

Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP
Departamento de Engenharia Eletrônica

ISSN 1413-2206

BT/PEE/9906

**Estudo da Aplicação do Método
TLM-2D à Análise de Campos
Eletromagnéticos**

Marcio Antonio Mathias

Jorge M. Janiszewski

São Paulo – 1999

O presente trabalho é um resumo da dissertação de mestrado apresentada por Marcio Antonio Mathias, sob orientação do Prof. Dr. Jorge M. Janiszewski: "Estudo da Aplicação do Método TLM-2D à Análise de Campos Eletromagnéticos", defendida em 19/02/98, na Escola Politécnica.

A íntegra da dissertação encontra-se à disposição com o autor e na Biblioteca de Engenharia de Eletricidade da Escola Politécnica/USP.

FICHA CATALOGRÁFICA

Mathias, Marcio Antonio

Estudo da aplicação do método TLM-2D à análise de campos eletromagnéticos / M.A. Mathias, J.M. Janiszewski. -- São Paulo : EPUSP, 1999.

22 p. -- (Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP, Departamento de Engenharia Eletrônica, BT/PEE/9906)

1. Campos em meios condutores 2. Diferenças finitas no domínio do tempo 3. Simulação (Computadores) I. Janiszewski, Jorge Mieczyslaw II. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Eletrônica III. Título IV. Série

ISSN 1413-2206

CDD 537.6226

515.62

003.3

ESTUDO DA APLICAÇÃO DO MÉTODO TLM-2D À ANÁLISE DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS

Marcio Antonio Mathias e Jorge M. Janiszewski
Laboratório de Comunicações e Sinais (LCS), PEE, EPUSP
Caixa Postal 61458 - CEP 05424-970 - São Paulo - S.P. - Brasil

Resumo

Para o projeto de estruturas guiadas é importante conhecer o comportamento dos campos eletromagnéticos em seu interior. Isto pode ser feito de forma eficiente utilizando-se o método TLM - "Transmission Line Matrix Method".

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento da aplicação e análise do método TLM em sua versão bidimensional. A influência dos seus parâmetros (passo de discretização, número de iterações, tipo de excitação, aspecto da malha, etc) é também analisado em alguns exemplos.

Com o procedimento computacional desenvolvido pode-se obter, para diversas estruturas, as frequências de corte de diferentes modos, além de mapas de configuração de campos. Problemas com solução conhecida (analítica ou numérica) foram estudados, validando o procedimento.

A aplicação do TLM no estudo de "finlines" permitiu a obtenção de informações úteis para o projeto e utilização das mesmas.

Abstract

For the design of guided structures it is important to have the knowledge about the behaviour of the electromagnetic fields in their interior. This can be done in a efficient way employing the TLM (Transmission Line Matrix) method.

In this work the development of a bidimensional TLM application and the analysis of its performance are presented. The influence of its parameters (discretization step, number of iterations, kind of excitation, mesh aspect, etc.) is also analysed in some examples.

With the developed computational procedure the cutoff frequency for several modes and their field configurations can be obtained, considering different structures. Problems with known solutions (analytical or numerical) were studied, validating the procedure.

Simulation of finlines with the method allowed to gather useful information for the design and application of these structures.

1. INTRODUÇÃO

A necessidade de se obter soluções para problemas que envolvem a análise e o cálculo de campos eletromagnéticos em aplicações práticas conduziu nos últimos anos a um rápido desenvolvimento de técnicas numéricas. Essas técnicas constituem uma aproximação da solução das equações fundamentais de Maxwell, sob as condições de contorno impostas pelo problema.

O TLM, "TRANSMISSION LINE MATRIX METHOD", é um método diferencial que opera no domínio do tempo e tem experimentado um grande desenvolvimento em sua aplicação a vários problemas de engenharia, não só no campo do eletromagnetismo, onde foi originariamente desenvolvido, como em áreas diversas nas quais as equações que governam os fenômenos físicos sejam isomórficas com as equação da difusão ou com as equações de onda.

O uso de redes de circuitos elétricos para o estudo de campos eletromagnéticos remonta a meados da década de quarenta. Estes trabalhos pioneiros, associados ao conceito da natureza ondulatória da luz, proposto pelo físico holandês Christian Huygens no final século XVII, serviram de subsídio para que o pesquisador PETER B. JOHNS lançasse no início do anos setenta as bases teóricas de um novo e poderoso método numérico [1], que hoje é denominado de TLM.

JOHNS construiu um modelo de linhas de transmissão hipotéticas, interconectadas entre si, gerando uma malha disposta segundo um plano cartesiano, com impulsos de energia se propagando por estas linhas de transmissão.

Na figura 1.1 é visualizado o modelo de linhas de transmissão proposto por JOHNS para o princípio estabelecido por Huygens. As fontes puntiformes produzem ondas esféricas secundárias, delineando assim a posição da frente de onda. Esta propagação ocorre num processo contínuo e a representação das frentes nos instantes t_0 , t_1 e t_2 tem a finalidade apenas de se estabelecer uma comparação com o modelo de linhas de transmissão.

No modelo de linhas, a energia é espalhada isotropicamente por toda a malha, da mesma forma que ocorre na representação gráfica da onda propagando-se no meio.

