31)$$

$$H_y = \frac{V_9^i - V_2^i + V_6^i - V_{10}^i}{2Z_0\Delta\ell} \quad (3.32)$$

$$H_z = \frac{V_{11}^i - V_3^i + V_1^i - V_{12}^i}{2Z_0\Delta\ell} \quad (3.33)$$

Onde  $Z_0$  é a impedância característica do nó sob análise.

Baseado nas informações compiladas até o momento, foi possível desenvolver um software para verificar a desenvoltura do método TLM 3D. Este software permite calcular, além de outras aplicações, os modos de ressonância de cavidades ressonantes.

O exemplo escolhido trata de uma cavidade ressonante quadrada com dimensões internas de 10 cm (dez centímetros), cujas frequências de ressonância são definidas pela equação abaixo:



$$f_r = \left( \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \right) \sqrt{\left( \frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{b} \right)^2 + \left( \frac{p\pi}{c} \right)^2} \quad (3.34)$$

Onde:  $m$  é o número de meios comprimentos de onda na direção “ $x$ ”;

$n$  é o número de meios comprimentos de onda na direção “ $y$ ”;

$p$  é o número de meios comprimentos de onda na direção “ $z$ ”;

$a$  é a dimensão interna da cavidade ressonante, na direção “ $x$ ”;

$b$  é a dimensão interna da cavidade ressonante, na direção “ $y$ ”;

$c$  é a dimensão interna da cavidade ressonante, na direção “ $z$ ”;

$\mu$  é a permeabilidade magnética do material que preenche a cavidade;

$\varepsilon$  é a permissividade elétrica do material que preenche a cavidade;

$f_r$  é a frequência de ressonância da cavidade.

Para uma cavidade como a descrita acima, preenchida com ar, as frequências de ressonância devem ser, de acordo com a equação (3.34):

Modo 111 –  $f = 2,597$  GHz

Modo 112 –  $f = 3,673$  GHz

Modo 122 –  $f = 4,498$  GHz

Para esta simulação, foi utilizada uma malha de  $10 \times 10 \times 10$ , ou seja 10 nós de dimensão  $\Delta \ell$  igual a 1 cm (um centímetro), para as três direções do eixo de coordenadas retangular, cuja impedância característica é igual a  $377 \Omega$ , correspondente à impedância do ar. O passo de tempo calculado pela equação (3.15) foi de  $1,67 \text{ E-}11$  segundos e foram realizadas 1000 (mil) iterações. Como condição

de contorno, foi aplicado um coeficiente de reflexão igual a (-1) nas seis faces do cubo de ar gerado, para simular o efeito das paredes condutoras da cavidade.

Para excitar este caso, optou-se por gerar um pulso rápido de campo elétrico polarizado na direção “x”, de acordo com a equação (3.16), aplicado a um conjunto de nós localizado na parte inferior do cubo de ar. Neste caso, a excitação foi aplicada numa linha iniciando em (1,2,2) e terminando em (10,2,2).

A variável de saída também foi o campo elétrico na direção “x”, cujo cálculo foi definido pela equação (3.28). A posição do nó de saída onde foi calculado o campo elétrico é (8,8,8).

A Figura 3.7 mostra o resultado da simulação para o caso da cavidade ressonante, onde os valores de campo obtidos inicialmente no domínio tempo foram convertidos para o domínio freqüência por um programa auxiliar baseado na DFT (Discrete Fourier Transformation).

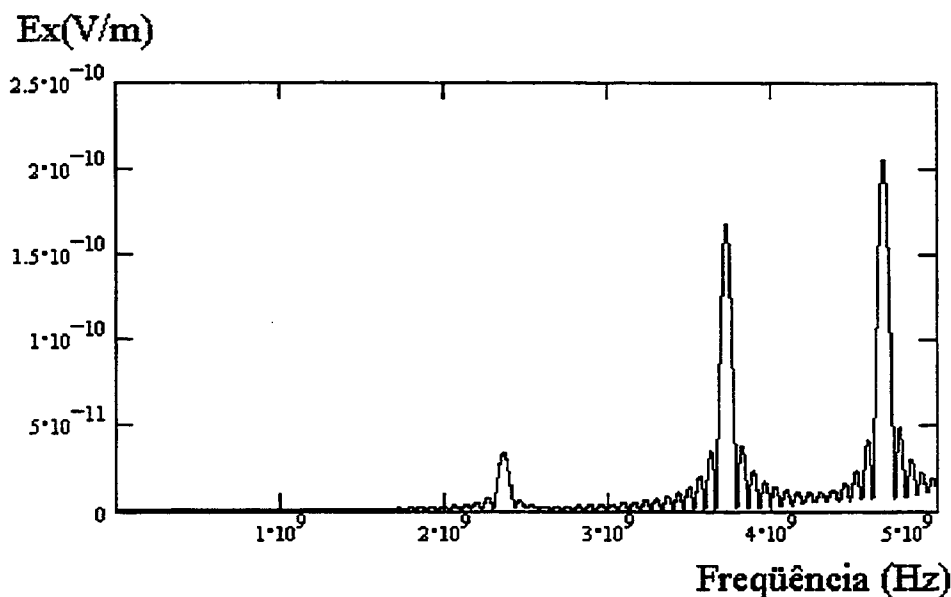


Figura 3.7 – Frequências de ressonância para uma cavidade quadrada de 10 centímetros.

Os valores obtidos na simulação, conforme a Figura 3.7, foram de:

Modo 111 – $f = 2,359$ GHz	Erro = 9,16 %
Modo 112 – $f = 3,715$ GHz	Erro = 1,143 %
Modo 122 – $f = 4,673$ GHz	Erro = 3,891 %

Pode-se observar que os valores obtidos se aproximam dos valores analíticos calculados através da equação (3.34) e o erro se encontra dentro de uma faixa aceitável. A diminuição deste erro pode ser conseguida através da redução do tamanho dos nós e o consequente refino da malha.

Após este experimento, comprovada novamente a eficiência do método, torna-se importante verificar novas possibilidades como o cálculo de correntes e casos não-homogêneos.

### 3.3.8 – Cálculo de correntes

Para calcular correntes utilizando o TLM-TD, pode-se recorrer à equação obtida a partir da Lei de Ampère.

$$I = \oint_L \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (3.35)$$

Onde:  $\vec{H}$  é o campo magnético nos nós adjacentes ao nó onde se deseja calcular a corrente;

$d\vec{l}$  é o elemento de comprimento;

$L$  é o caminho ao redor do nó onde se deseja calcular a corrente.

Primeiramente determina-se os campos magnéticos nos nós adjacentes ao nó que se deseja calcular a corrente e depois aplica-se a equação (3.35). A Figura 3.8 ilustra este procedimento.

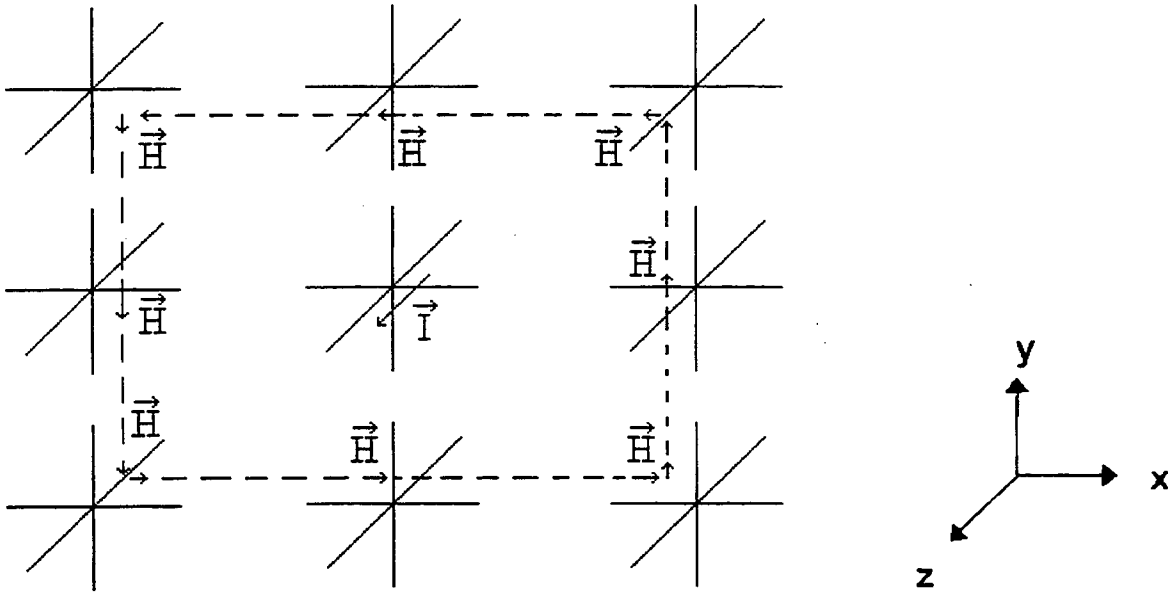


Figura 3.8 – Determinação de correntes através da lei de Ampère.

Baseado na Figura 3.8, para determinar a corrente na direção “z”, do nó central situado na coordenada (x, y, z), aplica-se a equação:

$$\begin{aligned}
 I_z = & \frac{\Delta\ell}{2} H_x(x-1, y-1, z) + \Delta\ell H_x(x, y-1, z) + \frac{\Delta\ell}{2} H_x(x+1, y-1, z) \\
 & + \frac{\Delta\ell}{2} H_y(x+1, y-1, z) + \Delta\ell H_y(x+1, y, z) + \frac{\Delta\ell}{2} H_y(x+1, y+1, z) \\
 & - \frac{\Delta\ell}{2} H_x(x+1, y+1, z) - \Delta\ell H_x(x, y+1, z) - \frac{\Delta\ell}{2} H_x(x-1, y+1, z) \\
 & - \frac{\Delta\ell}{2} H_y(x-1, y+1, z) - \Delta\ell H_y(x-1, y, z) - \frac{\Delta\ell}{2} H_y(x-1, y-1, z)
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

Esta equação pode facilmente ser expandida para cálculo de correntes ao redor de mais de um nó, configurando uma região de interesse. Pode-se dizer ainda que o cálculo de correntes normalmente recai sobre regiões constituídas por materiais condutores, fazendo deste tipo de material uma ocorrência comum e portanto importante para este trabalho.

### 3.3.9 – Modelagem de materiais condutores

Os materiais condutores apresentam certas características que o diferenciam dos demais tipos materiais. Em especial, os materiais considerados condutores perfeitos apresentam a capacidade de refletir completamente todas as tensões incidentes, não apresentando resistência elétrica e portanto perdas por efeito Joule.

Uma das formas de modelar materiais condutores perfeitos com o TLM, é utilizando o Short Circuit Node, ou nó de curto-circuito. Este nó, mostrado na Figura 3.9, caracteriza-se por refletir completamente qualquer tensão incidente.

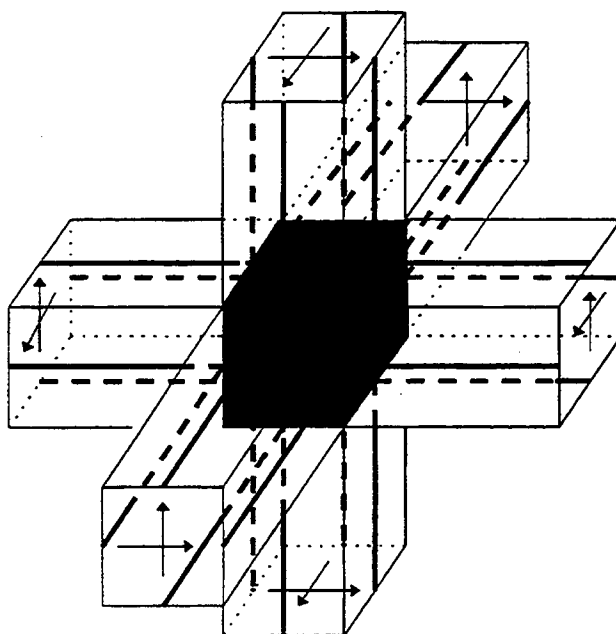


Figura 3.9 – Short Circuit Node ou nó de curto circuito.

A composição da matriz de espalhamento deste nó apresenta modificações em relação à matriz de espalhamento mostrada na equação (3.9). Para garantir que todas as tensões incidentes retornem com reflexão total, é preciso todos os elementos da diagonal principal da sua matriz de espalhamento sejam iguais a  $(-1)$ , como mostra a equação (3.37).

$$[S] = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Para confirmar a formulação referente ao Short Circuit Node, ao cálculo de correntes e à simulação de espaço aberto, foram feitas modificações no programa apresentado no item 3.3.7, de forma a permitir o cálculo de correntes em condutores, colocados no espaço aberto. Este caso trata de um condutor de 2 cm (dois centímetros) colocado no espaço aberto, na direção “z”, sujeito à incidência de uma frente de onda de campo elétrico polarizado na direção “z”, como mostra a Figura 3.10 . A aplicação desta excitação se deu apenas na primeira iteração, de forma a simular um pulso rápido de campo elétrico, para determinar a resposta em frequência.

A malha utilizada foi de 21 nós na direção “x”, 31 nós na direção “z” e 40 nós na direção “y”, com um  $\Delta\ell$  igual a 1 mm (um milímetro). O passo de tempo calculado foi de 1.67 E-12 segundos e foram realizadas 5000 (cinco mil) iterações. Como condições de contorno, foi aplicado um coeficiente de reflexão igual a zero para as seis faces do cubo de ar gerado nesta simulação, para que se obtivesse o efeito do espaço aberto.

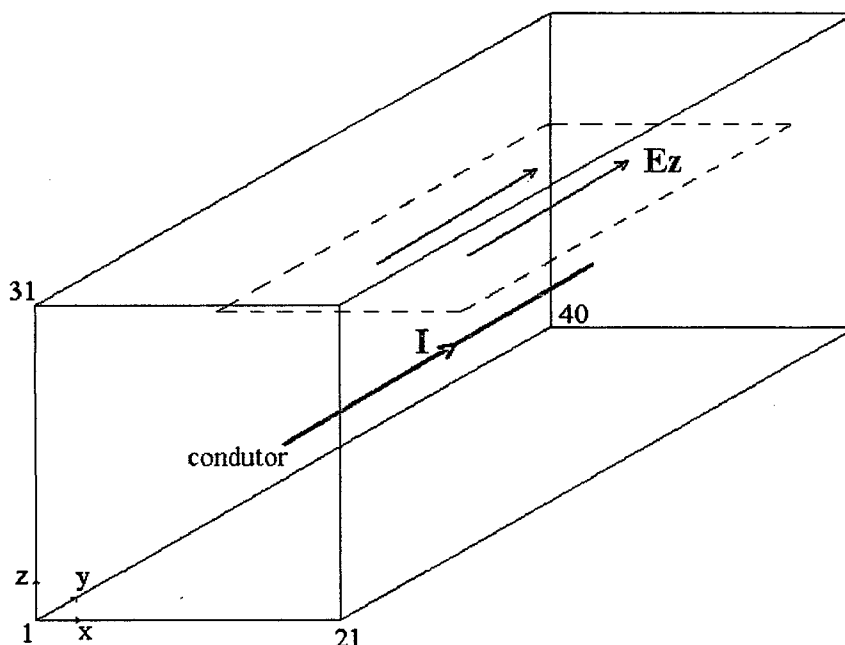


Figura 3.10 – Condutor no espaço aberto sujeito a uma onda plana.

O resultado analítico deve indicar uma corrente cujo comprimento de onda deve ser a metade do comprimento do fio. Para este caso o valor da frequência deve ser:

$$f = c/\lambda = 3 \cdot 10^8 / .01 = 3 \text{ GHz} \quad (3.38)$$

Onde:  $c$  é a velocidade da luz no vácuo ou no ar;

$\lambda$  é o comprimento de onda;

$f$  é a frequência.

O resultado obtido nessa simulação encontra-se na Figura 3.11, onde se pode verificar a eficácia do método utilizado.

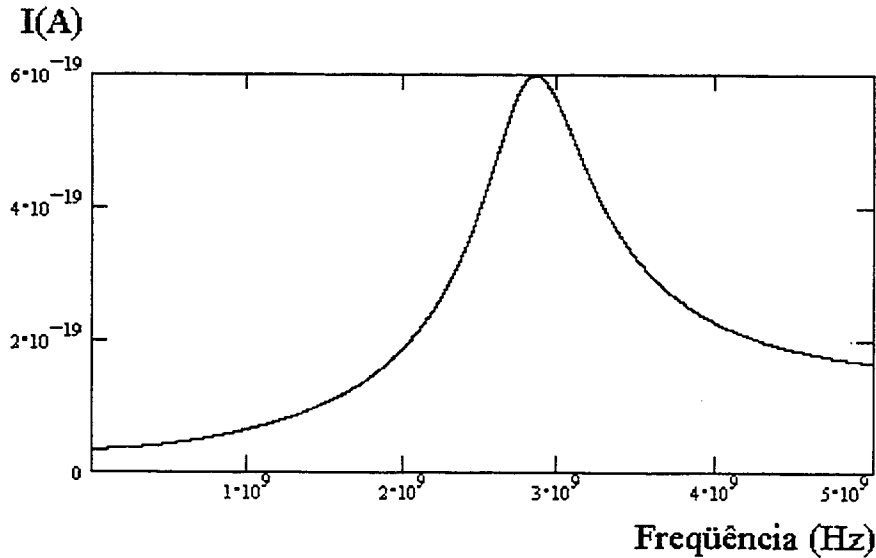


Figura 3.11 – Composição harmônica da corrente induzida no condutor.

De acordo com a Figura 3.11, o valor obtido para a frequência da corrente induzida no condutor é aproximadamente 2,846 GHz, indicando um erro de 5,14 %, que pode ser considerado aceitável para o fim ao qual se destinou este programa.

A modelagem de materiais condutores abrange uma extensa categoria de problemas de eletromagnetismo. Porém, numa grande parcela deles é comum ocorrer a presença de vários materiais com características elétricas e magnéticas diferentes, o que configura casos não-homogêneos.

### 3.3.10 – Casos não-homogêneos

A teoria do TLM-TD tridimensional é baseada no Symmetrical Condensed Node (SCN), onde a relação entre as tensões incidentes e refletidas, o *espalhamento* é



definida por uma matriz  $12 \times 12$ , apresentada no item 3.3.2. Para casos homogêneos considera-se que todo volume modelado é preenchido por apenas um tipo de material de impedância característica “ $Z_0$ ”. Pode-se modelar materiais condutores além deste material de preenchimento, pois isto não implica em modificações substanciais na matriz de espalhamento original e nem na sua dimensão.

Porém, se existir a necessidade de modelar num mesmo caso, dois ou mais materiais com características elétricas e magnéticas diferentes do material de preenchimento principal, que normalmente é o ar, é preciso realizar as devidas modificações na matriz de espalhamento apenas para estes nós.

Para isto foi desenvolvido um novo modelo do Short Circuit Node (SCN), que passa a ter *stubs*, que são impedâncias extras colocadas junto ao nó original. Os *stubs* funcionam como uma porta extra que realiza o trabalho de defasagem e atenuação do sinal e deve ser aplicado apenas nos materiais que possuem permissividade elétrica ( $\epsilon$ ) ou permeabilidade elétrica ( $\mu$ ) diferentes do material de preenchimento principal. Uma vez que o SCN foi desenvolvido a partir da teoria do TLM bidimensional, a apresentação do *stub* também se dá a partir deste tipo de análise, como mostra a Figura 3.12 [3].

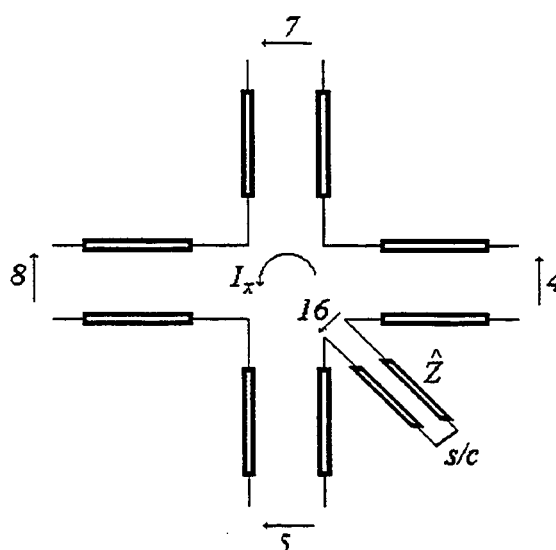


Figura 3.12 – *Stub* indutivo aplicado na direção “x” do SCN.

A Figura 3.12 mostra um nó série bidimensional no “plano  $zy$ ” que compõe o SCN. O *stub* adicionado é um segmento de linha de transmissão que possui uma impedância característica ( $\hat{Z}$ ) dependente da permeabilidade magnética, sendo curto-circuitado na sua terminação (*s/c*). Este *stub*, chamado de *stub* indutivo, por adicionar uma indutância ao nó, se encarrega de provocar as atenuações e defasagens na corrente que circula por este plano e influencia no cálculo do campo magnético na direção “ $x$ ”. Este procedimento irá adicionar uma linha a mais na matriz de espalhamento original. Da mesma forma isso pode ser feito para os outros dois nós série que compõem o SCN, acrescentando mais duas portas ao nó e mais duas linhas à matriz de espalhamento original.

A Figura 3.13 mostra um *stub* capacitivo, com a terminação em aberto (*o/c*), aplicado a um nó paralelo bidimensional que compõe o SCN. Este *stub* adiciona uma capacitância ao nó e influencia no cálculo do campo elétrico na direção “ $x$ ”. Neste caso, o *stub* é representado por sua admitância ( $\hat{Y}$ ).

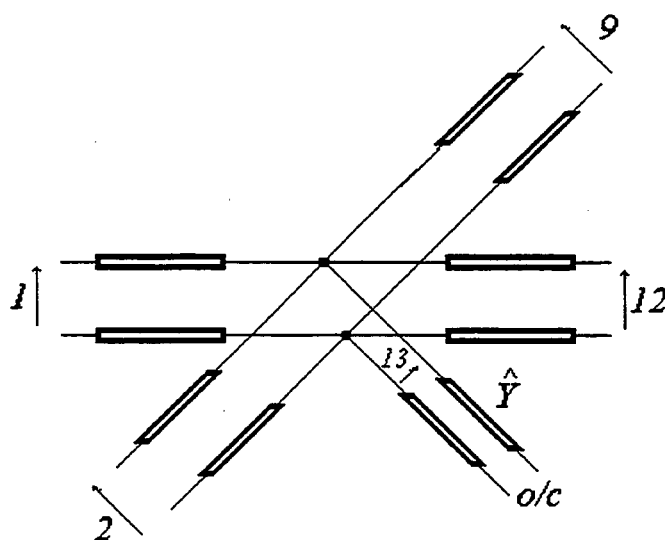


Figura 3.13 – *Stub* capacitivo aplicado na direção “ $x$ ” do SCN.