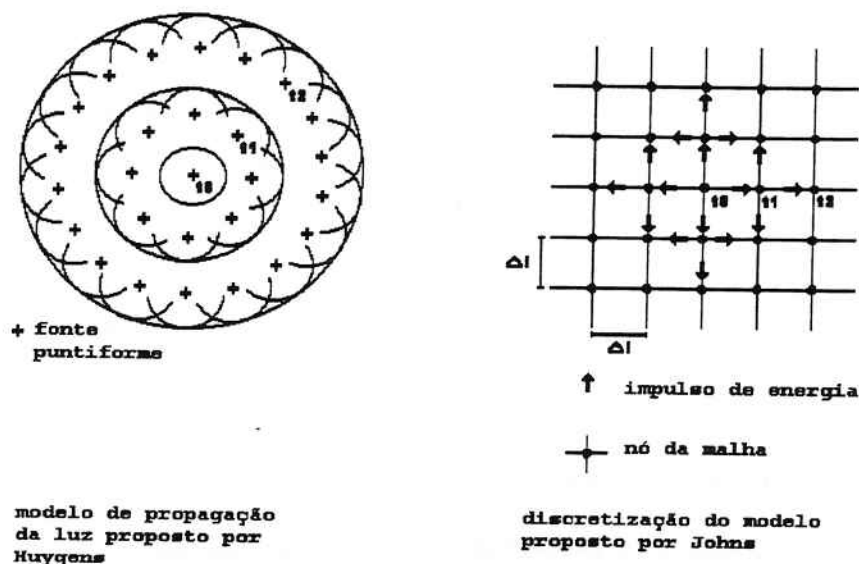


Figura 1.1 - Princípio de Huygens e o modelo de linhas de transmissão de JOHNS.

A malha representa o meio físico em duas de suas dimensões e os impulsos representam as fontes secundárias formadoras da onda que se desloca neste meio.

Neste modelo o tempo e o espaço são discretizados em intervalos infinitesimais, definindo incrementos Δt e Δl , respectivamente.

A velocidade de propagação dos impulsos ao longo dos ramos da malha, v_{LT} , relaciona essas duas variáveis:

$$v_{LT} = \frac{\Delta l}{\Delta t} \quad (1.1)$$

A cada intervalo de tempo discretizado Δt , os impulsos viajam de um nó até os nós adjacentes, através dos ramos que conectam estes nós. Quando um impulso atinge um nó é dito *impulso incidente* e parte de sua energia é transmitida para os outros ramos deste nó, propagando-se pela malha como *impulsos transmitidos*. Uma parte restante da energia é refletida de volta para o ramo que a originou, formando um impulso denominado *impulso refletido*. Os impulsos transmitidos e o refletido pelos nós tornam-se os novos impulsos incidentes nos nós vizinhos estabelecendo, então, o processo de espalhamento da energia pela malha.

O processo de propagação da energia na malha TLM se dá pela propagação dos impulsos de um nó aos nós vizinhos. Este mecanismo é formado pelo processo de espalhamento da energia em um nó, seguido do processo de conexão desta energia com os ramos dos outros nós.

O processo de espalhamento da energia no nó TLM é descrito matematicamente pela matriz de espalhamento $[S]$, que relaciona a matriz das tensões incidentes $[V]^i$ com a matriz das tensões refletidas $[V]^r$.

$$[V]^r = [S] \cdot [V]^i \quad (1.2)$$

Os impulsos espalhados no nó tornam-se, no intervalo discretizado de tempo seguinte, Δt , novos impulsos incidentes nos ramos dos nós vizinhos. Para uma visualização do processo os ramos de cada nó são numerados de 1 a 4, como mostrado na figura 1.2.

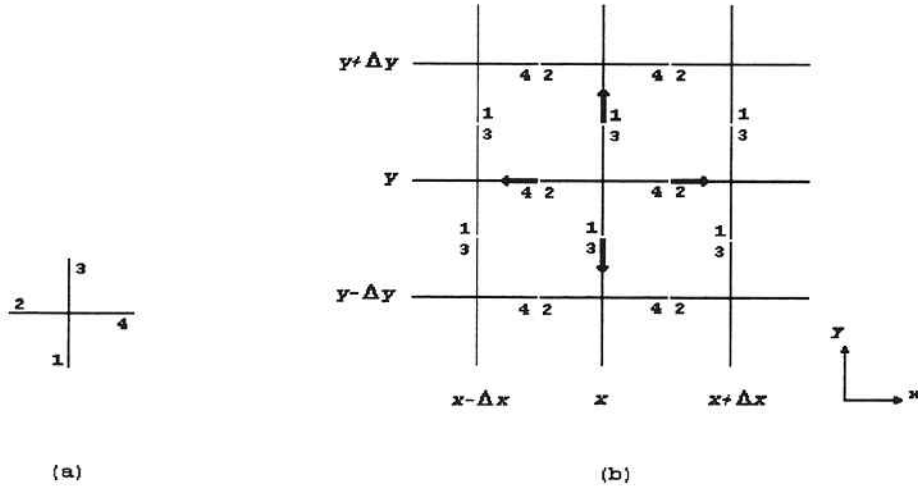


Figura 1.2 - (a) numeração dos ramos do nó (b) processo de conexão dos impulsos entre os ramos.

O mecanismo de conexão dos impulsos pode ser descrito pelas equações:

$$V_3^i(x, y - \Delta y)_{t+\Delta t} = V_1^r(x, y)_t \quad (1.3a)$$

$$V_4^i(x - \Delta x, y)_{t+\Delta t} = V_2^r(x, y)_t \quad (1.3b)$$

$$V_1^i(x, y + \Delta y)_{t+\Delta t} = V_3^r(x, y)_t \quad (1.3c)$$

$$V_2^i(x + \Delta x, y)_{t+\Delta t} = V_4^r(x, y)_t \quad (1.3d)$$

onde x e y presentes nos parênteses são as coordenadas cartesianas do nó, o subscrito representa o ramo do nó e o superescrito indica se o pulso é refletido ou incidente. Se as impedâncias nos ramos são idênticas, não existem reflexões espúrias na passagem de um impulso de um ramo a outro.

2. TOPOLOGIA DE MALHA

Como o modelo de linhas de transmissão é uma versão discretizada do fenômeno de propagação de onda (tanto Δt quanto Δl são finitos), é necessário um estudo de suas propriedades para verificação das condições de validade desta representação.