Admitindo que os materiais podem apresentar os dois tipos de não-homogeneidades simultaneamente e que isto pode ocorrer nas três direções do eixo de coordenadas retangular, será preciso adicionar mais seis *stubs* em cada SCN para permitir a modelagem de materiais não-homogêneos. A matriz de espalhamento ficará então acrescida de mais seis linhas e colunas, passando a possuir a ordem 18x18. Os *stubs* capacitivos são representados pelas linhas/colunas 13 a 15 e os *stubs* indutivos pelas linhas/colunas 16 a 18.

Da mesma maneira que no desenvolvimento do SCN original, aplica-se uma tensão incidente na porta 1 e com base nas equações de Maxwell, verifica-se quais as portas que recebem parte desta energia, porém desta vez, considerando as portas extras colocadas sob forma de *stubs*. Este procedimento é repetido considerando a incidência nas outras onze portas do nó original e obtendo-se finalmente a matriz abaixo:

$$[S] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 & 16 & 17 & 18 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \\ 11 \\ 12 \\ 13 \\ 14 \\ 15 \\ 16 \\ 17 \\ 18 \end{matrix} & \begin{bmatrix} a & b & d & & & & & & b & & -d & c & g & & & & & i \\ b & a & & & & d & & & c & -d & & b & g & & & & & -i \\ d & & a & b & & & & b & & & c & -d & & g & & & & -i \\ & & b & a & d & & -d & c & & & b & & & g & & i & & \\ & & & d & a & b & c & -d & & b & & & & & g & -i & & \\ & d & & & b & a & b & & -d & c & & & & & g & & i & \\ & & & -d & c & b & a & d & & b & & & & & g & i & & \\ & & b & c & -d & & d & a & & & b & & & g & & -i & & \\ b & c & & & & -d & & & a & d & & b & g & & & & & i \\ -d & & & & b & c & b & & d & a & & & & & g & & & -i \\ -d & & c & b & & & & b & & & a & d & & g & & & & i \\ c & b & -d & & & & & & b & & d & a & g & & & & & -i \\ e & e & & & & & & & e & & & e & h & & & & & \\ & & e & e & & & & e & & & e & & & & h & & & \\ & & & e & e & e & & & e & & & & & & & h & & \\ & & & f & -f & & f & -f & & & & & & & & & j & \\ -f & & & & & f & & & f & -f & & & & & & & & j \\ f & & -f & & & & & & & & f & -f & & & & & & j \end{bmatrix} \end{matrix}$$

(3.39)

Os três *stubs* capacitivos e os três *stubs* indutivos são apenas conexões internas ao nó e não atuam diretamente nos nós adjacentes. A influências destes *stubs* ocorre apenas no momento do *espalhamento*. A conexão destes nós especiais com os outros nós continua sendo feita através das doze portas convencionais do SCN.

A partir da lei de conservação de energia, através da equação (3.6) e das Leis de Kirchhoff, pode-se obter o valor das quantidades “a” a “j”:

$$a = \frac{-\hat{Y}}{2(4 + \hat{Y})} + \frac{\hat{Z}}{2(4 + \hat{Z})} \quad (3.40)$$

$$b = \frac{4}{2(4 + \hat{Y})} \quad (3.41)$$

$$c = \frac{-\hat{Y}}{2(4 + \hat{Y})} - \frac{\hat{Z}}{2(4 + \hat{Z})} \quad (3.42)$$

$$d = \frac{4}{2(4 + \hat{Z})} \quad (3.43)$$

$$e = b \quad (3.44)$$

$$f = \hat{Z}d \quad (3.45)$$

$$g = \hat{Y}b \quad (3.46)$$

$$h = \frac{\hat{Y} - 4}{\hat{Y} + 4} \quad (3.47)$$

$$i = d \quad (3.48)$$

$$j = \frac{4 - \hat{Z}}{4 + \hat{Z}} \quad (3.49)$$

Considerando que o nó possui as três dimensões idênticas, pode-se definir a impedância e a admitância do *stub* como:

$$\hat{Z} = 4(\mu_r - 1) \quad (3.50)$$

$$\hat{Y} = 4(\varepsilon_r - 1) \quad (3.51)$$

Onde:  $\varepsilon_r$  é a permissividade elétrica relativa;

$\mu_r$  é a permeabilidade magnética relativa.

As equações dos campos elétrico e magnético devem levar em conta a presença dos *stubs*, passando a ser agora:

$$E_x = -\frac{2(V_1^i + V_2^i + V_9^i + V_{12}^i + \hat{Y}V_{13}^i)}{\Delta\ell(4 + \hat{Y})} \quad (3.52)$$

$$E_y = -\frac{2(V_3^i + V_4^i + V_8^i + V_{11}^i + \hat{Y}V_{14}^i)}{\Delta\ell(4 + \hat{Y})} \quad (3.53)$$

$$E_z = -\frac{2(V_5^i + V_6^i + V_7^i + V_{10}^i + \hat{Y}V_{15}^i)}{\Delta\ell(4 + \hat{Y})} \quad (3.54)$$

$$H_x = \frac{(V_4^i - V_8^i + V_7^i - V_5^i - V_{16}^i)}{\Delta\ell Z_0(4 + \hat{Z})} \quad (3.55)$$

$$H_y = \frac{(V_9^i - V_2^i + V_6^i - V_{10}^i - V_{17}^i)}{\Delta\ell Z_0(4 + \hat{Z})} \quad (3.56)$$

$$H_z = \frac{(V_{11}^i - V_3^i + V_1^i - V_{12}^i - V_{18}^i)}{\Delta\ell Z_0(4 + \hat{Z})} \quad (3.57)$$

O cálculo das correntes ocorre da mesma maneira abordada anteriormente, através da Lei de Ampère, calculando os campos magnéticos nos nós ao redor da região de interesse.

O equacionamento apresentado e os testes realizados neste capítulo permitiram o desenvolvimento de vários softwares baseados no TLM 3D capazes de analisar alguns casos de compatibilidade eletromagnética, envolvendo casos não-homogêneos, cálculo de correntes e tensões induzidas e cálculo de emissões de ruídos.

### **3.4 – Conclusões desta seção**

Após a apresentação da formulação do TLM-TD tridimensional, foi possível avaliar qual o nível de complexidade que seria possível alcançar utilizando esta técnica no estudo da compatibilidade eletromagnética.

A versão tridimensional por sua versatilidade e flexibilidade é bastante adaptativa aos casos mais comuns de compatibilidade eletromagnética, como análise de correntes, emissões e crosstalk em diversos tipos de layout de placas de circuito impresso (PCI), análise de blindagens eletromagnéticas, análise de filtros impressos [10] e outras aplicações.

Avaliando estas possibilidades e baseados na experiência adquirida com o estudo e experimentação do TLM-TD, algumas das aplicações citadas acima foram viabilizadas.

Os resultados obtidos, bem como o nível de aceitação que os artigos gerados e publicados receberam da comunidade científica nacional e internacional estão expostos no capítulo de resultados (Capítulo 5).

O capítulo 4 a seguir, deverá expor os detalhes de programação que foram desenvolvidos e aplicados para que se obtivesse os resultados que serão apresentados no capítulo de resultados.

### 3.5 – Referências desta seção

- [1] Clayton R. Paul, “Introduction to Electromagnetic Compatibility”, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1992.
- [2] Christos Christopoulos, “Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility”, CRC Press, 1995.
- [3] C. Christopoulos, “The Transmission-Line Modeling Method – TLM”, New York, IEEE PRESS, 1995.
- [4] P. B. Johns and R. L. Beurle, “Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix”, Proc. IEEE, Vol. 118, no. 9, September 1971, pp.1203-1208.
- [5] P. B. Johns, “The Solution of Inhomogeneous Waveguide Problems Using a Transmission-Line Matrix”, Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 3, March 1974, pp. 209-215.
- [6] W. J. R. Hofer, “The transmission-line matrix method – theory and applications”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, no. 10, October 1985, pp. 882-893.
- [7] P. B. Johns.1987, “A symmetrical condensed node for the TLM method” IEEE Transactions MTT-35, pp. 370-377.

- [8] R. E. Collin, “Foundations for Microwave Engineering”, New York, McGraw Hill, 1966.
- [9] S. Akhtarzad and P. B. Johns, “Solution of Maxwell equations in three space dimensions and time by the TLM method of numerical analysis”, Proc. IEEE, Vol. 122, no. 12, December 1975, pp. 1344-1348.
- [10] G. Kompa & R. Mehran, “Microstrip filter analysis using a microstrip waveguide model”, The Radio and Electronic Engineer, Vol. 50, No. 1/2, pp. 54-58, January/February, 1980.



# 4

## Aspectos Computacionais

### 4.1 – Introdução

Este capítulo irá apresentar os aspectos computacionais envolvidos na criação de um software de simulação, baseado no TLM-TD (Transmission-line Modelling Method), que deverá ser utilizado para analisar casos de compatibilidade eletromagnética, de acordo com o perfil deste trabalho.

Os softwares para análise de casos de eletromagnetismo normalmente apresentam três etapas. A primeira etapa é de pré-processamento, onde se realiza a interface com o usuário para a geração dos dados de entrada de cada caso. A segunda etapa é de processamento, onde as equações do método empregado devem ser aplicadas, gerando os resultados desejados. A última etapa é de pós-processamento, onde os resultados obtidos na etapa anterior são explorados, levando a conclusões acerca do assunto estudado.

A etapa que recebeu mais atenção foi a de processamento, pois trata da aplicação do método em questão. A etapa de pré-processamento foi simplificada de forma que o usuário precisa gerar os arquivos de entrada baseado na geometria, materiais e excitações do caso sob análise. A etapa de pós-processamento contou com a aplicação de pacotes comerciais de softwares de visualização gráfica bidimensional e tridimensional.

Sendo assim, a primeira escolha feita foi com relação à linguagem a ser utilizada na principal etapa desenvolvida que é o processamento de casos de eletromagnetismo, baseada no TLM-TD.

#### **4.2 – A linguagem FORTRAN**

A escolha da linguagem utilizada levou em conta critérios como a velocidade de processamento, disponibilidade e qualidade dos compiladores existentes no mercado, facilidade de programação, adaptação aos meios existentes no Grupo de Pesquisa e experiência do programador com a linguagem.

Por todos estes critérios, a linguagem FORTRAN foi selecionada para que se desenvolvesse os programas baseados no TLM-TD tridimensional com o objetivo de analisar casos de relativa complexidade na área de compatibilidade eletromagnética, que é escopo deste trabalho.

Inicialmente a versão FORTRAN 77 foi aplicada no desenvolvimento dos programas citados, mas por questões de facilidade de programação, compilação e análise de erros, optou-se pela utilização do FORTRAN 90, através do compilador “POWER STATION”. Este compilador, que é utilizável sobre a plataforma WINDOWS 95, apresenta facilidades na interface com o usuário, permitindo agilidade e flexibilidade de programação.

### 4.3 – Etapa de processamento

Esta etapa constitui-se na parte mais importante da aplicação do método TLM-TD tridimensional aos casos de compatibilidade eletromagnética citados anteriormente. O programa desenvolvido para analisar tais casos possui o fluxograma apresentado na Figura 4.1 .

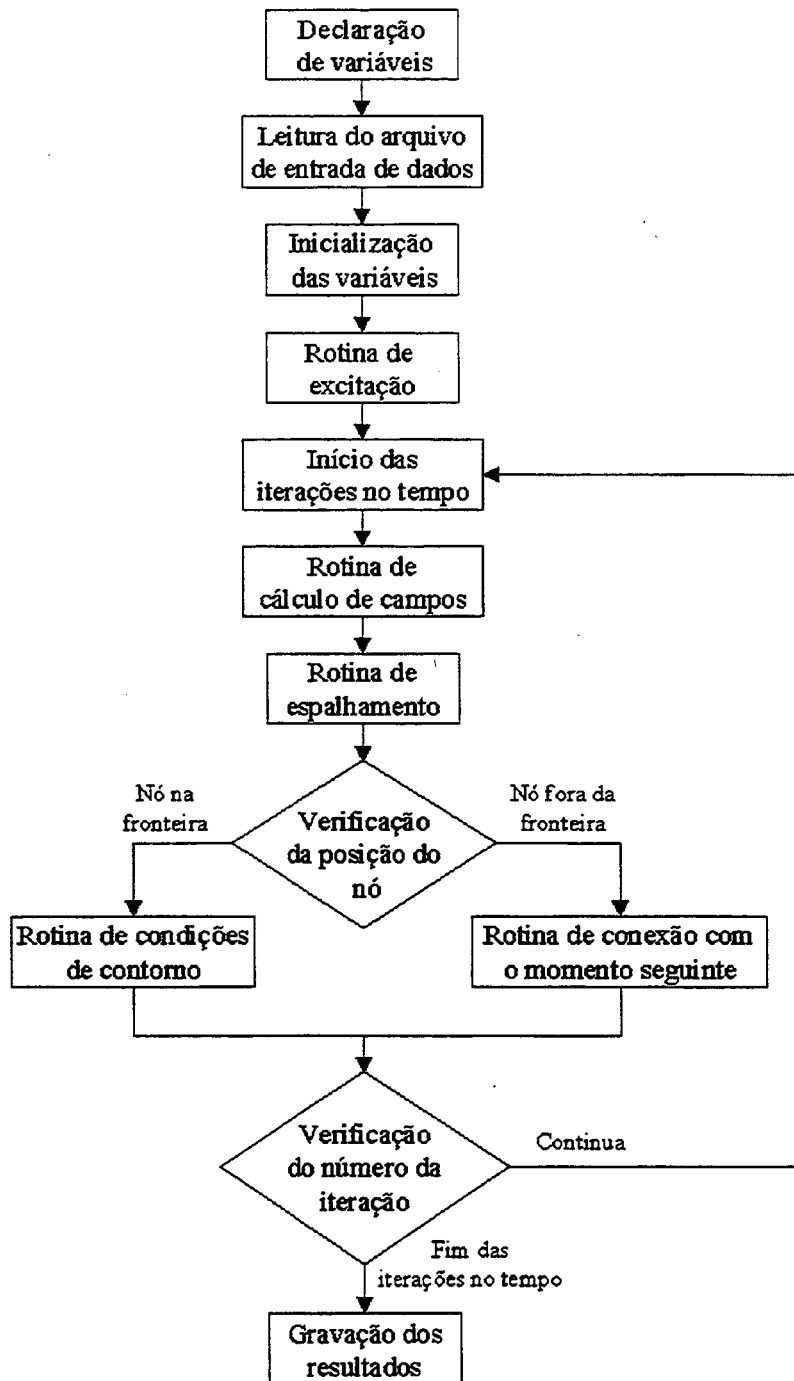


Figura 4.1 – Fluxograma do programa TLM-TD.

O fluxograma apresentado tem a seguinte explicação:

**Declaração de variáveis** – a primeira etapa do fluxograma refere-se à declaração de variáveis necessária nos programas desenvolvidos na linguagem FORTRAN. É neste momento que se define a precisão e dimensão destas variáveis.

**Leitura do arquivo de entrada de dados** – neste passo serão definidas as seguintes informações para cada caso a ser simulado:

- o número de nós em cada direção ( $x,y,z$ ) que irá definir o volume a ser modelado;
- a localização de materiais dielétricos;
- a localização de materiais condutores;
- a localização dos nós de excitação;
- a localização dos nós de saída;
- o número de iterações;
- as condições de contorno.

**Inicialização das variáveis** – aqui todas as variáveis são zeradas para garantir a inicialização correta das mesmas.

**Rotina de excitação** – aplica-se um valor de tensão em algumas portas dos nós definidos como sendo “nós de excitação”. As portas a serem excitadas devem corresponder ao tipo de excitação que se queira, conforme equações (3.16) a (3.21). A aplicação destas tensões nos nós de excitação no instante inicial, portanto antes de iniciarem as iterações no tempo, simula a aplicação de uma fonte impulsiva. As fontes impulsivas têm a qualidade de gerar infinitas harmônicas, excitando todos os modos possíveis de oscilação, dentro de um dispositivo.

**Início das iterações no tempo** – definidas todas as informações iniciais do caso em questão, inicia-se as iterações no domínio tempo que só serão finalizadas quando atingir o número total de iterações definido pelo arquivo de entrada de dados.

**Rotina de cálculo de campos** – o primeiro passo a ser executado é o cálculo de campos, tensões ou correntes, em função das tensões incidentes, conforme as equações apresentadas nos itens 3.3.7, 3.3.8 ou 3.3.10, conforme o caso.

**Rotina de espalhamento** – o segundo passo a ser executado a cada iteração no tempo é aplicar a rotina de espalhamento a cada nó do problema em questão. Esta rotina lê os valores de tensão incidentes em cada porta do nó analisado e aplica a matriz de espalhamento definida em (3.9) para nós sem stubs, ou (3.37) para nós condutores ou então a matriz definida na equação (3.39), para os nós com stubs. Com isso, as tensões incidentes ao nó analisado se transformam em tensões refletidas para os nós adjacentes. É conveniente salientar que no instante inicial, ou seja, na primeira iteração, apenas os nós definidos como nós de excitação possuirão tensões incidentes diferentes de zero.

**Verificação da posição do nó** – neste ponto é verificada a posição do nó dentro do volume modelado e assim, podem ocorrer duas situações distintas:

- o nó não está localizado na fronteira do volume modelado e portanto todas as suas portas estão em contato com as portas dos nós adjacentes;
- o nó está localizado na fronteira do volume modelado e portanto algumas de suas portas podem não estar em contato com as portas de outros nós.

**Rotina de conexão com o momento seguinte** – é usada no caso do nó não estar na fronteira do volume, que corresponde à aplicação das equações definidas na seção 3.3.3;

**Rotina de condições de contorno** – é usada no caso do nó estar na fronteira, que corresponde à aplicação das equações definidas na seção 3.3.4 para as portas no limite do volume;

**Verificação do número da iteração** – neste momento verifica-se o número da iteração para determinar o fim do processo. Se ainda não houver sido atingido o número máximo de iterações definido previamente, o processo deve retornar à rotina de espalhamento novamente. Para isso, utiliza-se como tensões incidentes os valores calculados nas rotinas de **conexão com o momento seguinte e condições de contorno** do passo anterior.

**Gravação dos resultados** – quando as iterações chegarem ao fim, os resultados são armazenados em arquivos com um formato em duas colunas para posterior tratamento e visualização. A primeira coluna contém os valores da grandeza de interesse definida pelo programador, que pode ser um valor de tensão, corrente, campo elétrico ou campo magnético, previamente calculados na **rotina de cálculo de campos**. A segunda coluna corresponde aos valores de tempo calculados de acordo com o passo de tempo definido na expressão (3.15). O formato deste arquivo pode ser exemplificado por:

$Ex(t)$ [V/m]	$t$ [seg]
0.12323454E-10	1.66666667E-12
0.12490567E-10	3.33333333E-12
0.12634358E-10	5.00000000E-12
0.13090741E-10	6.66666667E-12
⋮	⋮

Finalizado o programa, obtém-se um ou mais arquivos de resultados que contém os valores no domínio tempo, das grandezas de interesse do caso em questão, que posteriormente serão tratados para visualização e interpretação.

#### 4.4 – Etapa de pós-processamento

Esta etapa consiste na conversão dos arquivos de dados gerados pelo programa de processamento em TLM-TD tratado no item anterior, em figuras e gráficos bidimensionais e/ou tridimensionais que possibilitem a visualização de campos, tensões e correntes. Porém, o programa de processamento em TLM-TD gera arquivos cujas variáveis estão no domínio do tempo e devido à dificuldade de interpretação destes dados, optou-se por uma análise frequencial. Sendo assim, é necessário incluir uma etapa de transformação dos dados do domínio do tempo para o domínio da frequência.

Apesar de que a maioria dos programas de visualização como o “MATHCAD”, “MATHLAB” e outros, possuir opções de transformação tempo-frequência, por motivos de precisão e flexibilidade preferiu-se optar pela elaboração de um programa específico para realizar este trabalho.

O método utilizado para transformar os dados do domínio tempo para frequência foi a transformada discreta de Fourier (DFT – Discrete Fourier Transformation) [2]-[4]. Este método determina a composição em frequência de um sinal gerado no domínio tempo analisando as variações no tempo. Para realizar a análise numa determinada faixa define-se a frequência inicial, a frequência final e o passo de frequência. Então, realiza-se os seguintes passos para cada valor de frequência selecionado ( $FR$ ):

Determinado o valor da frequência de interesse ( $FR$ ) calcula-se o valor da frequência angular ( $WR$ ) através de:

$$WR = 2.\pi.FR \quad (4.1)$$

A seguir, determina-se o valor de uma variável complexa auxiliar:

$$B(FR) = \sum_{T=T_{inicial}}^{T_{final}} VAR(T).e^{-jWR.T} \quad (4.2)$$

Onde:

$T$  é o valor do tempo em cada passo do processo de iteração, indicado na segunda coluna do arquivo de resultados;

$T_{inicial}$  é o valor do tempo no primeiro passo de iteração que corresponde ao tempo inicial da simulação, indicado na primeira linha da segunda coluna do arquivo de resultados;

$T_{final}$  é o valor do tempo no último passo de iteração que corresponde ao tempo final da simulação, indicado na última linha da segunda coluna do arquivo de resultados;

$VAR(T)$  é o valor da grandeza em cada passo de iteração, indicado na primeira coluna do arquivo de resultados;

$B(FR)$  é o valor da variável complexa auxiliar para uma frequência ( $FR$ );

Com base no valor de  $B(FR)$ , calcula-se o valor da amplitude da harmônica correspondente à frequência escolhida ( $FR$ ).

$$A(FR) = \Delta t. |B(FR)| \quad (4.3)$$

Onde:

$|B(FR)|$  é o modulo da variável complexa auxiliar para uma frequência ( $FR$ );

$\Delta t$  é o passo de tempo;

$A(FR)$  é o valor da amplitude da harmônica na frequência escolhida ( $FR$ ).



Esses passos podem ser repetidos para todas as frequências da faixa selecionada para compor a distribuição em frequência do sinal no domínio tempo obtido pela simulação em TLM-TD.

A visualização de gráficos bidimensionais e tridimensionais implica normalmente no desenvolvimento de rotinas muito complexas e extensas. Além disso, já existem muitos pacotes de software gráficos que apresentam recursos bastante avançados que contemplam a necessidade deste trabalho. Por estes motivos foram utilizados pacotes de softwares gráficos comerciais.

Para visualizações bidimensionais foi utilizado o software “MATHCAD”, que foi escolhido devido à sua adaptatividade, flexibilidade, disponibilidade e facilidade na operação. No caso de visualizações tridimensionais, como gráficos de superfícies e suas projeções, foi utilizado o “GNUPLOT”, devido aos fatores citados acima e devido à sua capacidade de operação com grande quantidade de dados.

#### **4.5 – Conclusões desta seção**

Este capítulo apresentou os aspectos computacionais que envolveram a aplicação do método TLM-TD, como a escolha da linguagem computacional utilizada, a estrutura em fluxograma dos programas de processamento, a escolha de pacotes de software comerciais para pós-processamento e visualização dos resultados, etc... .

Como resultado de muitas análises e conclusões, baseadas na experiência do pessoal envolvido neste trabalho, optou-se finalmente pela programação do TLM 3D em linguagem FORTRAN 90, através do compilador “POWER STATION” e pela utilização dos programas “MATHCAD” e “GNUPLOT” para visualizações bidimensionais e tridimensionais respectivamente.