Para esta tarefa é necessário o estabelecimento da equivalência entre as equações de Maxwell que governam a propagação das ondas e sua interação com meio físico e as equações de circuitos elétricos, que descrevem as relações entre correntes e tensões no modelo de linhas de transmissão.

Nesta modelagem bidimensional a seguir, é possível abordar os problemas de propagação em duas formas de polarização:

- polarização TE (transverso-elétrica), com uma componente de campo magnético na direção de propagação, normal ao plano onde se encontram as duas componentes de campo elétrico;
- polarização TM (transverso-magnética), com uma componente de campo elétrico na direção de propagação, normal ao plano onde se encontram as duas componentes de campo magnético.

Para cada uma das polarizações foi desenvolvida uma topologia diferente para a montagem da malha, a fim de se manter a analogia:

campo elétrico $\Leftrightarrow$ modelado por tensão

campo magnético $\Leftrightarrow$ modelado por corrente

2.1 POLARIZAÇÃO TM - NÓ EM DERIVAÇÃO ("SHUNT")

Admitindo que $\frac{\partial}{\partial z} = 0$, as equações de Maxwell para a polarização TM em relação ao plano "xy", no sistema cartesiano, assumem a forma:

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (2.1a)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (2.1b)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (2.1c)$$

onde μ e ε são, respectivamente, a permeabilidade magnética e permissividade elétrica do meio.

Para este tipo de polarização é utilizado o modelo de malha constituída por linhas de transmissão sem perdas que se interceptam ortogonalmente, formando nós em derivação ou nós "shunt" [1].

O elemento básico deste tipo de malha é representado na figura 2.1 .

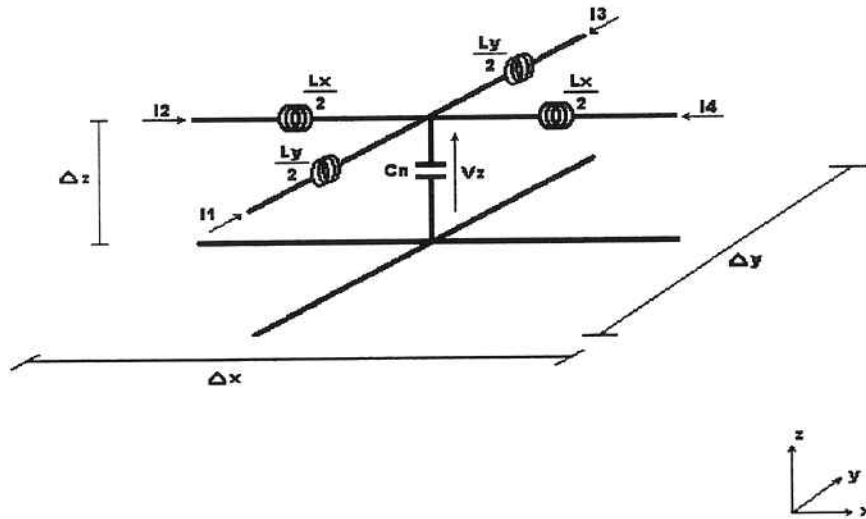


Figura 2.1 - Elemento básico da malha TLM - NÓ SHUNT.

No modelo, L_x , C_x , L_y e C_y são, respectivamente, as indutâncias e capacitâncias das linhas nas direções x e y . A capacitância C_n é o resultado da contribuição das capacitâncias das duas linhas que se interceptam no nó ($C_n = C_x + C_y$). O elemento básico do nó shunt possui quatro ramos ou portas, numeradas de 1 a 4, por onde se interliga com os nós vizinhos para a formação da malha.

Δx e Δy são as dimensões dos ramos nas direções x e y , supostas muito menores que os comprimentos de ondas dos sinais a serem estudados. Δz é um comprimento arbitrário, na direção z , introduzido para preservar a dimensionalidade do equacionamento.

Da solução do circuito equivalente ao nó shunt e das equações (2.1a-c), são estabelecidas as relações de modelagem para o cálculo dos campos eletromagnéticos, segundo a polarização TM:

$$E_z = -\frac{V_z}{\Delta z} = -\frac{Z_{LTx}(V_1^i + V_3^i) + Z_{LTy}(V_2^i + V_4^i)}{(Z_{LTx} + Z_{LTy}) \cdot \Delta z} \quad (2.2a)$$

$$H_y = \frac{I_x}{\Delta y} = \frac{V_2^i - V_4^i}{Z_{LTx} \cdot \Delta y} \quad (2.2b)$$

$$H_x = -\frac{I_y}{\Delta x} = \frac{V_3^i - V_1^i}{Z_{LTy} \cdot \Delta x} \quad (2.2c)$$

2.2 POLARIZAÇÃO TE - NÓ SÉRIE

Se $\frac{\partial}{\partial z} = 0$, as equações de Maxwell, para a polarização TE, assumem, no sistema cartesiano, a forma:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = \epsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} \quad (2.3a)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = -\varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} \quad (2.3b)$$

$$-\frac{\partial E_x}{\partial y} + \frac{\partial E_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (2.3c)$$

Para este tipo de polarização a interligação dos elementos das linhas de transmissão é feita em série, sendo definido o *nó série*.

O elemento básico deste tipo de malha é representado na figura 2.2 .