Toda esta base computacional permitiu a elaboração de vários programas baseados no TLM-TD que são capazes de simular o comportamento de correntes, campos eletromagnéticos e tensões e vários casos de compatibilidade eletromagnética. Estes casos e seus resultados serão apresentados no próximo capítulo.

#### 4.6 – Referências desta seção

- [1] Clayton R. Paul, “Introduction to Electromagnetic Compatibility”, John Wiley & Sons, Inc., USA, 1992.
  
- [2] Peter Henrici, “Applied and Computational Complex Analysis – Vol. 3”, John Wiley & Sons, USA, 1986.
  
- [3] Morgan Pickering, “An Introduction to Fast Fourier Transform Methods for Partial Differential Equations, with Applications”, Research Studies Press / John Wiley & Sons, UK, 1986.
  
- [4] James V. Candy, “Signal Processing – The Modern Approach”, McGraw-Hill, USA, 1988.

# 5

## Resultados Obtidos

### 5.1 – Introdução

Este capítulo visa apresentar os resultados obtidos a partir da aplicação do método TLM-TD tridimensional em alguns casos de compatibilidade eletromagnética, citados nos capítulos anteriores. Baseado na formulação matemática apresentada no capítulo 3 e nos aspectos computacionais discutidos no capítulo 4, foram desenvolvidos alguns softwares cujos resultados e comparações serão mostrados a seguir.

### 5.2 – Análise de placas de circuito impresso

A análise das correntes, tensões e campos eletromagnéticos em placas de circuito impresso (PCI) e nas suas proximidades é o estudo que motiva esta seção. O *layout* de uma PCI influencia fortemente nos níveis destas variáveis e é exatamente este aspecto que será abordado a seguir. Além disso, serão mostradas algumas

simulações realizadas para determinar os efeitos de crosstalk e de blindagens eletromagnéticas em PCI's.

### 5.2.1 – Efeitos do *layout* de placas de circuito impresso nos níveis de correntes e emissões

Atualmente existe um crescente interesse em se determinar qual o melhor *layout* de uma placa de circuito impresso (PCI), no sentido de minimizar as emissões de ruído eletromagnético.

Normalmente, a principal preocupação dos projetistas se dá sobre as correntes normais que circulam pelo dispositivo, as “*correntes de modo diferencial*”. As “*correntes de modo comum*”, são muito menos freqüentemente levadas em consideração, a não ser que um estudo específico de Compatibilidade Eletromagnética (EMC) seja efetuado [1]-[2].

As correntes de modo comum apresentam uma influência maior no nível de emissões de ruído, uma vez que tendem a circular de maneira a somar seus efeitos. A Figura 5.1 mostra a seção transversal de uma placa de circuito impresso onde a corrente normal do circuito (modo diferencial) vai até a carga por uma das trilhas e retorna pela outra, o que provoca a anulação das componentes horizontais do campo magnético. As correntes de modo comum, que circulam no mesmo sentido em ambas as trilhas, retornando pelo plano-terra, apresentam uma somatória nas componentes horizontais do campo magnético. Estas correntes de modo comum possuem um forte e relativamente imprevisível impacto sobre o nível de emissões.

Para quantificar estes efeitos, será apresentado um estudo sobre a circulação de correntes de modo comum e diferencial nas placas de circuito impresso, bem como sobre as emissões eletromagnéticas em cinco diferentes configurações,

funcionalmente idênticas. Após as simulações serão apresentadas algumas conclusões a respeito da forma de traçado mais recomendada no sentido de se evitar emissões de ruídos eletromagnéticos.

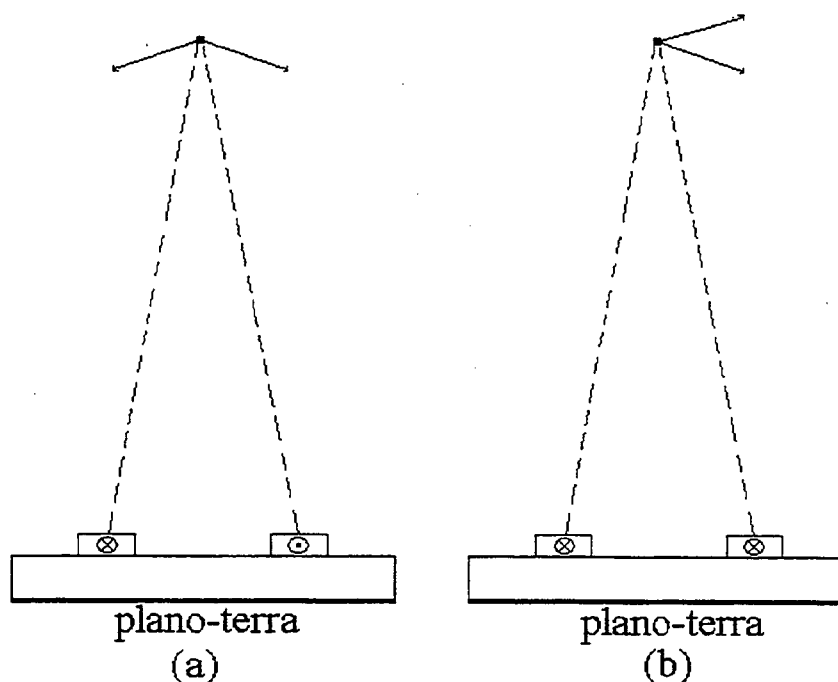


Figura 5.1 – Efeitos das correntes nas emissões de ruído eletromagnético: (a) modo diferencial; (b) modo comum.

Serão apresentados a seguir os resultados referentes ao modelamento baseado no TLM-TD tridimensional de casos onde foi possível definir correntes de modo comum e de modo diferencial em placas de circuito impresso e campos eletromagnéticos nas proximidades da placa. Cinco diferentes traçados funcionalmente idênticos serão modelados para determinar o impacto sobre o nível de correntes na placa e sobre o nível de emissões eletromagnéticas no ambiente ao seu redor. Será demonstrado que as correntes de modo comum e as emissões são fortemente influenciadas pela configuração do circuito [3]-[4].

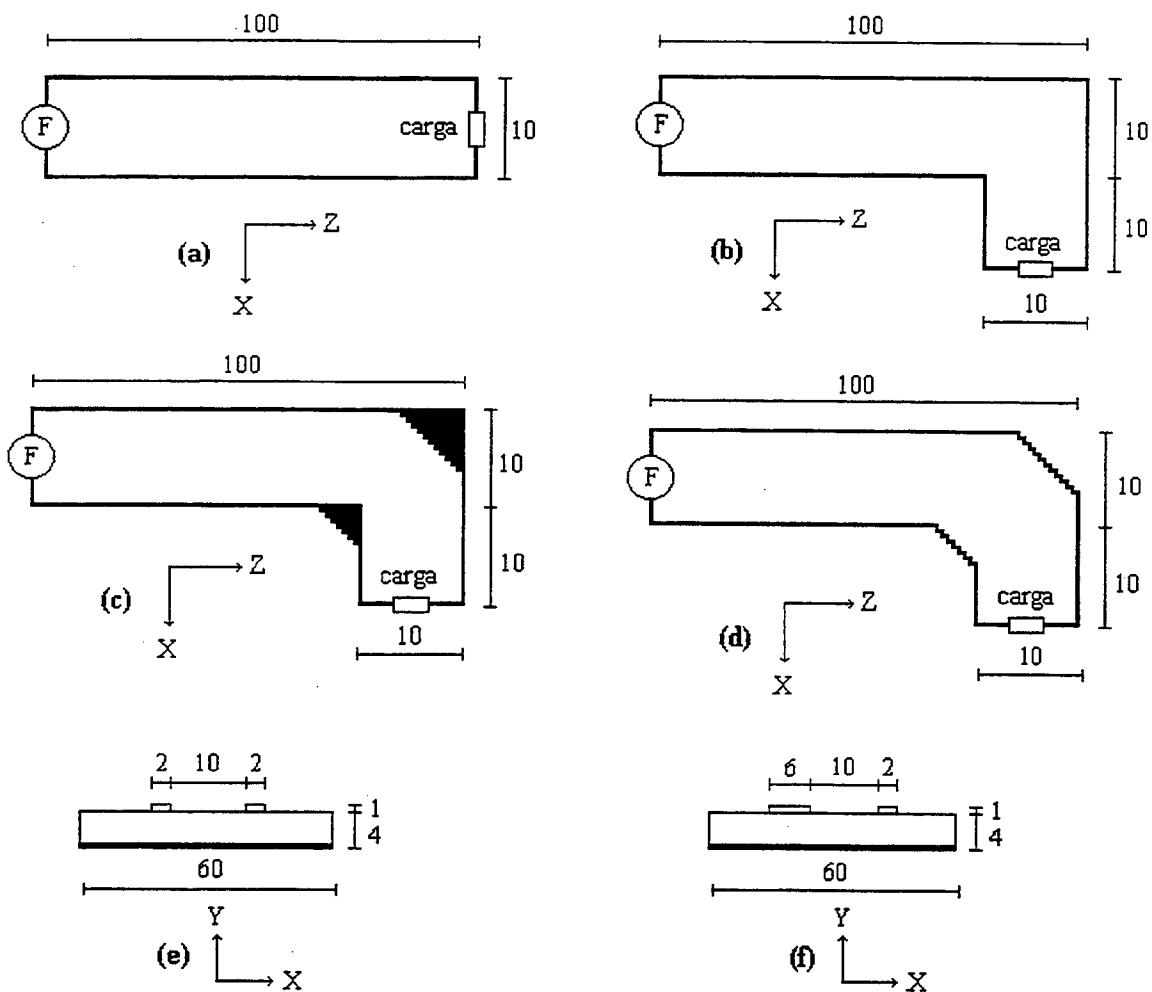
Em todas as simulações há um plano-terra embaixo da placa e um substrato com 4 mm de espessura com uma permissividade elétrica relativa igual a 4,5 . As configurações analisadas estão apresentadas na Figura 5.2 e constituem-se basicamente de um sistema “*fonte-linha-carga*”.

A excitação utilizada foi um rápido pulso de tensão aplicado apenas na primeira iteração, e a carga é uma resistência de 300  $\Omega$ . As trilhas possuem 1 mm (um milímetro) de espessura, 10 cm (dez centímetros) de comprimento e foram modeladas como um condutor ideal e portanto sem resistência. O *layout 1* é o caso básico e será usado para comparação com os outros *layouts* [3]-[4].

A malha utilizada foi de 60x120x120 nós para as direções *x*, *y* e *z*, respectivamente. O espaço acima da placa foi modelado com nós convencionais sem *stubs* e com uma impedância característica de 377  $\Omega$  para simular o ar, conforme item 3.3.2 . Para os nós referentes ao substrato, foram aplicados *stubs* capacitivos, para simular a permissividade elétrica relativa de 4,5 , conforme item 3.3.10 . As trilhas foram considerados nós de curto circuito, conforme item 3.3.9 .

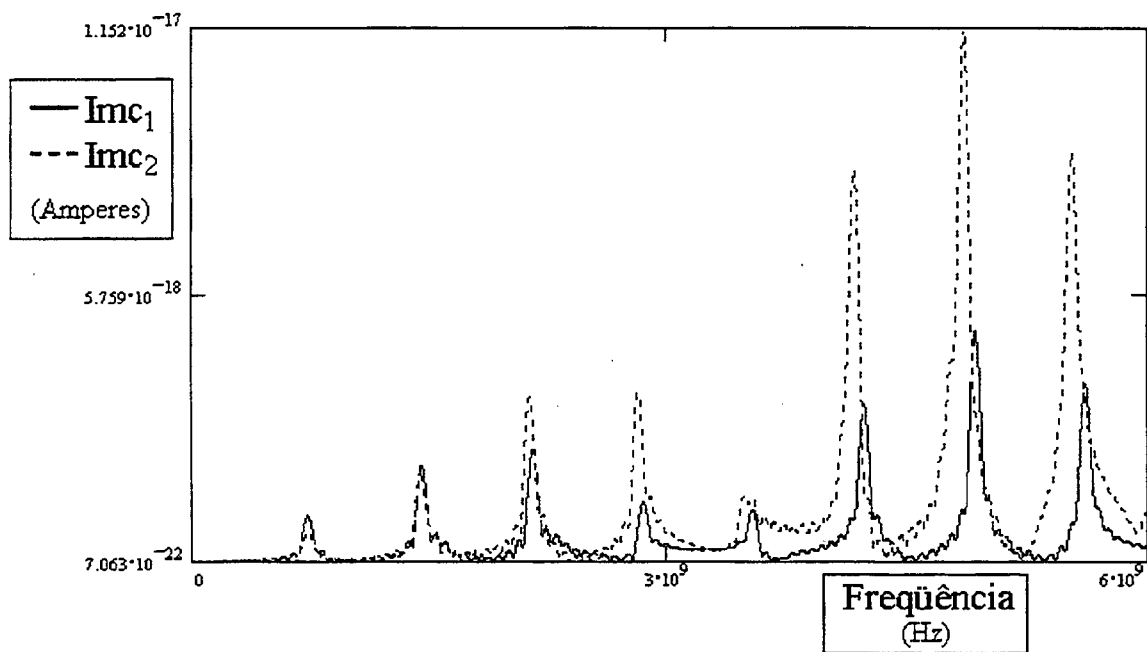
Todos os nós possuem um tamanho igual a 1,0 mm (um milímetro) e o passo de tempo é de 1,66667 E-12 segundos, conforme item 3.3.5 . O número de iterações foi de 10000 (dez mil) para permitir o fim do transitório inicial e gerar uma resposta em frequência precisa com a utilização de programa de transformação tempo-frequência, visto no capítulo 4.

As correntes foram determinadas no centro das trilhas, portanto a 5,0 cm (cinco centímetros) da fonte e da carga. Inicialmente foram feitos alguns testes para verificar a diferença entre as correntes de modo comum das cinco configurações modeladas, como pode ser visto na Figura 5.3 [3]-[4].

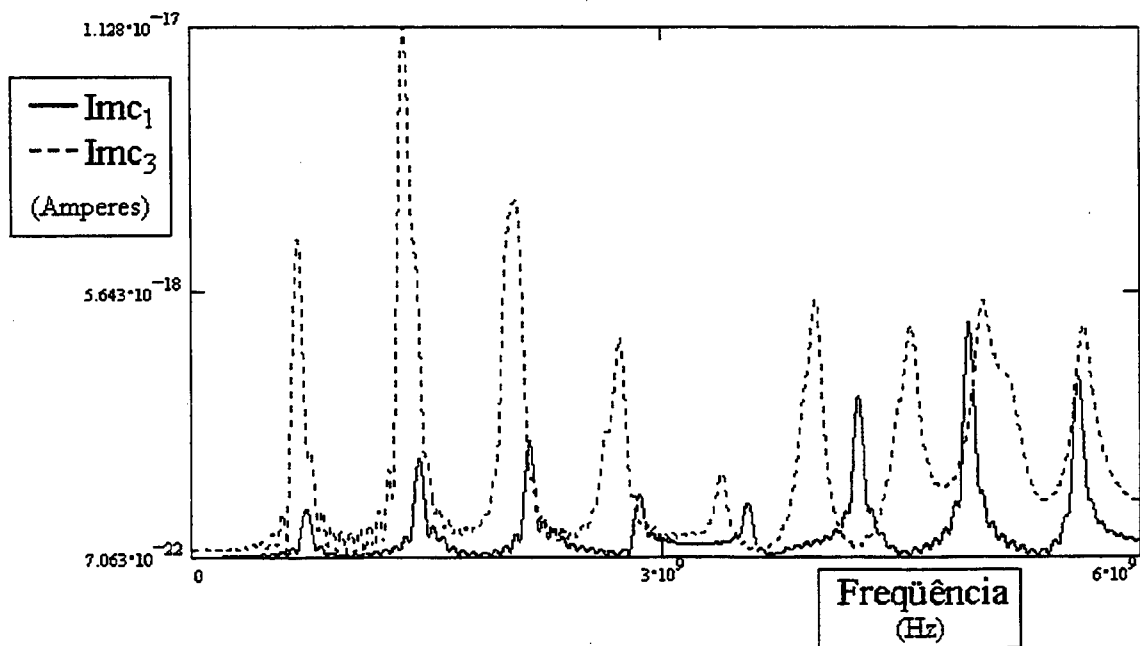


OBS: Dimensões em milímetros.

Figura 5.2 – Representação esquemática de cinco diferentes configurações, mostrando: (a) *layout 1 e 2*; (b) *layout 3*; (c) *layout 4*; (d) *layout 5*; (e) seção transversal dos *layout 1, 3, 4 e 5*; (f) seção transversal do *layout 2*.

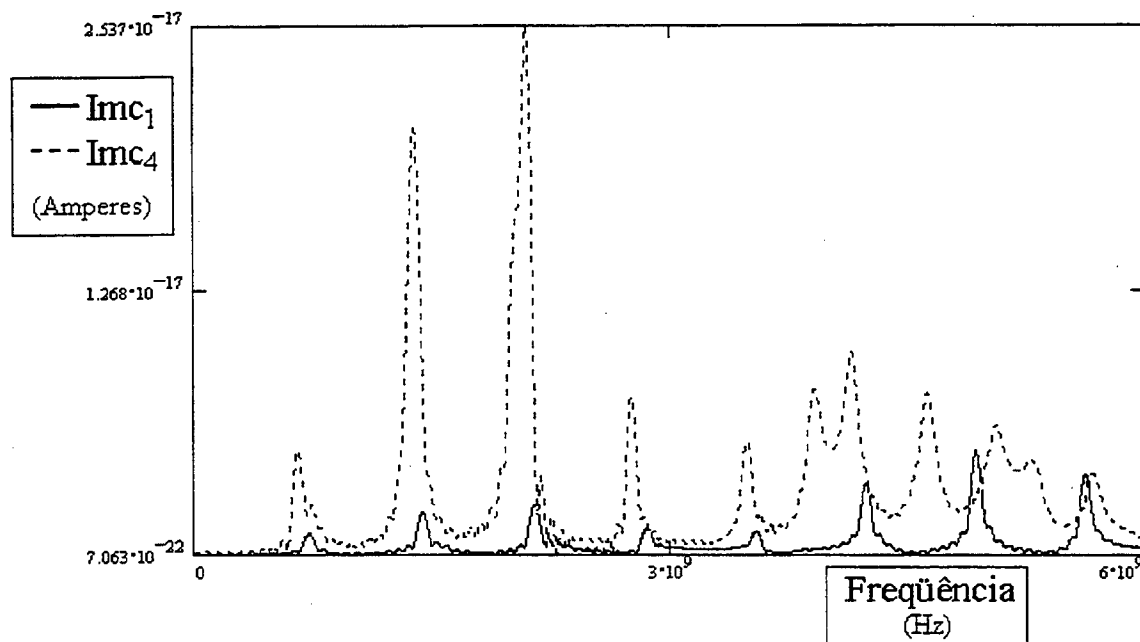


(a)

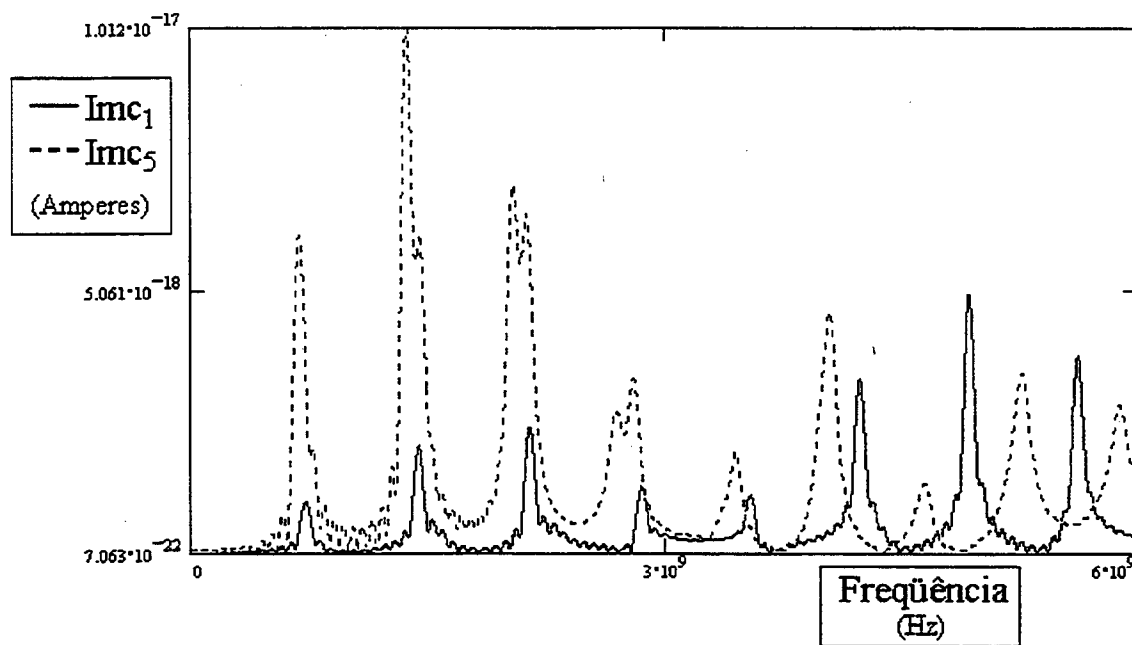


(b)





(c)

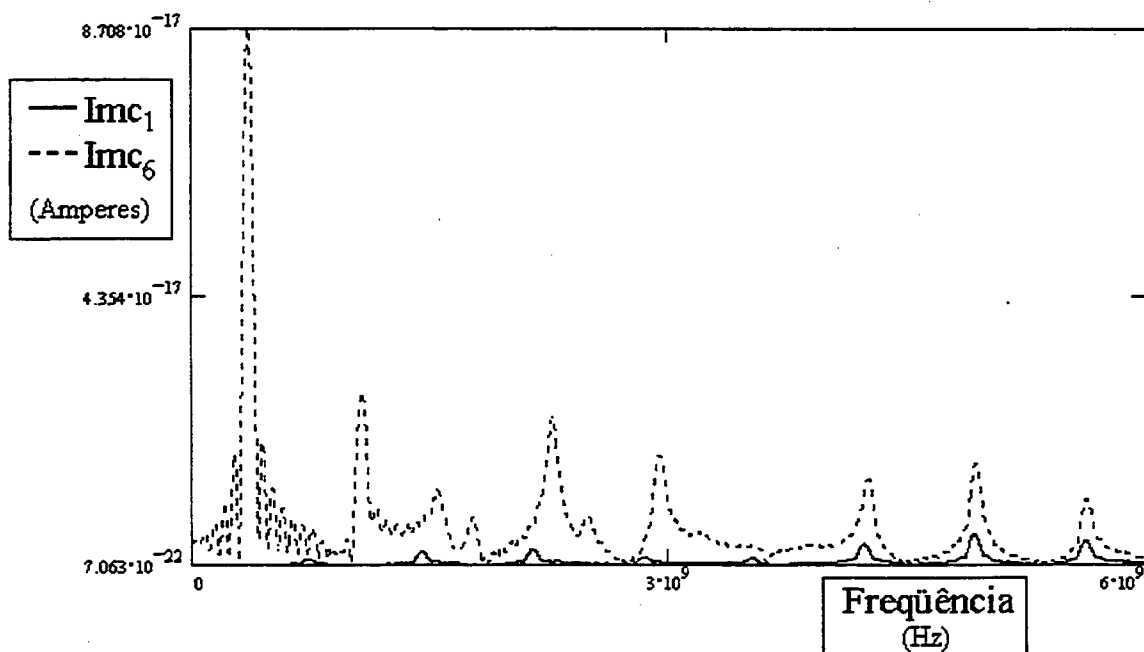


(d)

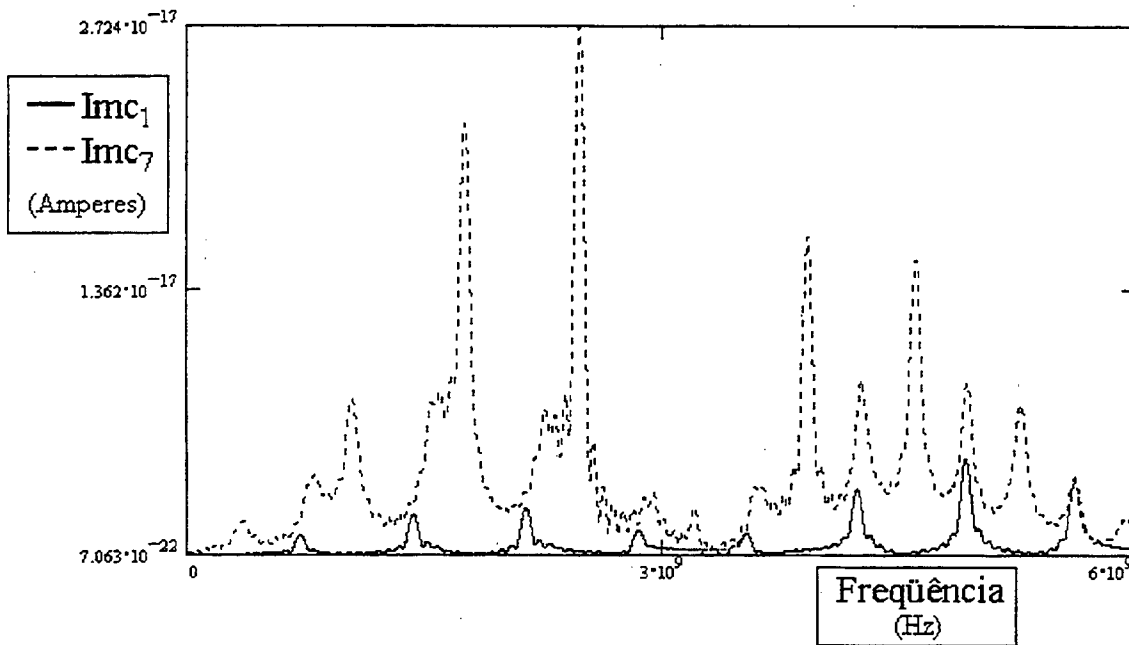
Figura 5.3 – Correntes de modo comum comparadas entre o *layout 1* ( $I_{mc1}$ ) e: (a) *layout 2* ( $I_{mc2}$ ); (b) *layout 3* ( $I_{mc3}$ ); (c) *layout 4* ( $I_{mc4}$ ); (d) *layout 5* ( $I_{mc5}$ ).