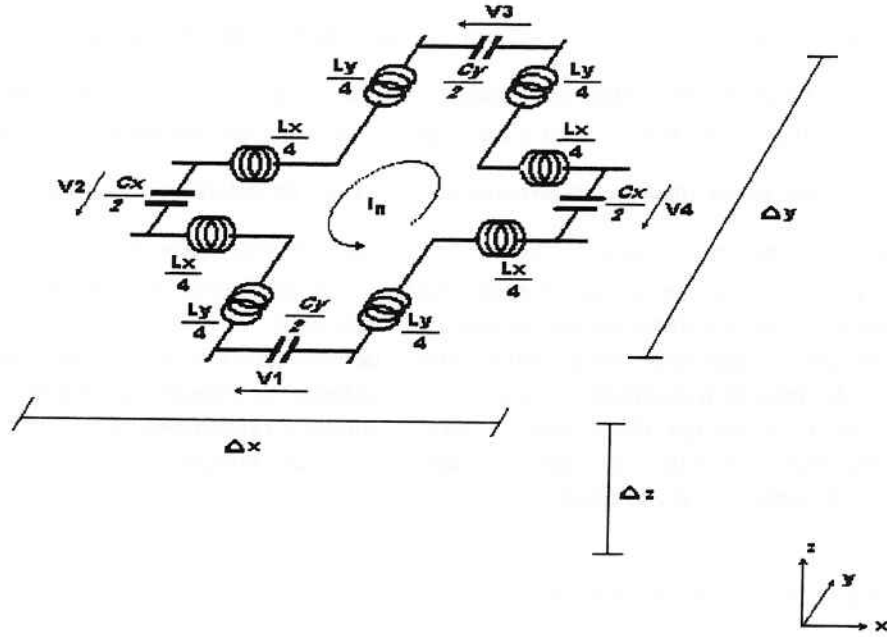


Figura 2.2 - Elemento básico malha TLM - NÓ SÉRIE.

Similarmente ao modelo shunt, da solução do circuito equivalente ao nó série podem ser extraídas as equivalências entre as equações de circuito e as equações de campo. São estabelecidas as relações de modelagem para o cálculo dos campos eletromagnéticos, segundo a polarização TE:

$$H_z = \frac{I_n}{\Delta z} = \frac{-V_1^i + V_3^i + V_2^i - V_4^i}{(Z_{Lrx} + Z_{Lry}) \cdot \Delta z} \quad (2.4a)$$

$$E_x = \frac{V_x}{\Delta x} = \frac{V_1^i + V_3^i}{\Delta x} \quad (2.4b)$$

$$E_y = \frac{V_y}{\Delta y} = \frac{V_2^i + V_4^i}{\Delta y} \quad (2.4c)$$

V_x e V_y são as médias das tensões segundo x e y relativas aos ramos 2 e 4, 1 e 3, respectivamente.

3. REPRESENTAÇÃO DE MEIOS

O método TLM, da forma como foi proposto inicialmente, [1] e [2], não estava apto a servir como ferramenta na modelagem de problemas contendo meios não homogêneos e meios com perdas.

Alterações foram implementadas em [3], com a introdução de elementos reativos e dissipativos na topologia dos nós. Utilizando-se de tocos (ou “stubs”) conectados ao nó, é possível modificar a impedância ligada no mesmo, fazendo com que se possa representar a impedância dos meios a serem modelados. Ao longo da malha, podem agora ser inseridos tocos, representando diferentes valores de permissividade elétrica ou diferentes valores de permeabilidade magnética, permitindo a modelagem de problemas não homogêneos.

Para modelos TLM baseados no nó shunt, o toco introduzido é um segmento de linha de transmissão de comprimento $l \ll \frac{\lambda}{4}$, terminado em aberto, afim de modelar o aumento da

permissividade elétrica do meio, através da adição de uma capacitância C_s ao nó. Similarmente, em modelos baseados no nó série o toco é um segmento de linha de transmissão de comprimento

$l \ll \frac{\lambda}{4}$, com sua extremidade curto-circuitada [4]. O valor da indutância no nó, necessário para

modelar o aumento da permeabilidade magnética, é conseguido pela adição de uma indutância L_s ao mesmo. Problemas contendo não homogeneidades são facilmente modelados, porém esta representação é válida para materiais isotrópicos, não dispersivos.

Perdas dielétricas são modeladas, no nó shunt, através da introdução de um *toco de perdas*, que é um segmento de linha de transmissão de comprimento infinito. A impedância característica deste toco é escolhida de forma que não existam reflexões. Impulsos provenientes do nó atingindo este toco de comprimento infinito, não sendo refletidos, extraem energia durante o processo de espalhamento, modelando o efeito dissipativo.

3.1 REPRESENTAÇÃO DE INTERFACES E FRONTEIRAS

A malha TLM deve ser uma representação fiel do problema físico. As fronteiras e interfaces no modelo discretizado tem que, na medida do possível, reproduzir para os impulsos as mesmas condições de contorno que o problema físico impõe para as ondas eletromagnéticas. Muitas vezes as fronteiras são meros artifícios computacionais e são introduzidas no modelo para tirar proveito da simetria dos campos ou da geometria do problema ou, ainda, por serem finitos os recursos computacionais de qualquer máquina.

As fronteiras são implementadas com o uso de impedâncias de terminação Z_t , conectadas nas extremidades dos ramos, nos nós posicionados no limite da malha (fig. 3.1).

A modelagem de fronteiras é realizada, em geral, por meio de coeficientes de reflexão calculados utilizando-se a impedância de terminação Z_t e a impedância da linha de transmissão Z_{LT} , na expressão:

$$\Gamma = \frac{Z_t - Z_{LT}}{Z_t + Z_{LT}} \quad (3.1)$$

Paredes elétricas e magnéticas ideais são, então, modeladas por seus coeficientes de reflexão $\Gamma_e = -1$ e $\Gamma_m = +1$, respectivamente.