As linhas contínuas referem-se à corrente de modo comum no *layout 1* e as linhas pontilhadas aos outros *layouts*. É possível observar que os casos 2 e 4 apresentam os maiores valores de corrente de modo comum em algumas frequências, devido à forte assimetria destas configurações. As correntes de modo diferencial não apresentam modificações significativas com a mudança de traçado e por isso não são mostradas.

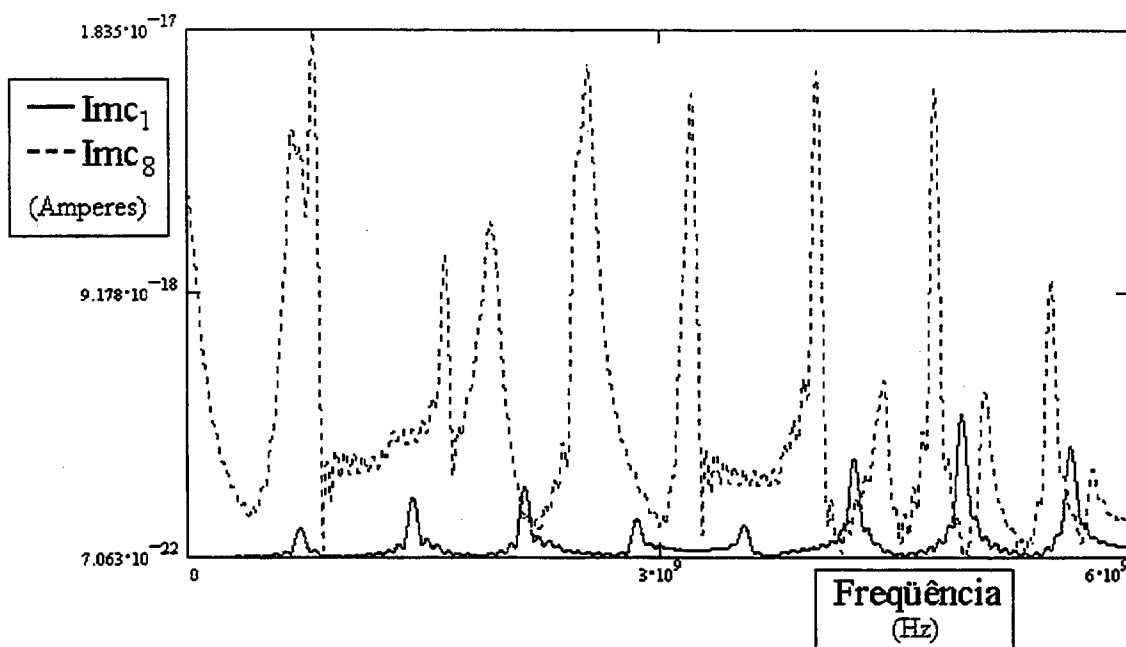
Foram realizados ainda mais três testes, apenas no *layout* número 1, para verificação da variação das correntes de modo comum, conectando as trilhas impressa sobre a placa com o plano-terra situado sob a placa, através de um condutor auxiliar. A Figura 5.4 mostra a comparação da corrente de modo comum do *layout 1* com e sem este condutor auxiliar. As linhas contínuas em todos os casos representam a corrente de modo comum no *layout 1*, sem o condutor auxiliar. As linhas tracejadas representam as correntes de modo comum em três situações distintas: (a) um condutor auxiliar colocado junto à fonte; (b) um condutor auxiliar colocado junto à carga; (c) dois condutores auxiliares colocados em ambas as posições [3].



(a)



(b)



(c)

Figura 5.4 – Corrente de modo comum no *layout 1* ( $I_{m c_1}$ ) comparada com três diferentes opções para conexão com o plano-terra: (a) junto à fonte ( $I_{m c_6}$ ); (b) junto à carga ( $I_{m c_7}$ ); (c) em ambas as posições ( $I_{m c_8}$ ).

Percebe-se pela Figura 5.4 que as correntes de modo comum aumentam drasticamente o seu valor quando é aplicado algum tipo de conexão entre o circuito impresso e o plano-terra existente sob a placa. Isso faz com que este procedimento não seja recomendado para efeitos de compatibilidade eletromagnética, uma vez que o aumento das correntes de modo comum implica no aumento das emissões de ruído, como será mostrado adiante.

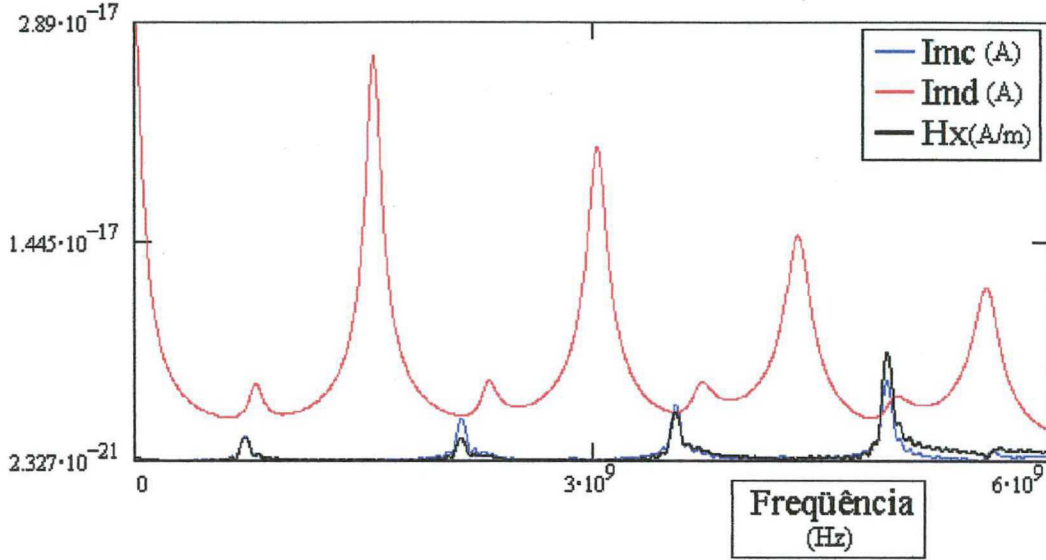
A seguir foi feita uma simulação para verificar a correspondência entre as correntes de modo comum e diferencial e as componentes de campo geradas por elas. Pretende-se com isso, constatar que as correntes de modo comum agem diretamente sobre a componente na direção “x” do campo magnético e as componente na direção “y” do campo elétrico. As correntes de modo diferencial agem sobre as componentes na direção “x” do campo elétrico e sobre as componentes na direção “y” do campo magnético. A Figura 5.5 e a Figura 5.6 mostram a influência da corrente de modo comum e diferencial sobre as componentes dos campos elétrico e magnético emitidos. As componentes de campo foram observados a 10 centímetros de altura exatamente acima da placa [3]-[4].

As linhas azuis correspondem às correntes de modo comum, as linhas vermelhas correspondem às correntes de modo diferencial e as linhas pretas correspondem ao campo magnético na Figura 5.5 (a) e na Figura 5.6 (a), e ao campo elétrico na Figura 5.5 (b) e na Figura 5.6 (b).

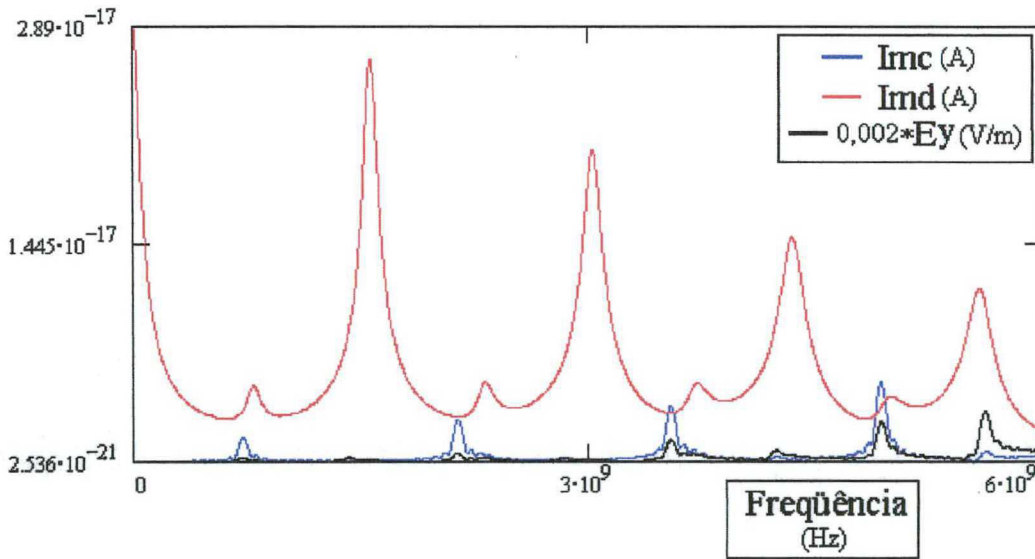
Para os gráficos que apresentam valores de campo elétrico, foi aplicado um fator de multiplicação de 0,002 nesta grandeza para permitir uma apresentação visual melhor.

Pode-se perceber pela Figura 5.5 e pela Figura 5.6 que as correntes de modo comum realmente geram campo magnético na direção “x” e campo elétrico na direção “y”.

As correntes de modo diferencial, ao contrário, geram campo magnético na direção “y” e campo elétrico na direção “x”.

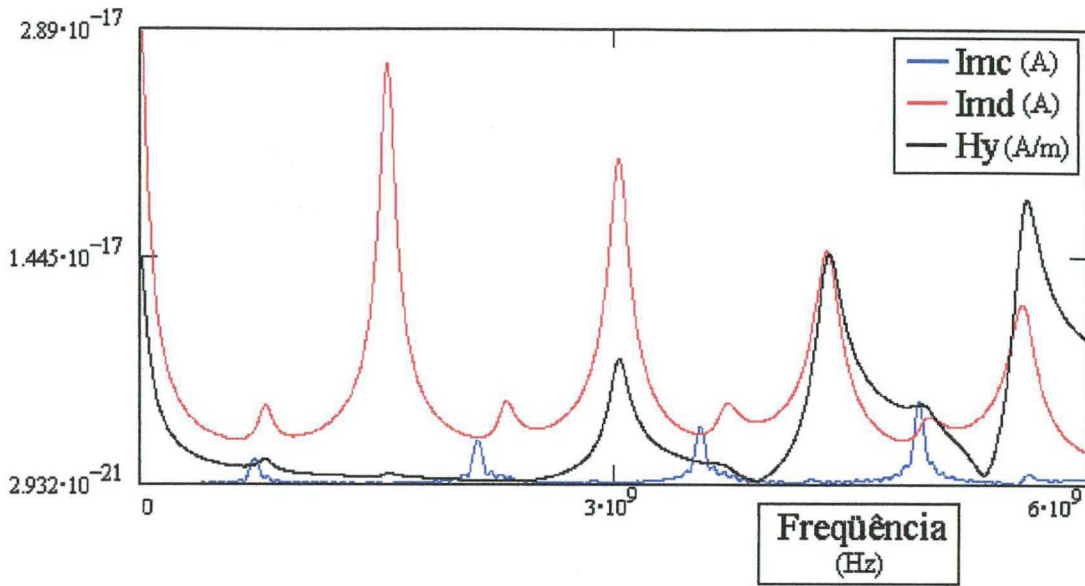


(a)

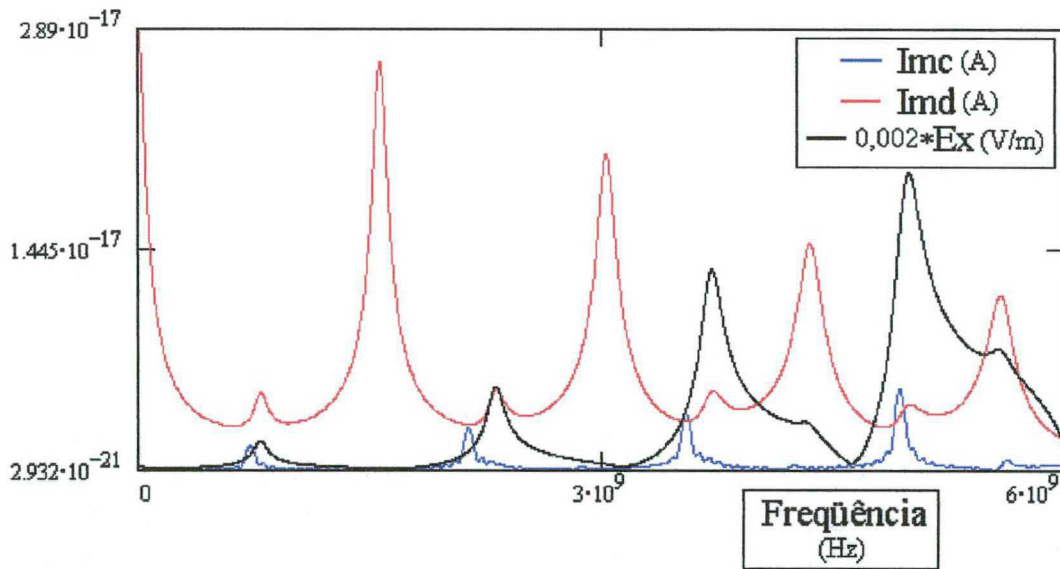


(b)

Figura 5.5 – Correntes de modo comum gerando: (a) campo magnético na direção “x” e (b) campo elétrico na direção “y”.



(a)



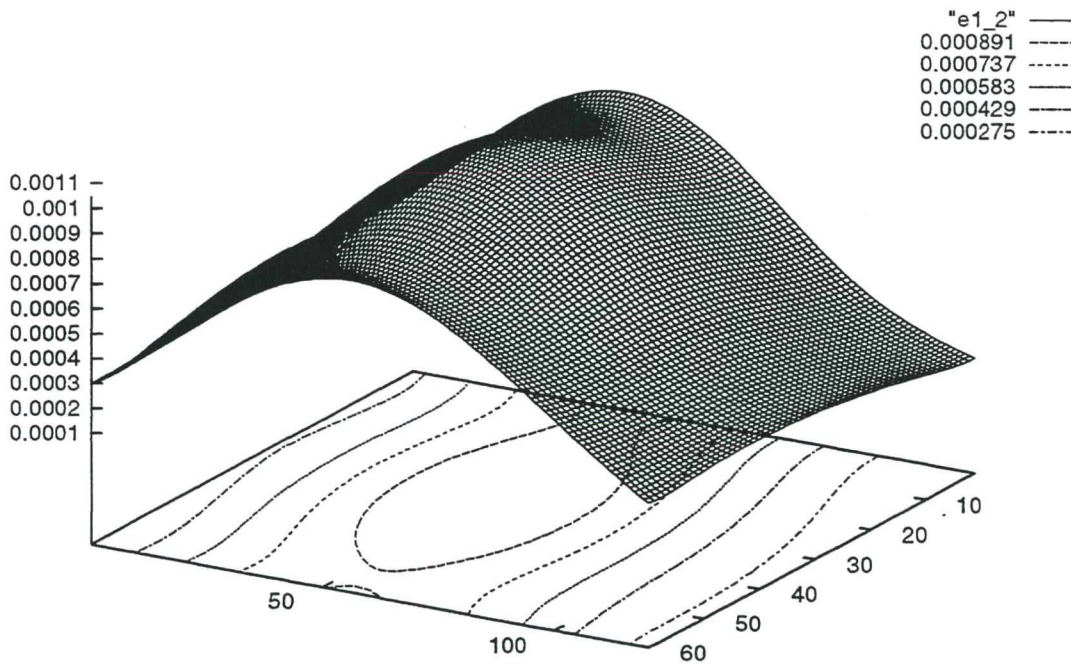
(b)

Figura 5.6 – Correntes de modo diferencial gerando: (a) campo magnético na direção “y”; (b) campo elétrico na direção “x”.

Baseado nestas informações, foram determinadas os níveis de emissões de campo elétrico e magnético sobre a placa, para os cinco *layouts*. Confirmando o esperado, os casos 2 e 4 apresentaram os maiores níveis de emissões comparados com o caso 1, devido às correntes de modo comum terem sido maiores. O módulo dos campos elétrico e magnético foram determinados num plano a uma distância de 10 centímetros acima da placa, porém para uma frequência de 3,5 GHz, cuja influência do *layout* nas emissões pode ser detectada com mais evidência [3]-[4].

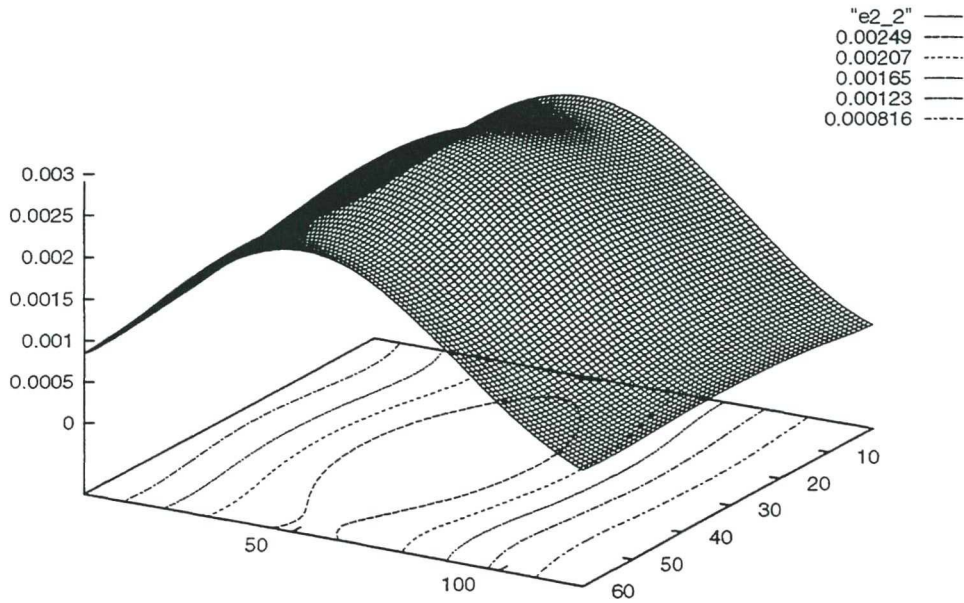
A Figura 5.7 mostra os níveis de emissão de campo elétrico para os *layouts* 1, 2 e 4 na frequência de 3,5 GHz e a Figura 5.8 mostra os níveis de campo magnético para os mesmos casos.