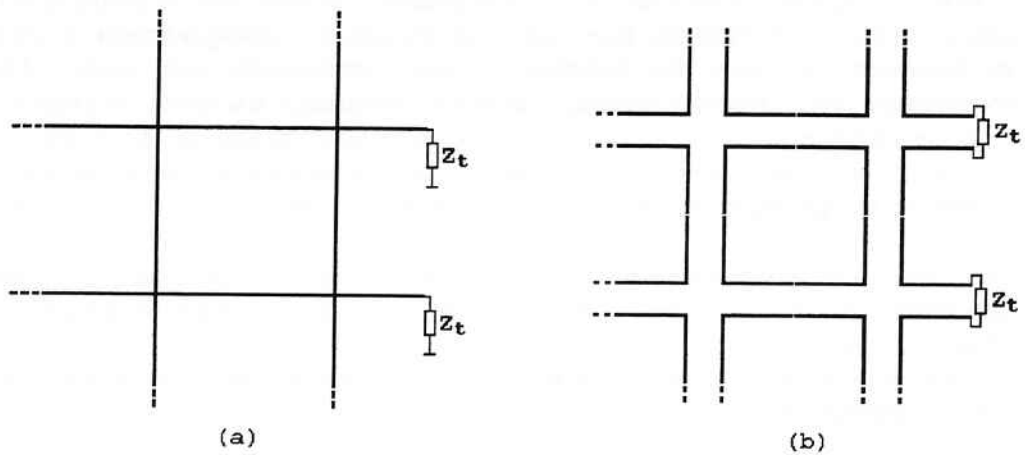


Figura 3.1 - Representação de fronteiras nos nós (a) shunt e (b) série, através da introdução da impedância de terminação Z_t .

Uma fronteira é posicionada na malha a uma distância do nó tal que é gasto o tempo Δt entre o instante em que se origina o impulso que incidirá na fronteira e o instante em que o impulso refletido desta fronteira atinge o nó que originou o impulso incidente. Isto mantém o sincronismo dos impulsos na malha, durante o processo de espalhamento e conexão.

4. IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL

O método TLM possui algumas variantes em função do aspecto geométrico da malha. Dentre as principais variantes, destacam-se a malha quadrada regular, a malha irregular [5] e a malha retangular [6]. Estas variantes podem ser reconhecidas por suas matrizes de espalhamento.

No caso de malha quadrada regular a discretização espacial é feita de forma idêntica nas direções x e y, enquanto que no caso de malha irregular os elementos de discretização espacial podem assumir dimensões diferentes nas direções x e y.

Para a malha retangular, a discretização espacial leva em conta também as propriedades físicas do material para a escolha das dimensões dos elementos nas direções x e y.

As variantes têm diferentes matrizes de espalhamento. Assim, por exemplo, para a malha retangular, nó série, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}_t^r = \frac{1}{Z_{LTx} + Z_{LTy}} \begin{bmatrix} Z_{LTx} & Z_{LTy} & Z_{LTy} & -Z_{LTy} \\ Z_{LTx} & Z_{LTy} & -Z_{LTx} & Z_{LTx} \\ Z_{LTy} & -Z_{LTy} & Z_{LTx} & Z_{LTy} \\ -Z_{LTx} & Z_{LTx} & Z_{LTx} & Z_{LTy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}_t^i \quad (4.1)$$

onde Z_{LTx} e Z_{LTy} são, respectivamente, as impedâncias das linhas de transmissão nas direções x e y.

4.1 PROPRIEDADES DE PROPAGAÇÃO DA MALHA TLM

A discretização espacial introduz na modelagem o efeito indesejável de dispersão na propagação sobre a malha.

O efeito de dispersão é o de estabelecer uma dependência da velocidade de propagação das ondas com a frequência. Este fenômeno ocorre em meios dispersivos e, indesejavelmente, aparece também na modelagem de meios não dispersivos, quando representados pela malha TLM. Como consequência desta “dispersão numérica”, erros são introduzidos nos resultados obtidos. Para que se possa conhecer a magnitude destes erros de maneira a implementar correções, ou mesmo, estabelecer limitações na aplicação do método de forma a manter sob controle este efeito, deve-se quantificar a dependência em frequência da constante de propagação na malha TLM [9], [11], [12].

Na busca de uma expressão geral do efeito de dispersão na malha, para campos bidimensionais, com todos tipos de malha aqui apresentadas, foi realizado um estudo do modelo com malha irregular, nó shunt.

A propagação na malha bidimensional pode ser descrita por um vetor de propagação definido no sistema cartesiano por:

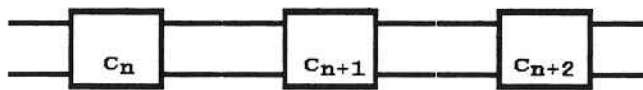
$$\vec{\beta}_{TLM} = \beta_{nx} \hat{x} + \beta_{ny} \hat{y} \quad (4.2)$$

onde β_{nx} e β_{ny} são as componentes do vetor de propagação nas direções x e y , respectivamente.

Supondo que uma onda se propague sobre a malha TLM apenas na direção do eixo x ($\beta_{ny} = 0$), a malha pode ser vista como uma estrutura periódica, sendo cada nó uma célula desta estrutura. Admitindo que não existam perdas, tem-se uma propagação sobre uma linha de transmissão periodicamente carregada, [13] como mostrado na figura 4.1.



(a)



(b)

Figura 4.1 - (a) Onda propagando-se na direção ‘x’, numa linha de transmissão carregada periodicamente pelas linhas da direção ‘y’ e pelo toco de modelagem de meios. (b) Modelo equivalente da linha carregada: células conectadas em cascata.

A relação entre estas tensões e correntes pode ser expressa pelo produto das matrizes $ABCD$, de cada seção individual.

Obtêm-se, então,

$$\frac{\beta_{LTx}}{\beta_{nx}} = \frac{\pi \cdot \frac{\Delta x}{\lambda_{LTx}}}{\arcsen \left(\sqrt{\frac{2 Y_{LTx} + 2 Y_{LTy} + Y_s}{2 Y_{LTx}}} \cdot \sen \left(\pi \cdot \frac{\Delta x}{\lambda_{LTx}} \right) \right)} \quad (4.3)$$

que é a expressão que relaciona a constante de propagação β_{LTx} do meio (linhas) com a constante de propagação da malha, na direção de propagação 'x', sendo $\lambda_{LTx} = \frac{2\pi}{\beta_{LTx}}$ e

Y_s a admitância do toco que modela o meio. A propagação na direção 'y' pode ser descrita de maneira análoga.

Considerando a propagação em x, para uma dada malha com $\Delta y = \Delta l$ e $\Delta x = \frac{\Delta y}{\alpha}$, obtém-se as curvas para a dispersão (fig. 4.2), em que $\lambda_0 = \lambda_{LTy}$ e $\beta_0 = \beta_{LTy}$.

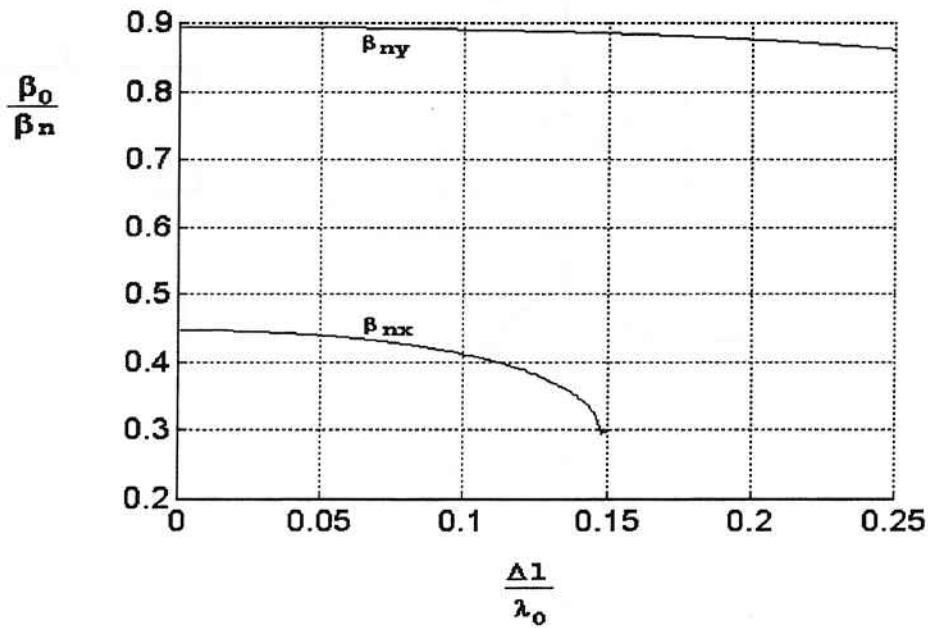


Figura 4.2 Curvas de dispersão para malha retangular de aspecto $\frac{\Delta x}{\Delta y} = 2$.

4.2 FLUXOGRAMA DE IMPLEMENTAÇÃO

O fluxograma a seguir representa, de forma simplificada, a resolução de problema por meio do procedimento desenvolvido.