$|E|$  (pV/m)



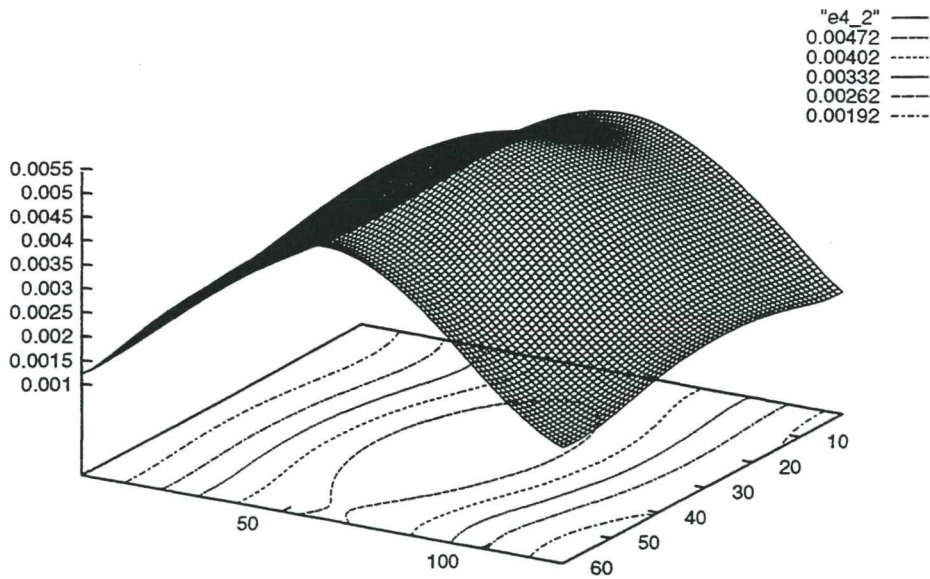
(a)

$|E|$  (pV/m)



(b)

$|E|$  (pV/m)

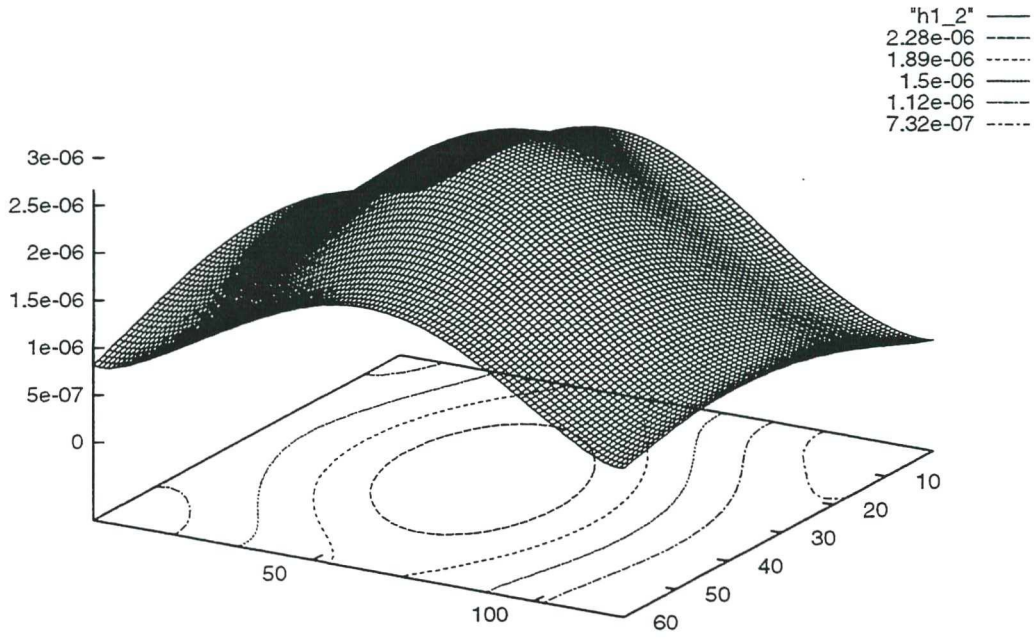


(c)

Figura 5.7 – Módulo do campo elétrico irradiado em 3,5 GHz: (a) *layout 1*; (b) *layout 2*; (c) *layout 4*.

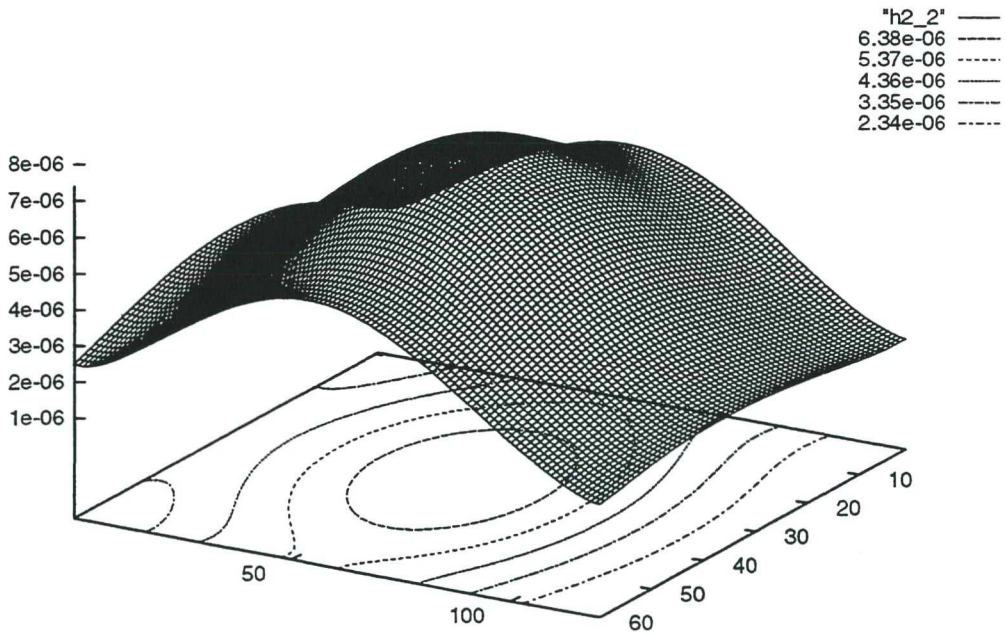


$|H|$  (pA/m)



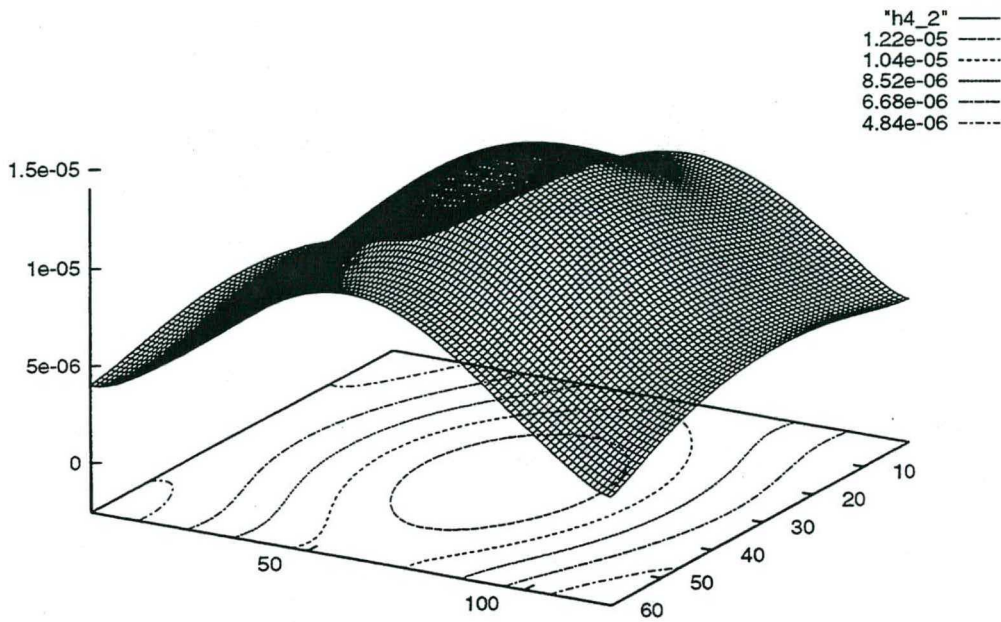
(a)

$|H|$  (pA/m)



(b)

$|H|$  (pA/m)

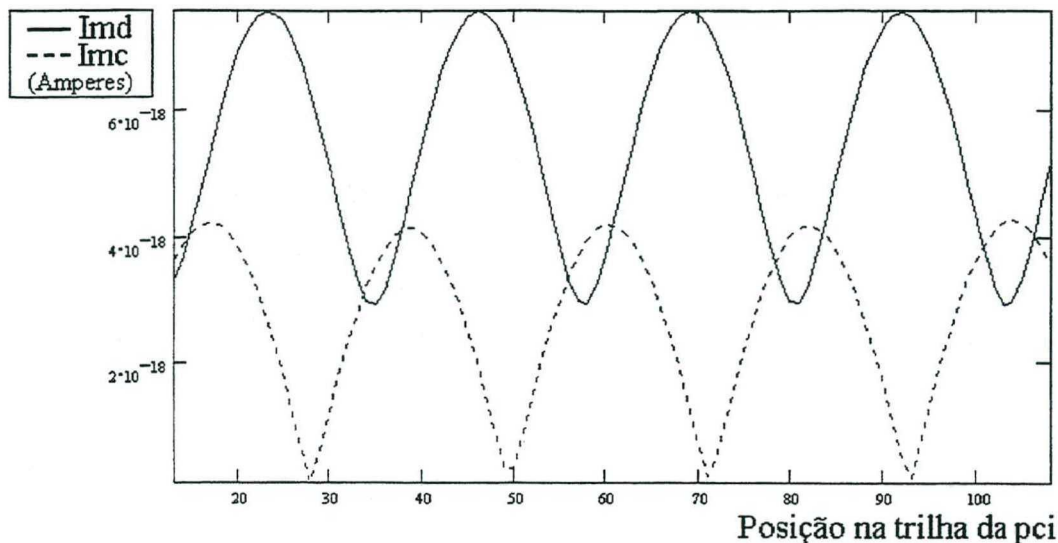


(c)

Figura 5.8 – Módulo do campo magnético irradiado em 3,5 GHz: (a) *layout 1*; (b) *layout 2*; (c) *layout 4*.

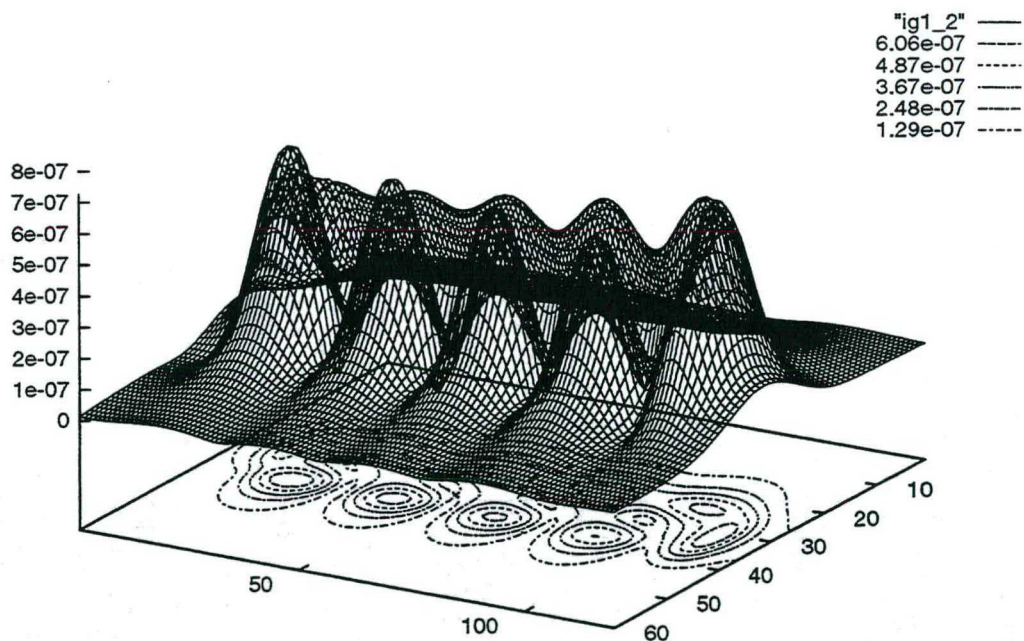
Observa-se que o valor do módulo dos campos elétrico e magnético varia bastante com o *layout* impresso na placa, de acordo com as correntes de modo comum para os casos analisados. Verificou-se também que o *layout 4*, por apresentar maiores níveis de emissões, é o pior caso a ser considerado para efeitos de compatibilidade eletromagnética.

Utilizando os mesmos meios computacionais, foi possível calcular a corrente no plano-terra para esta mesma frequência de 3,5 GHz [3]. A Figura 5.9 (a) mostra as correntes de modo comum na linha tracejada e as correntes de modo diferencial na linha contínua, ao longo de uma das trilhas impressas no *layout 1*, para a frequência de 3,5 GHz. A trilha começa no nó número 10 e termina no nó 110, completando 10 centímetros. A Figura 5.9 (b) mostra a configuração da corrente em todo o plano-terra, para o mesmo *layout* na mesma frequência considerada.



(a)

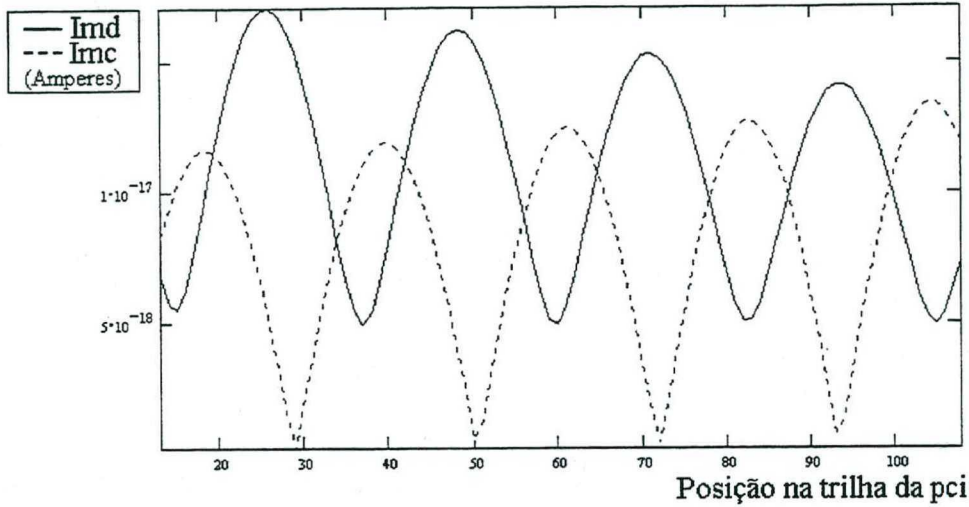
$|I|$  (pA)



(b)

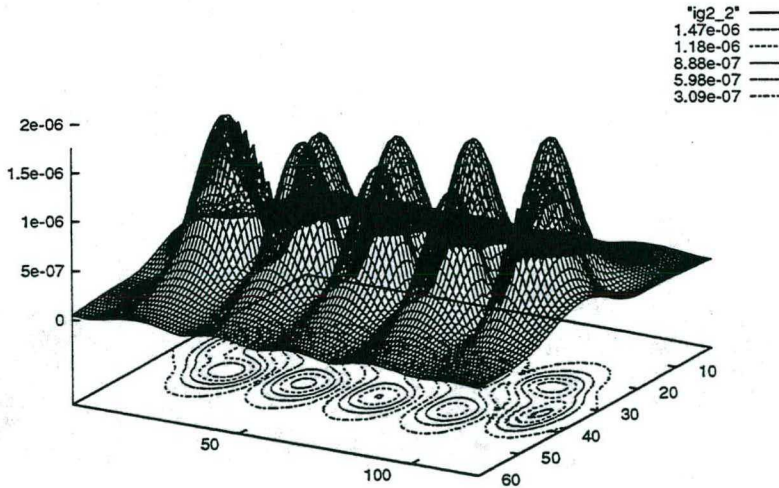
Figura 5.9 – Corrente no *layout 1* em 3,5 GHz: (a) corrente de modo comum ( $I_{mc}$ ) e modo diferencial ( $I_{md}$ ) ao longo da trilha impressa; (b) módulo da corrente no plano-terra.

A Figura 5.10 (a) mostra as correntes de modo comum na linha tracejada e as correntes de modo diferencial na linha contínua, ao longo de uma das trilhas impressas no *layout 2*, para a frequência de 3,5 GHz. A Figura 5.10 (b) mostra a configuração da corrente em todo o plano-terra, para o mesmo *layout* na mesma frequência considerada.



(a)

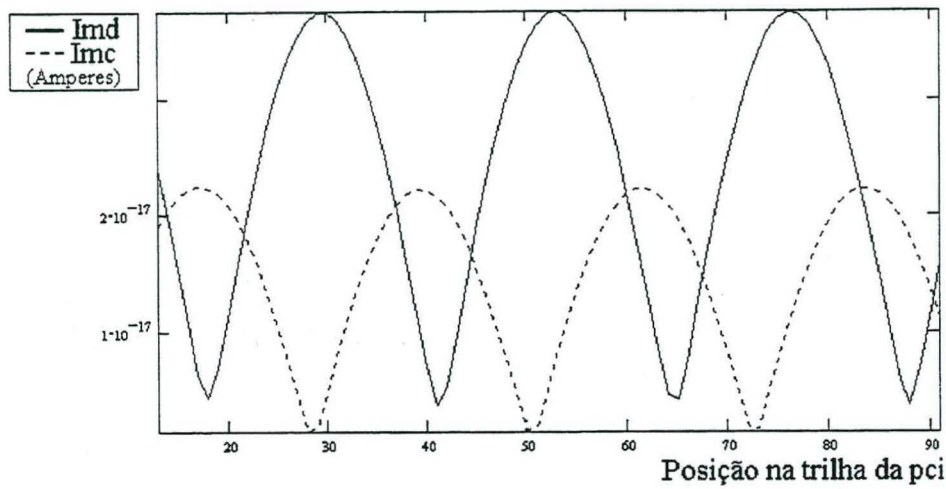
$|I|$  (pA)



(b)

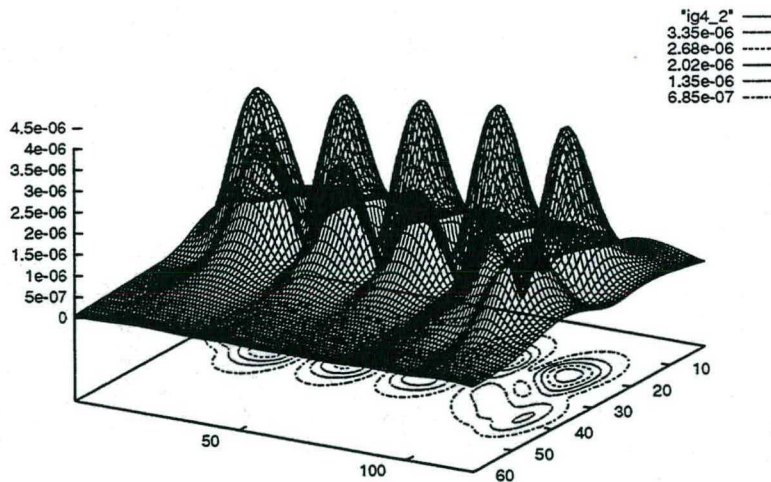
Figura 5.10 – Corrente no *layout 2* em 3,5 GHz: (a) corrente de modo comum ( $I_{mc}$ ) e modo diferencial ( $I_{md}$ ) ao longo da trilha impressa; (b) módulo da corrente no plano-terra.

A Figura 5.11 (a) mostra as correntes de modo comum na linha tracejada e as correntes de modo diferencial na linha contínua, ao longo de uma das trilhas impressas no *layout 4*, para a frequência de 3,5 GHz. A Figura 5.11 (b) mostra a configuração da corrente em todo o plano-terra, para o mesmo *layout* na mesma frequência considerada.



(a)

$|I|$  (pA)



(b)

Figura 5.11 – Corrente no *layout 4* em 3,5 GHz: (a) corrente de modo comum (*Imc*) e modo diferencial (*Imd*) ao longo da trilha impressa; (b) módulo da corrente no plano-terra.

Neste último caso, o da Figura 5.11 (a) o final da trilha ocorre no nó de número 90 devido à configuração do *layout 4*, onde foi considerada para efeito de cálculo apenas a parte da trilha que está impressa na direção “z”.

Estas simulações realizadas comprovam que é possível prever as correntes de modo comum e conseqüentemente as emissões eletromagnéticas para vários tipos de *layouts* em placas de circuito impresso. Com isso, fica mais fácil otimizar o traçado destas placas de forma a obter o menor nível de emissões possível.

Além das simulações realizadas nesta seção, outro fator relevante para problemas de compatibilidade eletromagnética é o cálculo de crosstalk entre trilhas de placas de circuito impresso. A otimização do *layout* de uma placa deve levar em conta que certas interferências podem ocorrer entre as próprias trilhas da placa. A próxima seção irá tratar de problemas de crosstalk e proteção contra emissões indesejadas através de blindagens eletromagnéticas.

### **5.2.2 – Crosstalk e blindagens eletromagnéticas**

Neste item será apresentada uma técnica de simulação baseada no método TLM-TD tridimensional para definir correntes induzidas em trilhas de placas de circuito impresso através dos efeitos de crosstalk. Será feita também uma avaliação sobre a eficiência de blindagens eletromagnéticas utilizadas para evitar este fenômeno. Para isso, será modelada uma placa de circuito impresso (PCI) cuja configuração das trilhas e dos componentes permite avaliar tais efeitos.

O desenvolvimento de produtos eletrônicos segue atualmente uma tendência que visa a miniaturização e o aumento da confiabilidade e velocidade da resposta. Devido a estas novas perspectivas, alguns problemas têm recebido um incremento na ocorrência e na intensidade.

A interferência eletromagnética causada pela indução de tensões e correntes em fios, cabos ou mesmo trilhas de placas de circuito impresso (PCI) devido à presença de campos eletromagnéticos no seu ambiente tem recebido uma atenção especial.

A miniaturização dos circuitos eletrônicos implica em sistemas mais suscetíveis a este tipo de interferência porque os componentes se tornam mais próximos e a densidade de sinais interferentes aumenta.

O aumento da frequência dos sinais no sentido de melhorar a velocidade de resposta de certos equipamentos contribui para que as interferências se tornem mais intensas. Assim, fica evidente que existe um crescente interesse em se determinar qual o melhor *layout* de uma placa de circuito impresso e do sistema eletrônico como um todo, no sentido de se minimizar estes efeitos [1]-[2].

A elaboração de uma configuração adequada, tanto da placa como dos cabos e conectores que pertencem a um determinado equipamento contribui de maneira decisiva na redução de interferências indesejadas. Porém, em alguns casos este trabalho não é simples e pode exigir medidas que aumentem o custo final do produto. A utilização de blindagens metálicas cobrindo um equipamento ou parte dele, tem sido uma alternativa bastante utilizada por projetistas e fabricantes para este fim.

Para verificar os efeitos de crosstalk foram simuladas estruturas constituídas por uma placa de circuito impresso com dois circuitos independentes. O primeiro circuito é um sistema excitado por uma fonte de tensão impulsiva que aciona uma carga através de uma trilha impressa sobre a placa. O retorno deste sinal é feito pelo plano-terra que existe sob a placa, como mostra a Figura 5.12 . O outro circuito é passivo e utiliza duas cargas nas extremidades de uma segunda trilha idêntica e paralela à primeira. O retorno é feito da mesma forma pelo plano-terra [5].

A placa possui 4,5 mm de espessura e é construída a partir de um material com permissividade elétrica relativa igual a 4,5. As trilhas são consideradas condutores perfeitos, ou seja, sem resistência elétrica e possuem 151,5 mm de comprimento, 1,5 mm de largura e 1,5 mm de espessura. A distância que separa as duas trilhas é de 4,5 mm. Todos os resistores ( $R_1$ ,  $R_2$  e  $R_3$ ) são de  $100 \Omega$ . A fonte utilizada foi um pulso de tensão aplicado apenas no instante inicial da simulação, para que fossem excitados todos os modos deste problema, como é a característica de uma simulação no domínio tempo.

A malha utilizada foi de  $40 \times 40 \times 120$  nós para as direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , respectivamente e os nós utilizados para simular o espaço acima da placa, o substrato e materiais condutores foram os mesmos utilizados na seção anterior.

Todos os nós possuem um tamanho igual a 1,5 mm (um milímetro e meio) e o passo de tempo é de  $2,5 \text{ E-}12$  segundos. O número de iterações foi de 10000 (dez mil).

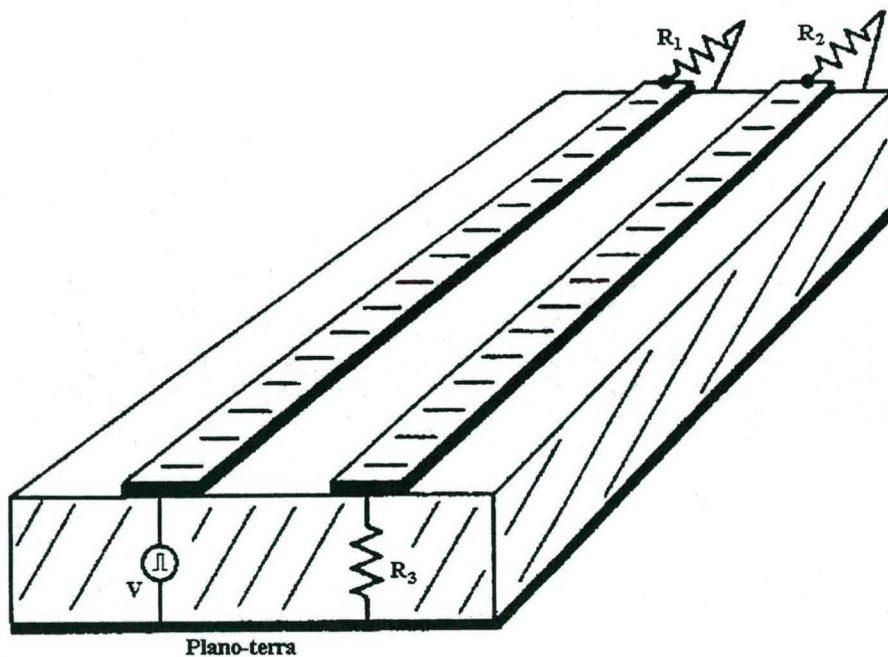


Figura 5.12 – Configuração da placa sob análise.



Inicialmente foram determinadas as correntes nas duas trilhas através desta simulação. O objetivo foi verificar se existem correntes induzidas no circuito da trilha de componentes passivos devido à ação do circuito da trilha com excitação, como mostra a Figura 5.13 .

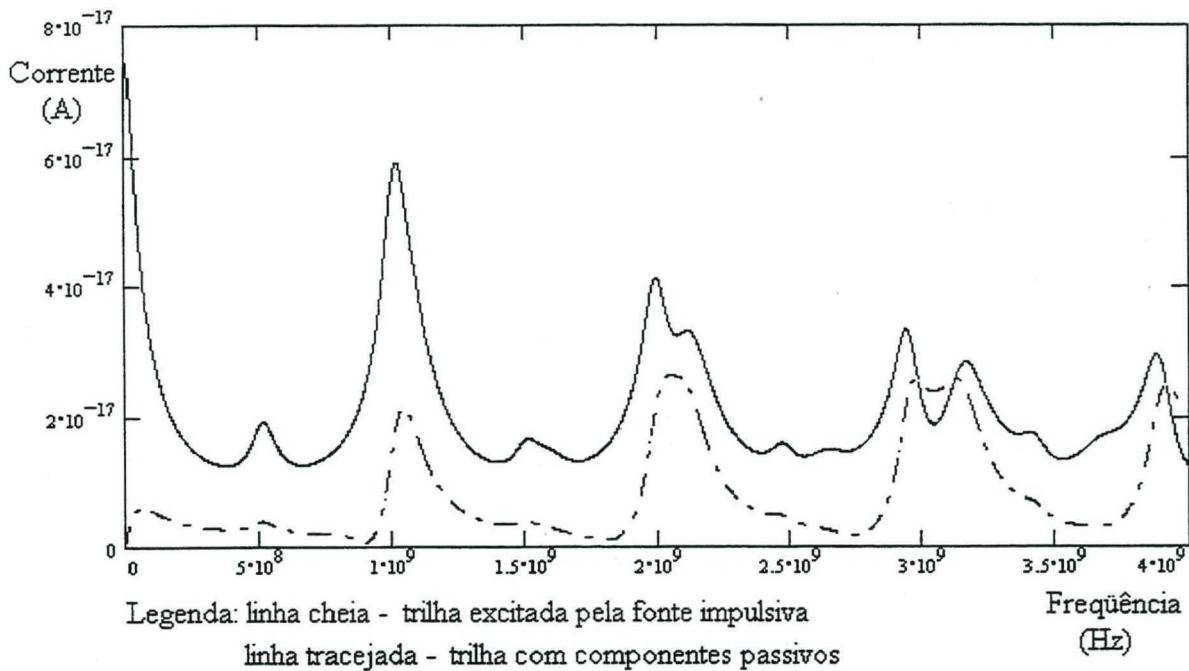


Figura 5.13 – Corrente no centro da trilha excitada pela fonte impulsiva e no centro da trilha de componentes passivos da PCI.

A Figura 5.13 mostra a corrente determinada no centro da trilha excitada pela fonte de tensão impulsiva (linha cheia) e a corrente no centro da trilha com os componentes passivos (linha tracejada). Percebe-se que a corrente induzida na trilha de componentes passivos possui aproximadamente a mesma composição em frequência da corrente que circula pela trilha excitada pela fonte, indicando a sua proveniência.

Após esta primeira simulação, foi colocado um condutor metálico com o mesmo tamanho e orientação das trilhas, porém a 40.5 mm centralmente acima da placa, como mostra a Figura 5.14 . Neste caso também foi determinada a corrente induzida neste condutor.

Na Figura 5.15 é possível observar a comparação entre a corrente na trilha com excitação, representada pela linha cheia, e a corrente induzida no condutor colocado acima da placa, representada pela linha tracejada. Neste caso, foi necessário aplicar um fator de multiplicação de valor igual a 10 (dez) sobre a linha tracejada, para permitir sua visualização das harmônicas de frequência.

A observação feita indica que também neste caso ocorre a indução de correntes no condutor devido às correntes presentes nas trilhas impressas. Porém, devido à distância que separa a placa de circuito impresso do condutor, o nível da corrente induzida no condutor é bem menor do que o nível da corrente induzida na trilha de componentes passivos, que foi representado na Figura 5.13 .

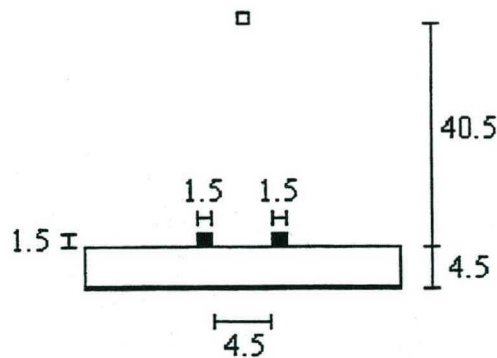


Figura 5.14 – Colocação de um condutor acima da placa.

OBS: Dimensões em milímetros.

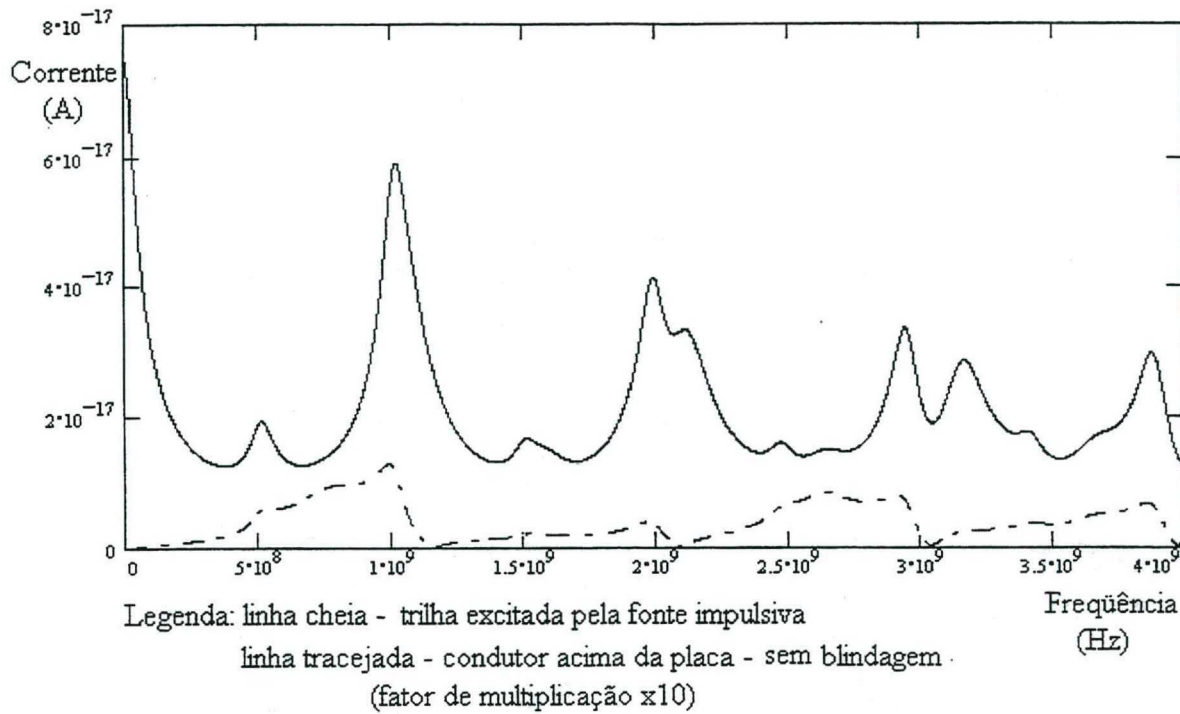
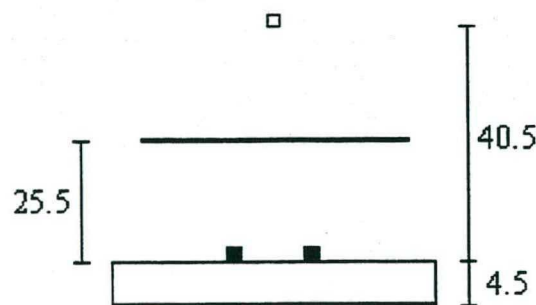
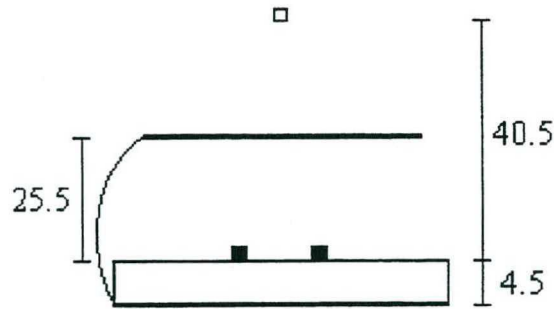


Figura 5.15 – Correntes na trilha excitada e no condutor colocado acima da placa.

A seguir, foi colocada uma placa metálica, 25.5 mm acima da placa e portanto entre o condutor e a PCI, objetivando testar uma forma de blindagem eletromagnética. Novamente foi definida a corrente induzida neste mesmo condutor, porém com duas alternativas: com a blindagem sem conexão elétrica alguma ou então conectada ao plano-terra por meio de um condutor auxiliar, como mostram a Figura 5.16 (a) e a Figura 5.16 (b).



(a)



(b)

Figura 5.16 – Colocação de uma blindagem eletromagnética entre a placa e o condutor: (a) sem conexão ao plano-terra; (b) conectada ao plano-terra.

OBS: Dimensões em milímetros.

A Figura 5.17 mostra a comparação entre a corrente no condutor sem a blindagem eletromagnética (linha tracejada) e a corrente no condutor com a colocação desta blindagem (linha cheia). Neste caso a placa metálica colocada para criar uma blindagem eletromagnética ao condutor não possui nenhuma conexão elétrica com o plano-terra e observa-se que a sua colocação reduz o nível de correntes induzidas no condutor.

Na Figura 5.18 é feita uma comparação entre a corrente no condutor com a blindagem não conectada ao plano-terra (linha cheia) e a corrente no condutor com a blindagem conectada ao plano-terra através de um condutor auxiliar (linha tracejada). Observando a Figura 5.17 e a Figura 5.18, nota-se que a colocação da blindagem é muito eficiente na função de evitar interferências irradiadas da placa de circuito impresso para o condutor colocado acima desta. Porém, o aterramento da blindagem ao plano-terra provoca um incremento na amplitude da corrente induzida no condutor acima da placa, observado na região de baixas frequências, tornando esta prática pouco recomendável [1].

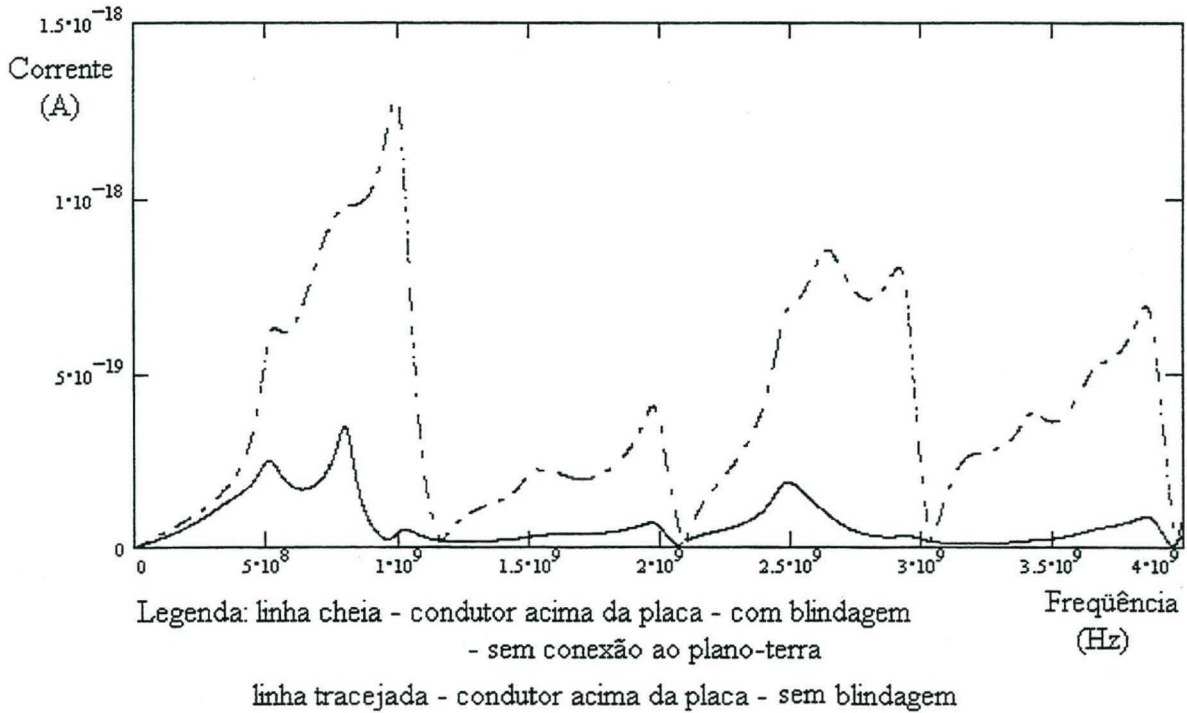


Figura 5.17 – Corrente no condutor acima da placa, com e sem a blindagem eletromagnética.

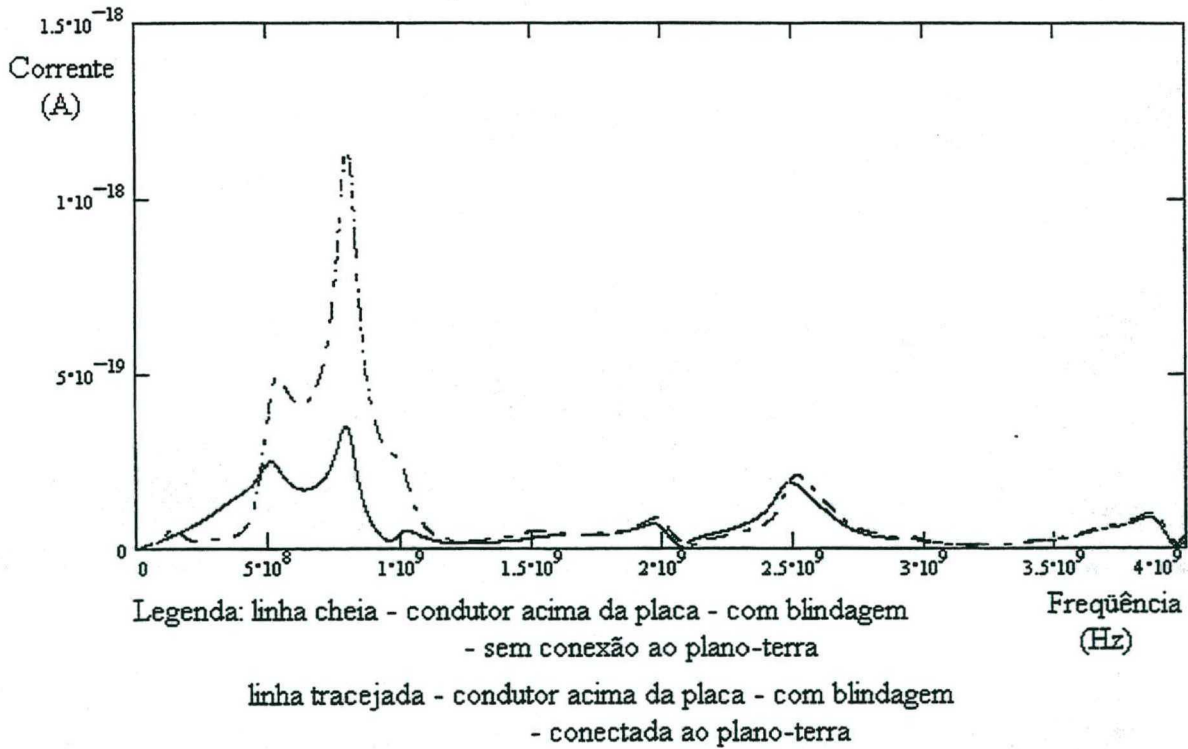


Figura 5.18 – Corrente no condutor acima da placa com a blindagem eletromagnética conectada ou não ao plano-terra.

As análises feitas em placas de circuito impresso constituem-se num importante meio de previsão e minimização de problemas de compatibilidade eletromagnética. Porém, verificando as publicações mais recentes pode-se constatar uma outra classe de casos de compatibilidade eletromagnética, passíveis de serem modelados via TLM [6].

### 5.3 – Análise de penetração de campos por aberturas

A análise de penetração de campos por aberturas tem sido objeto freqüente de publicações nesta área. Sendo assim, foram realizadas algumas simulações utilizando o TLM-TD tridimensional no sentido de estabelecer uma comparação com os resultados obtidos por outros métodos e obtidos experimentalmente [6].

O caso simulado é idêntico ao apresentado na referência [6] e trata-se de uma cavidade ressonante de dimensões internas iguais a 297x297x498 milímetros. Numa das faces existe um furo centralizado de diâmetro igual a 40 milímetros. No interior da cavidade existe um condutor de 234 milímetros, centralmente localizado, conforme a Figura 5.19 .

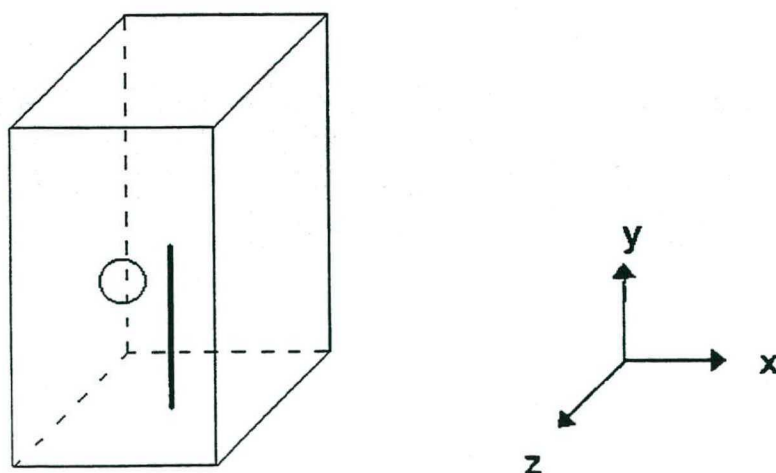


Figura 5.19 – Cavidade ressonante.

A excitação em forma de pulso de campo elétrico polarizado na direção “y”, foi aplicada no plano frontal ao furo existente na cavidade, para simular uma onda plana incidindo sobre esta face. Os resultados obtidos referem-se à relação entre a tensão induzida na base do fio e o módulo do campo elétrico que incide sobre a cavidade. A expressão utilizada para este cálculo foi:

$$V_{dB} = 20 \cdot \log \left( \frac{V_{ind}}{E_{inc}} \right) \quad (5.1)$$

Onde:

$V_{dB}$  é a relação em decibéis entre a tensão induzida no condutor e o campo elétrico incidente;

$V_{ind}$  é a tensão induzida na base do condutor existente no interior da cavidade;

$E_{inc}$  é o módulo do campo elétrico que incide sobre a face da cavidade que possui o furo.

A malha utilizada foi de 101x158x95 nós para as direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , respectivamente e os nós utilizados para simular o espaço acima da placa, o substrato e materiais condutores foram os mesmos utilizados nas seções anteriores. Todos os nós possuem um tamanho igual a 3,2 mm e o passo de tempo é de 5,33333 E-12 segundos. O número de iterações foi de 10000 (dez mil).

A Figura 5.20 mostra a comparação entre a simulação feita com o TLM e os resultados obtidos experimentalmente. A Figura 5.21 mostra a comparação entre TLM e o Método dos Momentos, e finalmente a Figura 5.22 mostra a comparação entre TLM e o Método de Elementos Finitos.