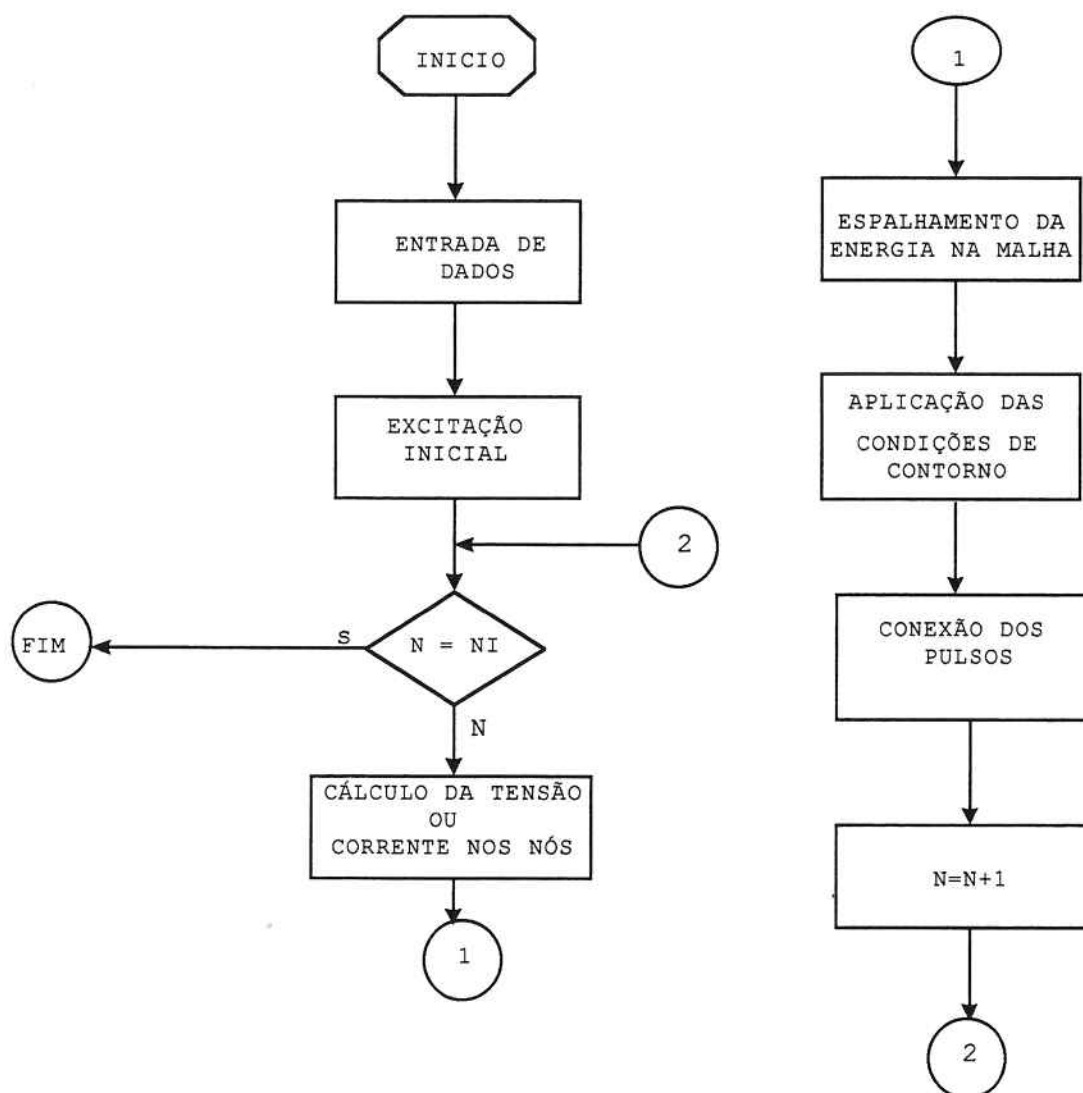


Figura 4.3 - Fluxograma de implementação do método TLM.

5. APLICAÇÃO DO MÉTODO TLM

Sendo o TLM uma simulação do fenômeno de propagação no domínio do tempo, como resultado obtém-se o valor do campo a cada passo de tempo, em cada ponto da estrutura.

A partir destes valores pode-se fazer:

- visualização da propagação do campo ao longo da estrutura;
- transposição dos resultados para o domínio da frequência.

Para obter informações da série no domínio da frequência é feito o uso da transformada discreta de Fourier (DFT). A DFT faz o mapeamento de seqüências de N pontos, em tempo discreto, para uma seqüência de valores de N pontos no domínio da frequência.

5.1 VALIDAÇÃO DO MÉTODO

Como exemplo de validação do método, são apresentadas as análises de guias de onda retangulares vazios e carregados com dielétrico.

CASO 1: guia retangular totalmente vazio.

A figura 5.1 mostra o sistema analisado.

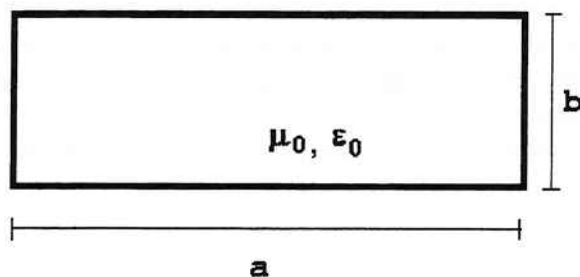


Figura 5.1 - Guia de ondas retangular vazio.

A solução analítica aponta os possíveis modos TM_{mn} e TE_{mn} , que podem se propagar no interior do guia de ondas. Se $a = 30 \text{ mm}$ e $b = 10 \text{ mm}$, para a modelagem dos modos TM_{mn} foi escolhida uma malha contendo 21×7 nós, onde cada elemento possui $\Delta l = 1,428571 \text{ mm}$ (figura 5.2). A figura mostra a visualização de discretização adotada, estando indicados tocos (traços curtos nas interseções) que estão associados à admitância Y_s (no caso presente, $Y_s = 0$) usados na representação de meios com $\epsilon \neq \epsilon_0$. Também podem ser vistas as fronteiras (paredes elétricas, no caso) situadas a $\frac{\Delta l}{2}$ dos limites, para estar de acordo com o sincronismo requerido para os pulsos. O ponto de excitação é indicado por um pequeno círculo, em torno do nó escolhido.

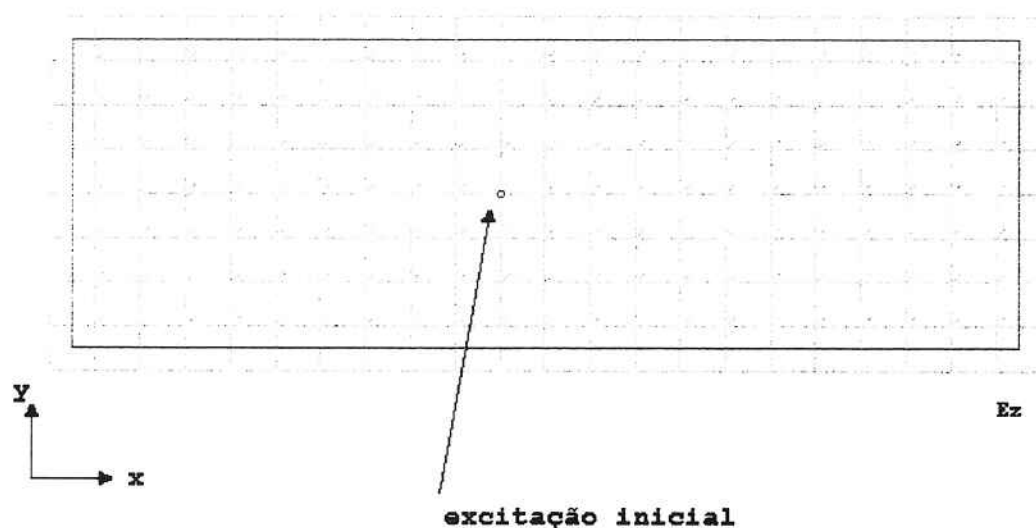


Figura 5.2 - Representação do guia de onda retangular pela malha TLM (polarização TM).