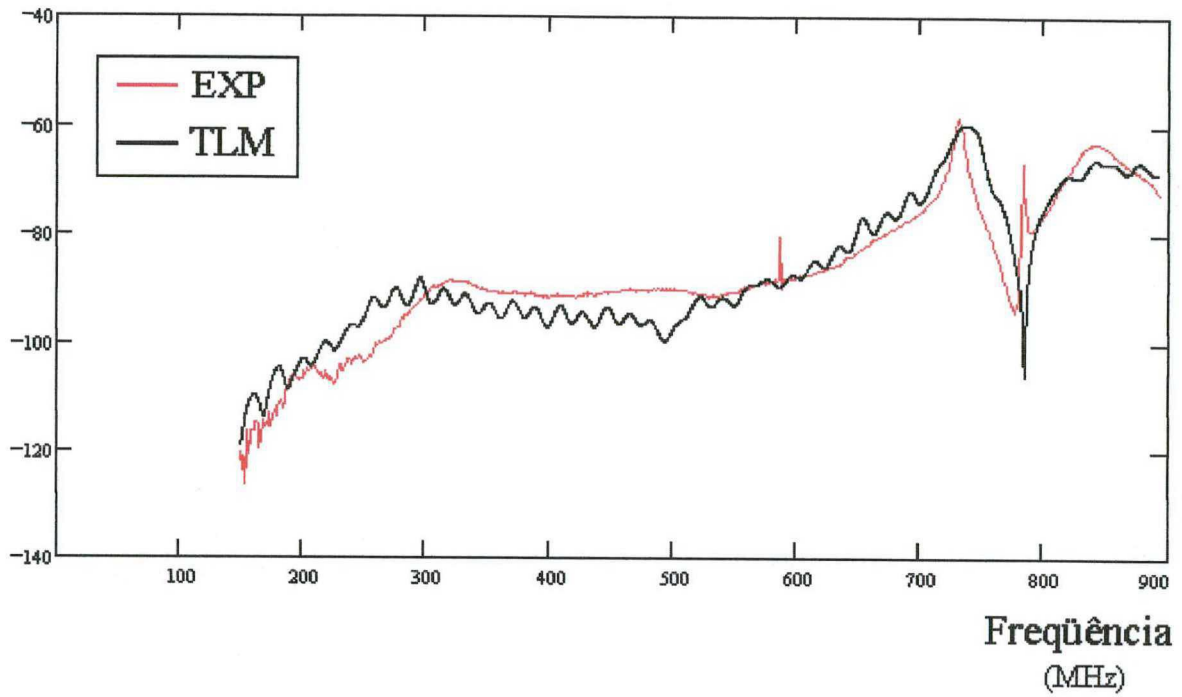


Figura 5.20 – Comparação entre TLM e dados experimentais.

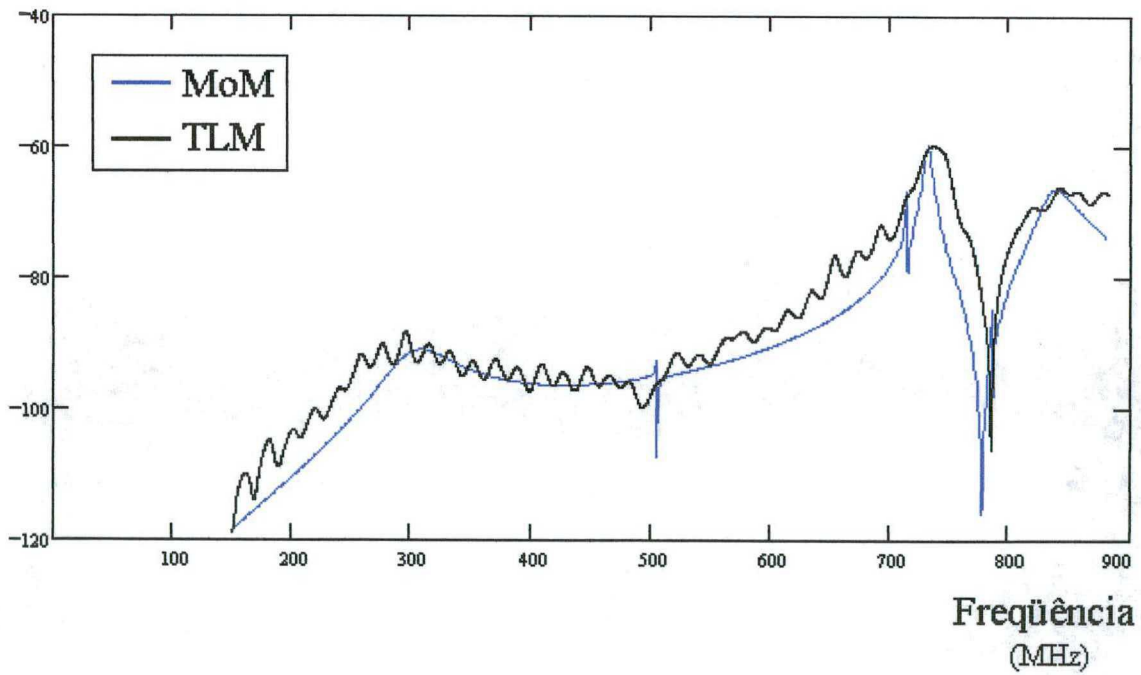


Figura 5.21 – Comparação entre TLM e o Método dos Momentos.



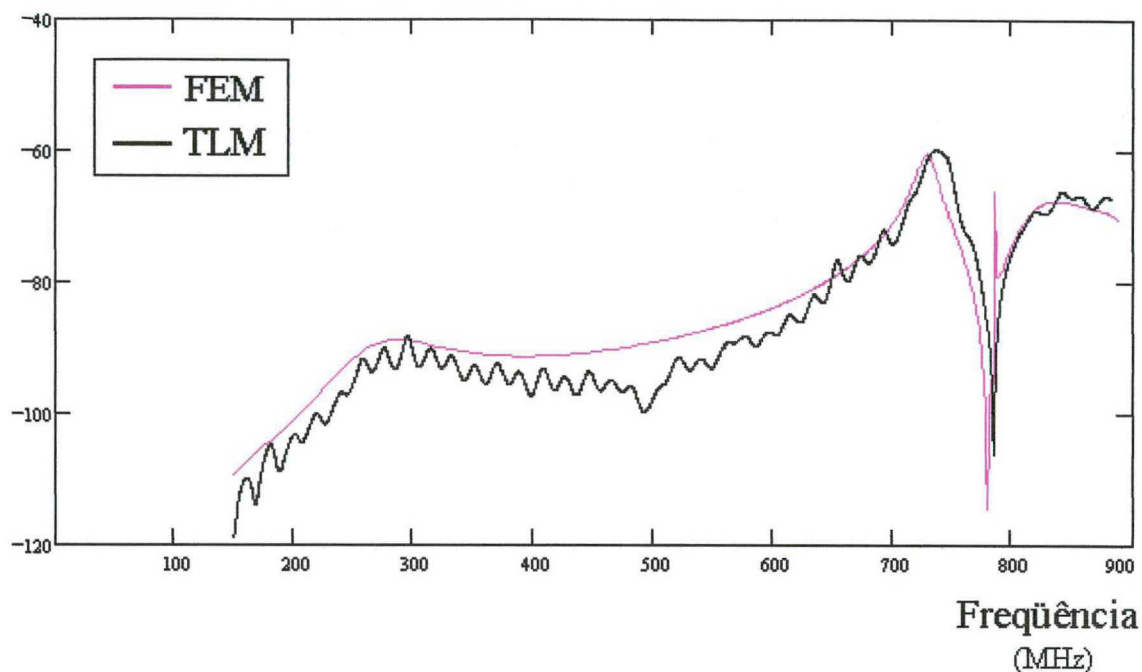


Figura 5.22 – Comparação entre TLM e o Método de Elementos Finitos.

Nesta série de simulações pode-se perceber que os resultados obtidos apresentam boa aproximação com outros métodos e com os dados experimentais. É possível melhorar o desempenho do TLM neste tipo de aplicação através do refino da malha, uma vez que existe neste caso uma geometria circular o que prejudica o modelamento com nós regulares como o SCN.

Um problema verificado foi a existência de certa oscilação no traçado das curvas obtidas através do TLM. Isto ocorre devido ao truncamento da simulação no domínio tempo, neste caso em 10.000 (dez mil) iterações, o que provoca o aparecimento de frequências espúrias quando realiza-se a transformação para o domínio frequência.

A minimização deste problema pode ser conseguida através da aplicação de um fator de amortecimento no final dos resultados no domínio tempo para que o fim das iterações não se dê abruptamente. Outra alternativa pode ser a aplicação de um pulso Gaussiano como excitação, ao invés de um pulso padrão como foi aplicado.

Após esta série de simulações foi possível obter algumas conclusões a respeito da análise de casos de compatibilidade eletromagnética utilizando o método TLM-TD. Além disso, estes resultados permitiram elaborar alguns trabalhos que foram submetidos a congressos e simpósios no país e no exterior, recebendo uma boa aceitação por parte da comunidade científica.

#### 5.4 – Conclusões desta seção

Nesta seção estão apresentados os resultados obtidos a partir do desenvolvimento de softwares baseados no TLM-TD tridimensional, que possibilitaram a realização de uma série de simulações na área de compatibilidade eletromagnética.

Inicialmente, foi avaliado o grau de emissões de ruído eletromagnético em diferentes *layouts* de placas de circuito impresso. Estes *layouts* apresentam a mesma funcionalidade, porém diferentes configurações, o que leva os resultados a apresentarem diferentes níveis de correntes de modo comum e conseqüentemente de emissões de ruído.

Ficou aqui comprovado que é possível reduzir as emissões de ruído eletromagnético através da otimização do *layout* das placas de circuito impresso que compõem diversos equipamentos e sistemas. O método TLM mostrou-se eficaz no modelamento de casos desta natureza, confirmando sua eficiência em problemas de contornos abertos e permitindo um certo grau de decisão sobre o melhor traçado a ser usado.

Foi realizado também um conjunto de simulações com o objetivo de verificar os efeitos do crosstalk entre trilhas de placas de circuito impresso e o nível de emissões eletromagnéticas sobre um condutor colocado acima desta placa. Além disso, foi testada a eficiência da colocação de blindagens eletromagnéticas para prevenir emissões indesejadas.

Comprovou-se através das simulações realizadas que podem existir correntes induzidas tanto em trilhas próximas como em condutores localizados acima de uma PCI, podendo este efeito comprometer o funcionamento de um sistema eletrônico que possua configurações como estas. Porém, de acordo com o que foi constatado no item 5.2.2 (Figura 5.17 e Figura 5.18), existem meios de evitar alguns tipos de interferências.

Combinada com outras técnicas EMC, a análise e projeto de *layouts* de placas de circuito impresso e a colocação de blindagens eletromagnéticas podem ser consideradas importantes ferramentas para se conseguir a desejada compatibilidade eletromagnética entre circuitos, equipamentos e sistemas.

Finalmente, a análise de penetração de campos por aberturas através da verificação de correntes induzidas em condutores no interior de cavidades ressonantes pôde ser realizada com sucesso e sem grandes modificações nos programas utilizados para simular os casos anteriores.

## 5.5 – Referências desta seção

- [1] Clayton R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", John Wiley & Sons, Inc., USA, 1992.

- [2] C. Christopoulos. 1995. Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility. Boca Raton. CRC Press.
- [3] Golberi S. Ferreira, A. Raizer and C. Christopoulos, “Simulation of the Effects of Printed Circuit Board Layout on Current Flow and Emission”, EMC’98 Roma – International Symposium on Electromagnetic Compatibility, September 1998, pp. 390-395.
- [4] Golberi S. Ferreira, A. Raizer e C. Christopoulos, “Efeitos do Layout de Placas de Circuito Impresso nos Níveis de Correntes e Emissões”, VIII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Julho de 1998, pp. 407-410
- [5] Golberi S. Ferreira, A. Raizer e C. Christopoulos, “Simulação dos Efeitos de Crosstalk e Blindagens Eletromagnéticas em Placas de Circuito Impresso Utilizando TLM”, CBMag’98 – Anais do III Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo”, Outubro 1998, pp. 76-79.
- [6] Walter P. Carpes Jr. e Lionel Pichon, “Modelagem do Acoplamento de uma Onda Eletromagnética com um Fio Condutor no Interior de uma Cavidade Metálica”, VIII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Julho de 1998, pp. 339-343.

## Conclusões Gerais

O estudo da compatibilidade eletromagnética (EMC) vem ganhando importância na medida em que equipamentos considerados como “fontes” ou “vítimas” de interferência eletromagnética invadem os ambientes industriais, comerciais e residenciais, aumentando as ocorrências de problemas EMC. Isto vem ocorrendo principalmente devido ao acentuado impulso na produção e no consumo de equipamentos de informática e comunicações que se verifica nos dias de hoje.

A solução de problemas desta natureza requer conhecimentos de técnicas específicas nesta área e pode contar com a valiosa ajuda do modelamento computacional em certas situações. Os problemas selecionados para aplicação dos métodos numéricos estudados neste trabalho referem-se ao domínio da compatibilidade eletromagnética. Problemas como a avaliação do impacto do layout de placas de circuito impresso nos níveis de emissão de ruído eletromagnético, crosstalk entre trilhas de placas de circuito impresso, eficiência de blindagens eletromagnéticas e análise de penetração de campos em aberturas fizeram parte do escopo desta Tese de Doutorado.

O estudo da compatibilidade eletromagnética e de técnicas numéricas aplicáveis a estes casos levaram ao desenvolvimento de programas computacionais, cujos resultados constituem contribuições científicas originais na área de Engenharia Elétrica.

A avaliação do melhor método a ser empregado para modelamento de problemas de compatibilidade eletromagnética passa pelo estudo das características de vários métodos integrais, diferenciais, no domínio tempo ou no domínio frequência.

Naturalmente cada caso apresenta características próprias e pode ser analisado de várias maneiras, utilizando vários métodos diferentes, inclusive métodos híbridos. Porém, o método TLM (Transmission-line Modelling Method), foi o que apresentou maior afinidade com os casos tratados neste trabalho.

O método selecionado originou um conjunto de softwares disponíveis e funcionais, baseados no TLM-TD (Transmission-line Modelling Method – Time Domain) na versão tridimensional com o objetivo de modelar alguns casos de compatibilidade eletromagnética. Contudo, as análises realizadas nestes casos foram feitas no domínio frequência, exigindo o desenvolvimento e a aplicação de um programa auxiliar de transformação tempo-frequência, baseado na DTF (Discrete Fourier Transformation).

Grande parte do que foi obtido como resultado das simulações realizadas foi apresentada na forma de artigos em conferências, simpósios e congressos no Brasil e no exterior, confirmando o interesse da comunidade científica pelo assunto.

Evidentemente, este assunto deve merecer a atenção de projetistas e engenheiros no futuro, devido ao crescente uso de equipamentos que geram ou absorvem interferências. Além disso, o modelamento numérico tem se mostrado uma excelente alternativa para substituição de certas etapas da construção de protótipos, abreviando o trabalho, prevendo problemas e reduzindo os custos do projeto.

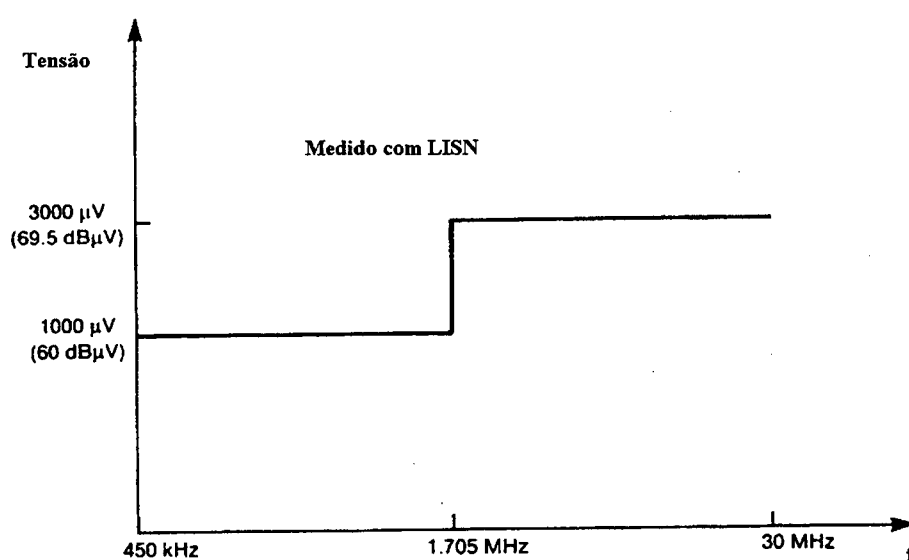
# Anexo 1

Este item irá apresentar, a título de exemplo, alguns limites impostos pelas agências governamentais FCC e CISPR. Os dispositivos selecionados foram os dispositivos digitais, que englobam equipamentos como impressoras, aparelhos de fax e modem, caixa registradoras eletrônicas, calculadoras, computadores, etc... .

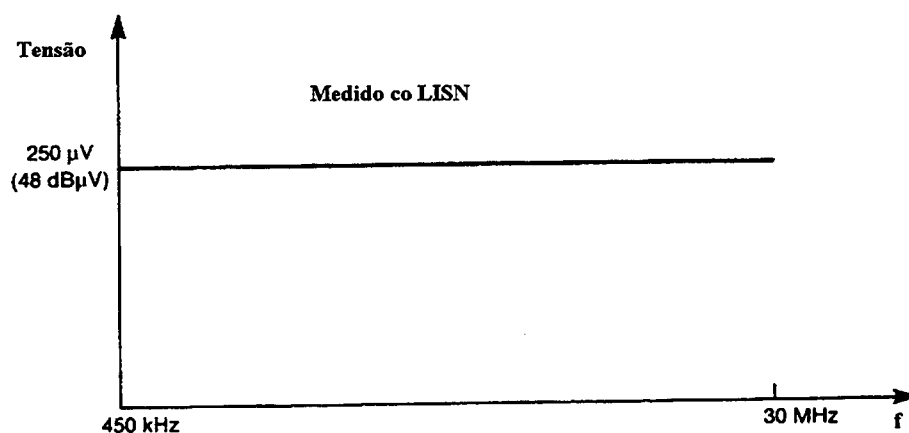
De acordo com a FCC, dispositivo digital é qualquer sistema ou circuito que irradie ruído eletromagnético não-intencionalmente, que gere e use pulsos com frequência acima de 9000 ciclos por segundo e que use técnicas digitais na sua estrutura. As normas utilizadas pelas agências governamentais citadas no capítulo 1, dividem os dispositivos eletromagnéticos digitais em dois grupos: Classe A e Classe B.

Os dispositivos relacionados na Classe A são aqueles cuja utilização ocorre em ambientes comerciais e industriais. Os relacionados na Classe B são aqueles freqüentemente utilizados em ambientes residenciais, não importando se podem ou não ser usados nos ambientes comerciais ou industriais. As exigências quanto ao nível de emissões aplicadas aos equipamentos classe B são maiores do que o aplicado nos classe A. Isto quer dizer que um equipamento utilizado nos ambientes residenciais (Classe B) deve produzir menos interferência do que aqueles usados nos locais de trabalho em geral. O motivo principal é que numa residência dificilmente existe um planejamento prévio quanto à quantidade, tipo, localização, interligação e distanciamento entre os equipamentos, o que deve necessariamente acontecer numa indústria ou ambiente comercial.

Os limites impostos pela FCC possuem diferenciação em relação ao tipo de emissão, frequência do ruído gerado e classe a que pertence o equipamento. As emissões conduzidas têm uma faixa de interferência mais efetiva entre 450 kHz e 30 MHz e os limites impostos são mostrados nas figuras A1.1 (a) e A1.1 (b). Observe-se que as emissões conduzidas são medidas com o auxílio de um dispositivo chamado LISN (Line Impedance Stabilization Network), detalhado no item 1.5.1 e obtém-se como saída valores de tensão relativos à frequência.



(a)

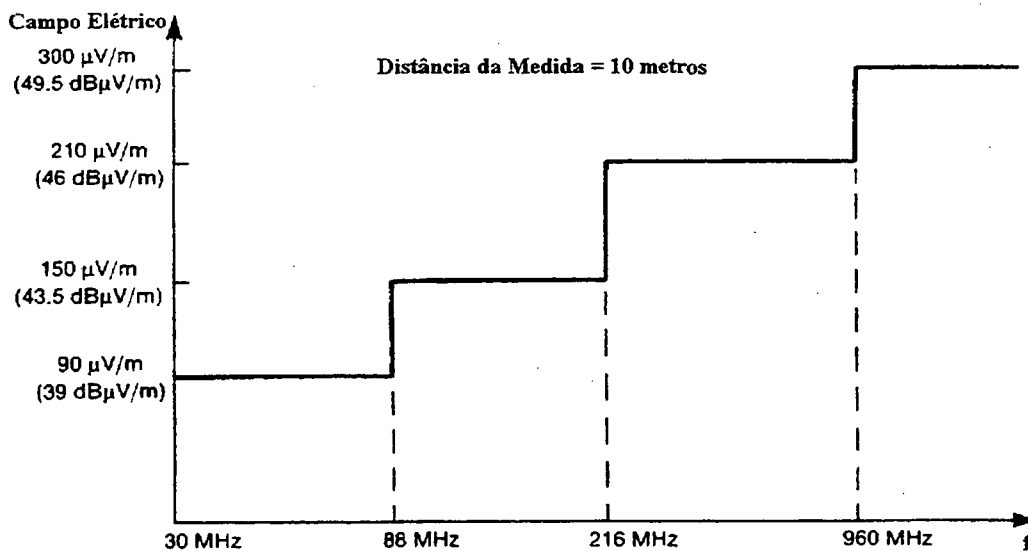


(b)

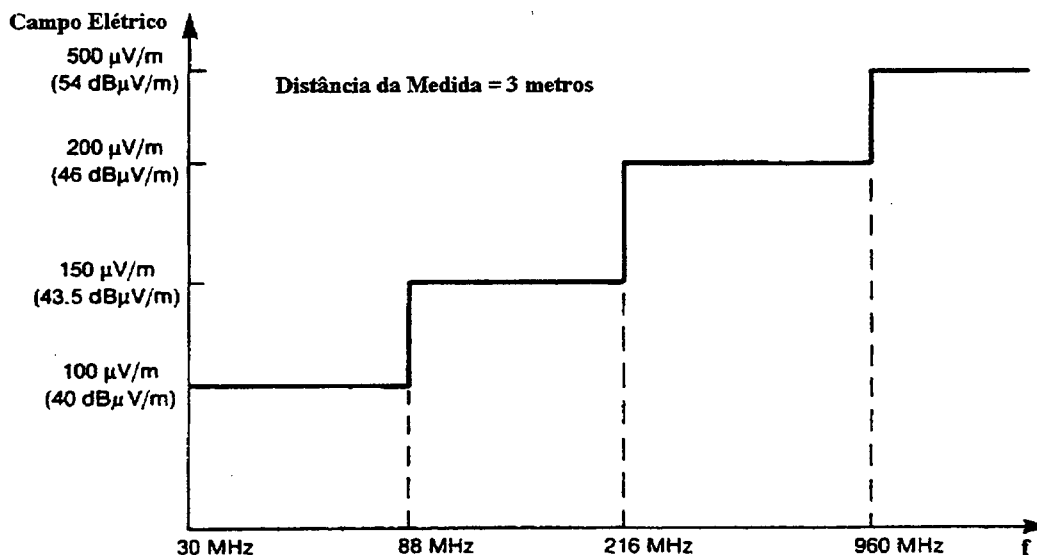
Figura A1.1 – Limites impostos pela FCC para emissões conduzidas pelos equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B.



As emissões irradiadas podem provocar interferências mais prejudiciais ao ambiente eletromagnético, numa faixa acima de 30 MHz. As figuras A1.2 (a) e A1.2 (b) mostram os níveis máximos de irradiação permitidos que são medidos com o auxílio de antenas especiais a 10 (dez) metros para os de classe A e a 3 (três) metros para os classe B. Neste caso será determinado o campo elétrico em relação à frequência.



(a)



(b)

Figura A1.2 – Limites impostos pela FCC para emissões irradiadas pelos equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B.

A figura A1.3 estabelece uma comparação entre os limites para as Classe A e Classe B, considerando a mesma distância de 3 (três) metros para a medição da interferência irradiada. Neste diagrama percebe-se que os equipamentos da classe B são bem mais exigidos em relação ao nível de emissões que eles podem produzir. Em ambos os casos de emissões conduzidas ou irradiadas, o que se pode notar é que existe uma tolerância maior no nível de ruído para valores maiores de frequência.

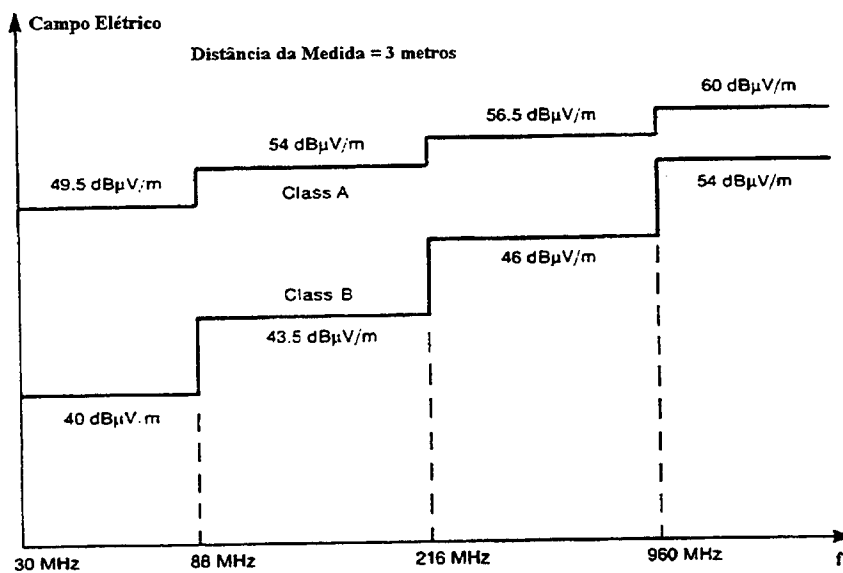
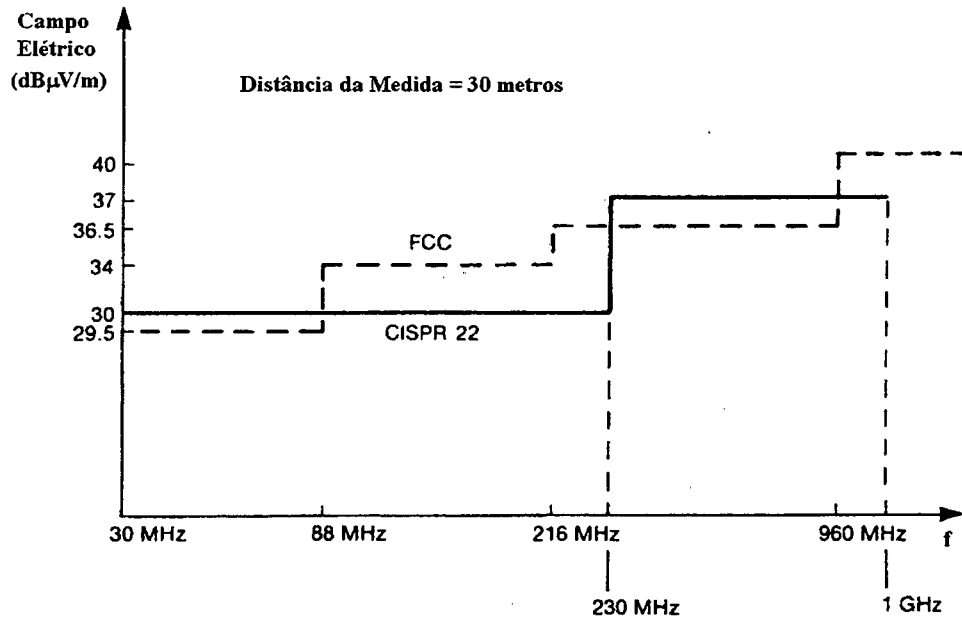


Figura A1.3 – Comparação entre os limites impostos pela FCC para emissões irradiadas pelos equipamentos Classe A e Classe B.

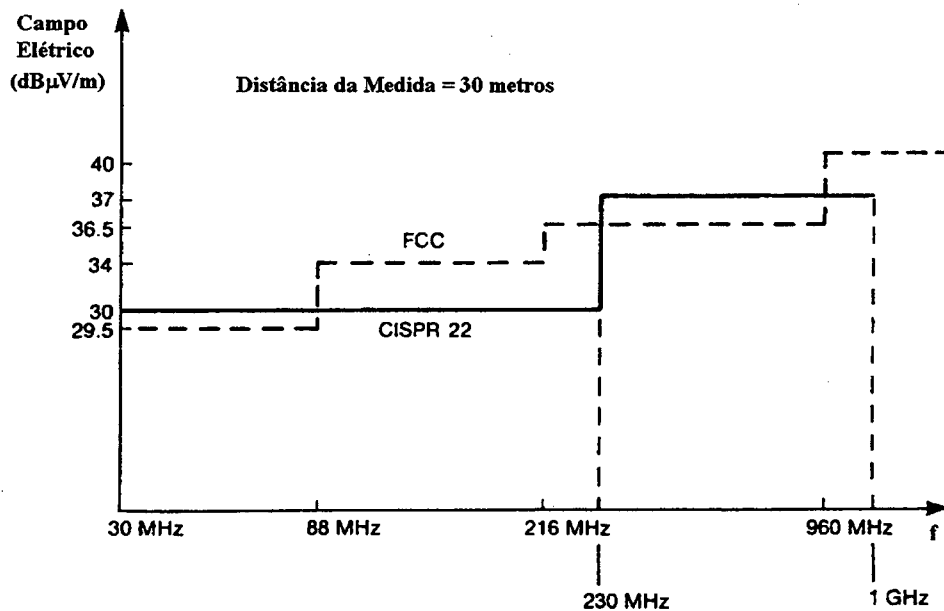
Os limites impostos pela FCC são válidos para o mercado interno dos EUA, todavia, para o mercado comum europeu o CISPR é o órgão que regulamenta e fiscaliza a área de compatibilidade eletromagnética, conforme seção 1.5 do capítulo 1. Seus limites para as interferências e suas regulamentações são parecidas em termos de exigências e possuem a mesma classificação quanto ao uso do equipamento (Classes A e B).

As figuras A1.4 (a) e A1.4 (b) mostram uma comparação entre os limites impostos pela CISPR e pela FCC para emissões irradiadas pelos equipamentos Classes A,

medidas a 30 (trinta) metros e Classe B, para medições feitas a 10 (dez) metros de distância do equipamento.



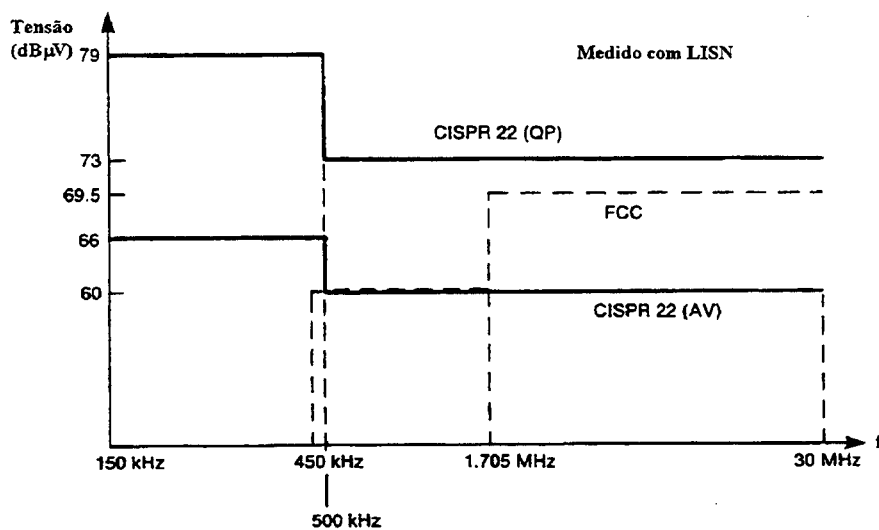
(a)



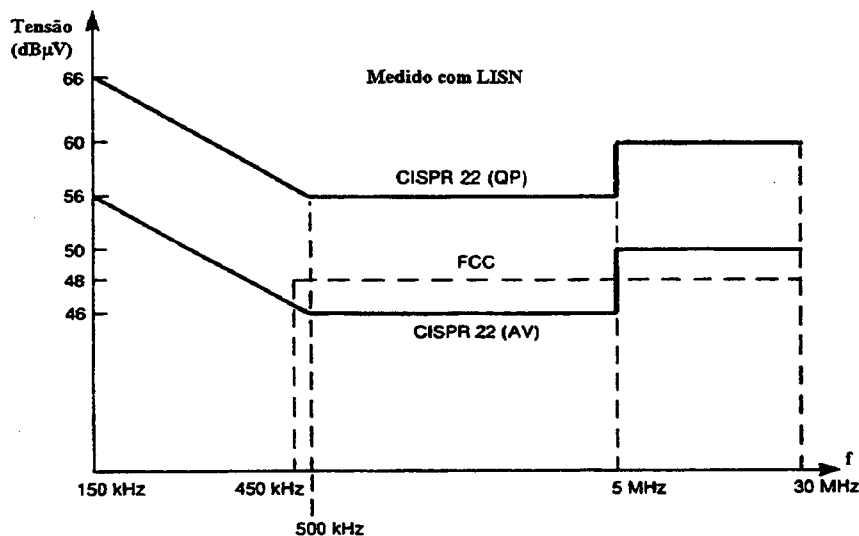
(b)

Figura A1.4 – Comparação entre os limites impostos pela CISPR 22 e pela FCC para emissões irradiadas pelos equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B.

As figuras A1.5 (a) e A1.5 (b) mostram uma comparação entre os limites impostos pela CISPR e pela FCC para emissões conduzidas pelos equipamentos Classes A e B. Para este caso de emissões conduzidas especialmente, as diferenças ocorrem não só nos níveis de ruído, mas também na faixa de frequência considerada como interferente e na forma de medição. As medições de interferência conduzida na FCC são feitas com receptores que usam um *quasi-peak detector* (QP), porém as medições na CISPR são feitas também com receptores que usam *average detectors* (AV).



(a)



(b)

Figura A1.5 – Comparação entre os limites impostos pela CISPR 22 e FCC para emissões conduzidas pelos equipamentos: (a) Classe A; (b) Classe B.

## Anexo 2

Para problemas 3D no domínio da frequência, o Symmetrical Condensed Node (SCN), ou nó condensado simétrico, é a base para a aplicação do princípio de espaços discretizados, onde todo o espaço de interesse é dividido em células cujas características relacionadas a geometria e materiais utilizados são modeladas através de impedâncias.

Este nó é utilizado também para análises tridimensionais no domínio tempo. O relacionamento entre as tensões incidentes e refletidas para cada nó é dado por uma matriz de espalhamento, definida em [14] do capítulo 2.

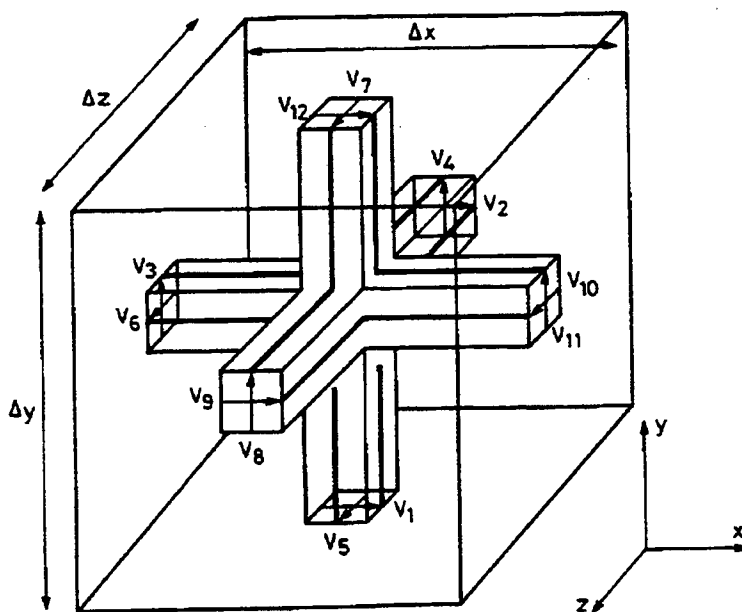


Figura A2.1 – Symmetrical Condensed Node (SCN).

Alguns aspectos precisam ser abordados neste item que diferem a formulação TLM-FD em relação à formulação TLM-TD. Porém, o nó condensado simétrico e a matriz de espalhamento são as mesmas para ambos os casos de análise no domínio frequência ou domínio tempo.

### Cálculo de espalhamento com o TLM-FD

Considerando variações harmônicas no tempo, o método TLM-FD possui a vantagem de exigir apenas uma discretização espacial das equações de Maxwell, ao contrário do TLM-TD que exige também, uma discretização temporal.

Exemplificando: um pulso de tensão incidente  $V_1$  é aplicado na porta 1 do SCN mostrado na figura A2.1, e o objetivo é determinar o como ocorre o espalhamento deste sinal para as outras portas do nó. Associados com a porta 1, estão os campos  $E_x$  e  $H_z$ , devido ao posicionamento convencionado para as portas do nó.

As equações (A2.1) e (A2.2), oriundas das equações de Maxwell, expressas no domínio frequência em coordenadas retangulares  $(x,y,z)$ , mostram como ocorre o acoplamento entre componentes de campo elétrico ( $E_x$ ) e magnético ( $H_z$ ).

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega\epsilon E_x \quad (\text{A2.1})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (\text{A2.2})$$

A componente  $\frac{\partial E_y}{\partial x}$  da expressão (A2.2) pode ser obtidas por:

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = \frac{E_y(x + \Delta_x) - E_y(x)}{\Delta_x} = \frac{-\frac{V_{11}}{\Delta_y} - \left(-\frac{V_3}{\Delta_y}\right)}{\Delta_x} = \frac{-V_{11} + V_3}{\Delta_x \Delta_y} \quad (\text{A2.3})$$

Expressões similares podem ser obtidas para todos os outros termos das equações (A2.1) e (A2.2). Considerando a capacitância na direção “x” ( $C_x = \epsilon \Delta y \Delta z / \Delta x$ ) e a indutância associada com a corrente na direção “z” ( $L_z = \mu \Delta y \Delta x / \Delta z$ ), pode-se obter:

$$I_{12} + I_1 + I_9 + I_2 = j\omega C_x V_x$$

$$V_3 + V_{12} - V_{11} - V_1 = j\omega L_z I_z \quad (\text{A2.4})$$

Estas expressões são idênticas àquelas obtidas para o método TLM-TD, o que justifica o uso da mesma matriz de espalhamento.

### Algoritmos TLM-FD

O princípio do algoritmo TLM-FD é a determinação de equações simultâneas envolvendo tensões incidentes em cada nó.

Para exemplificar, admite-se necessário o cálculo do valor da tensão incidente na porta 12 no centro do nó  $(x, y-1, z)$ . Se a porta 1 no nó  $(x, y, z)$  e a porta 12 no nó  $(x, y-1, z)$  possuírem a mesma impedância característica, pode-se escrever:

$$V_{12(x,y-1,z)}^i = C V_{1(x,y,z)}^r \quad (\text{A2.5})$$

Onde :  $V_{12(x,y-1,z)}^i$  é a tensão incidente na porta 12 do nó em  $(x, y-1, z)$ ;

$V_{1(x,y,z)}^r$  é o valor da tensão refletida pelo nó em  $(x, y, z)$ , propagando-se através da *porta 1*.

$C$  refere-se à atenuação e variação de fase da onda  $V_{1(x,y,z)}^r$  propagando-se numa distância igual a  $\Delta y/2$ , em cada um dos nós  $(x, y, z)$  e  $(x, y-1, z)$ .

Sendo assim:

$$C = \exp \left[ -\gamma_{1(x,y,z)} \frac{\Delta y}{2} - \gamma_{12(x,y-1,z)} \frac{\Delta y}{2} \right] \quad (\text{A2.6})$$

Onde  $\gamma_{1(x,y,z)}$  e  $\gamma_{12(x,y-1,z)}$  são as constantes de propagação nas portas 1 e 12 dos nós  $(x, y, z)$  e  $(x, y-1, z)$ , respectivamente.

A onda refletida  $V_{1(x,y,z)}^r$  depende da tensão incidente no nó  $(x, y, z)$  e de acordo com a matriz de espalhamento:

$$V_{1(x,y,z)}^r = \frac{1}{2} \left[ V_{2(x,y,z)}^i + V_{3(x,y,z)}^i + V_{9(x,y,z)}^i - V_{11(x,y,z)}^i \right] \quad (\text{A2.7})$$

Onde as tensões incidentes em 2, 3, 9 e 11 são calculadas no centro do nó  $(x, y, z)$ . Manipulando as equações (A2.5), (A2.6) e (A2.7) pode-se obter um expressão matricial que relaciona apenas tensões incidentes e se ela for aplicada a todos os nós que compõem o modelo :

$$[A].[V^i]=[V^r] \quad (\text{A2.8})$$



Onde:

$[V]$  é o vetor de todas as tensões incidentes;

$[V^e]$  é um vetor coluna que define a magnitude e a fase da excitação usada no modelo;

$[A]$  é a matriz esparsa contendo  $12.n$  linhas e colunas;

$n$  é o número total de nós ou células do modelo.

Para resolver esta equação matricial podem ser usadas os métodos Jacobiano e Gradientes Conjugados. Ambos os métodos determinam os coeficientes da matriz linha por linha.

A necessidade de memória aproximada para o TLM-FD é  $192.n$  bytes para a utilização de números complexos de precisão simples no método Jacobiano e  $576.n$  bytes para o método dos Gradientes Conjugados. Para o método TLM-TD com números reais de precisão simples o espaço necessário é  $72.n$  bytes. Com isso, é possível observar que o método no domínio tempo (TLM-TD) requer em cada iteração, consideravelmente menos recursos computacionais por passo de tempo, do que a versão no domínio frequência (TLM-FD). Porém, a comparação só é completa se for analisado também o número de iterações em relação ao número de passos de tempo, para os casos de regime permanente. O número de passos de tempo necessários aumenta com o decréscimo da frequência de simulação. No TLM-FD, a convergência é definida por:

- método Jacobiano - se a matriz de iteração tende a zero quando a conta de iterações tende ao infinito ou se todos os autovalores desta matriz são menores do que 1.

- método dos Gradientes Conjugados - a velocidade de convergência depende do número de autovalores independentes da matriz  $[A]$  e o número de iterações geralmente é menor do que o número de incógnitas.

Para o cálculo sobre uma larga faixa de frequências é possível primeiro determinar a solução para uma frequência inicial ( $f_0$ ). Depois, o vetor solução para esta frequência ( $f_0$ ) é usada como estimativa inicial para determinar a solução em outras frequências. A convergência pode ser significativamente acelerada através do uso de condições iniciais “melhoradas” sobre toda a simulação.

### Componentes de campo no TLM-FD

A carga total  $Q$  nas portas 1 e 12, que as ondas se propagando na direção  $y$  e polarizadas na direção  $x$  carregam e a carga total nas portas 2 e 9, que as ondas se propagando na direção  $z$  e polarizadas na direção  $x$  carregam são iguais a:

$$Q = \frac{1}{j\omega} [Y_{yx}(V_1^i + V_{12}^i) + Y_{zx}(V_2^i + V_9^i)] \quad (\text{A2.9})$$

Onde :

$$Y_{yx} = (j\omega C_{dyx} + G_{dyx})\Delta_y \quad (\text{A2.10})$$

$$Y_{zx} = (j\omega C_{dzx} + G_{dzx})\Delta_z \quad (\text{A2.11})$$

A tensão total na direção  $x$  é:

$$V_x = \frac{j\omega Q}{Y_{yx} + Y_{zx}} \quad (\text{A2.12})$$

Considerando as admitâncias características de cada linha igual a admitância do meio, pode-se escrever:

$$V_x = \frac{V_1^i + V_{12}^i + V_2^i + V_9^i}{2} \quad (\text{A2.13})$$

Os campos elétrico e magnético, da mesma forma que no TLM-TD, são:

$$E_x = -\frac{V_1^i + V_{12}^i + V_2^i + V_9^i}{2\Delta_x}$$

$$E_y = -\frac{V_3^i + V_{11}^i + V_4^i + V_8^i}{2\Delta_y}$$

$$E_z = -\frac{V_6^i + V_{10}^i + V_5^i + V_7^i}{2\Delta_z}$$

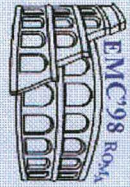
$$H_x = \frac{V_4^i - V_8^i + V_7^i - V_5^i}{2Z_0\Delta_x}$$

$$H_y = \frac{V_9^i - V_2^i + V_6^i - V_{10}^i}{2Z_0\Delta_y}$$

$$H_z = \frac{V_{11}^i - V_3^i + V_1^i - V_{12}^i}{2Z_0\Delta_x} \quad (\text{A2.14})$$

Onde  $Z_0$  é a impedância característica do meio.

## Anexo 3



**EMC'98 ROMA**

*International Symposium on Electromagnetic Compatibility*

September 14 - 18, 1998, Rome, Italy - Faculty of Engineering - University of Rome "La Sapienza"

### *Poster Presentation Best Paper Award*

**"Simulation of the effects of printed circuit board layout on current flow and emission"**

by

**G.S. Ferreira, A. Raizer, C. Christopoulos**

Prof. Marcello S'Amore  
Symposium Chairman

*M. S'Amore*

Prof. Paola Bonanni  
Symposium Vice-Chairman

*P. Bonanni*

Prof. Mauro Sotgiu  
Symposium Secretariat

*M. Sotgiu*

## Biografia do Autor

**Golberi de Salvador Ferreira**, nascido em 08 de Abril de 1966, em Florianópolis – SC, concluiu o curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC em 1989. No ano seguinte ingressou no quadro permanente de professores da Escola Técnica Federal de Santa Catarina, no Curso Técnico de Eletrônica. Defendeu em 1994 a Dissertação de Mestrado como membro do GRUCAD – Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos, da mesma Universidade, cujo tema principal foi a análise numérica de guias de onda com o Método de Elementos Finitos. No ano de 1996 iniciou os estudos na área de Compatibilidade Eletromagnética visando o trabalho de doutoramento. Em 1997 realizou estágio de 12 meses na Universidade de Nottingham – UK, para aprofundar conhecimentos sobre o método TLM (Transmission-line Modeling Method). Em 1998 recebeu o prêmio de melhor artigo apresentado, no EMC'98 Roma (International Symposium on Electromagnetic Compatibility). No ano de 1999, defendeu a Tese de doutorado pelo GRUCAD-UFSC, cujo tema principal é a análise de problemas de compatibilidade eletromagnética utilizando o método TLM.