Uma excitação inicial impulsiva foi aplicada num ponto central do guia (coordenadas $x=10$, $y=4$), sendo a origem do sistema de coordenadas o ponto no canto inferior esquerdo. Foi calculada a componente longitudinal do campo elétrico e, para isso, foram realizadas 3000 iterações sendo cerca de 4 s o tempo despendido na simulação. O arquivo de dados ocupou um volume de 2.882.156 bytes no disco rígido.

No domínio da frequência os modos propagantes aparecem na forma de picos espectrais, variando de amplitude segundo a posição do ponto estudado na estrutura. A visualização destes picos espectrais é feita em um ponto da malha, como se fosse empregada uma sonda de medida de campo, disponível num laboratório de microondas.

A figura 5.3 mostra os picos relativos ao campo elétrico longitudinal, para o ponto de coordenadas (11,4), na faixa de 100 MHz a 30.5 GHz.

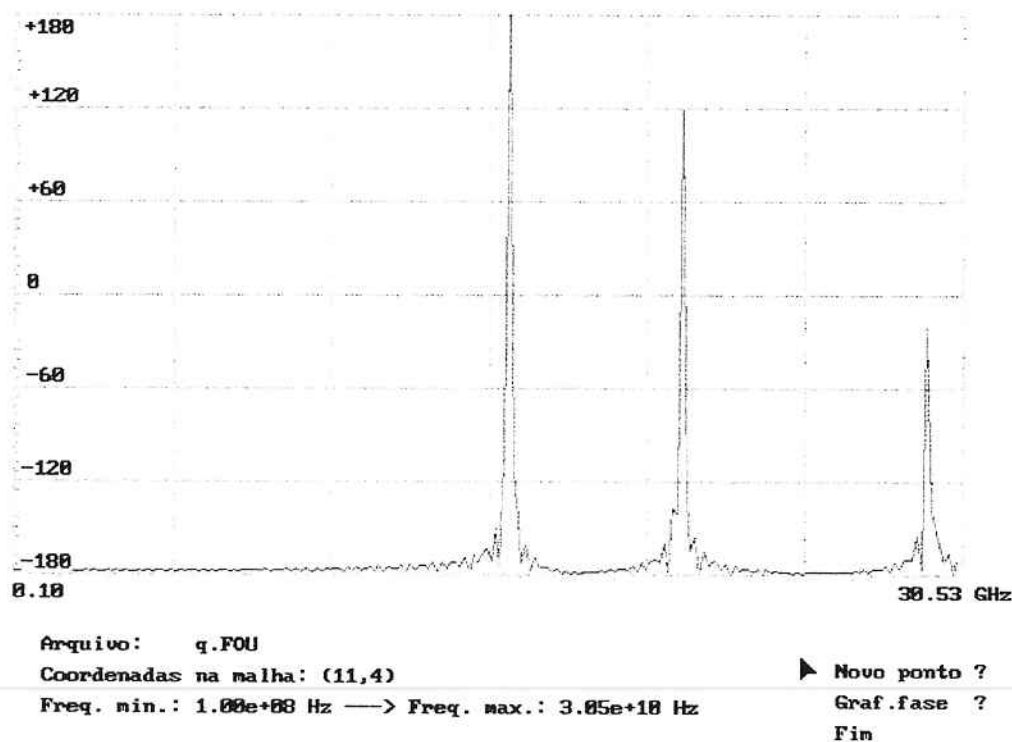


Figura 5.3 - Modos TM11, TM31 e TM51.

O gráfico mostrado foi obtido com o programa “IDFTBIN” desenvolvido no trabalho. Esta figura é a tela apresentada pelo programa, o eixo das abscissas representando a varredura em frequência (100 MHz-30.5 GHz, no caso) e o eixo das ordenadas representando os valores relativos de amplitude de campo, V/m, A/m ou valores de ângulo de fase (graus). No caso, o gráfico da fase não está presente.

Os modos identificados são mostrados na tabela 5.1:

TABELA 5.1

MODO	VALOR EXATO (GHz)	VALOR OBTIDO COM TLM (GHz)	ERRO (%)
TM11	15,8114	15,7653	-0,291
TM31	21,2132	21,2130	+0,94e-3
TM51	29,1548	29,0495	-0,361

Para confirmar se estes são realmente os modos identificados podem-se “plotar” os mapas da resultante dos campos transversais, $H(x,y)$, como se vê nas figuras 5.4, 5.5 e 5.6.

Frequência: 15,7653 GHz

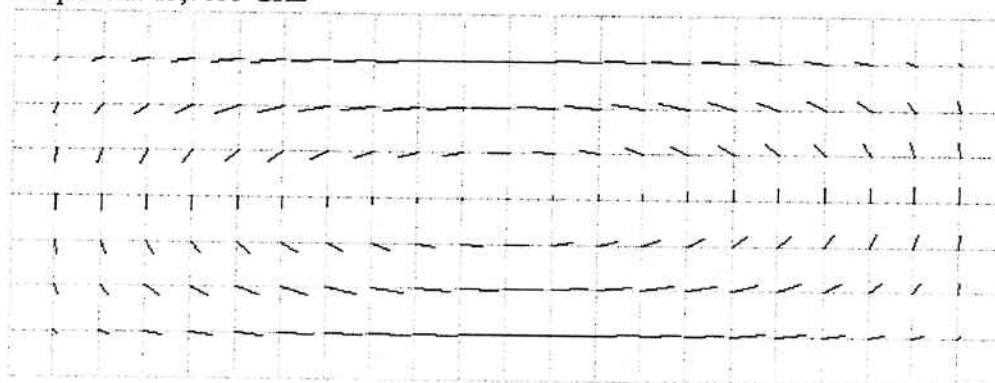


Figura 5.4 - Mapa do campo transversal do modo TM11.

Frequência: 21,2130 GHz

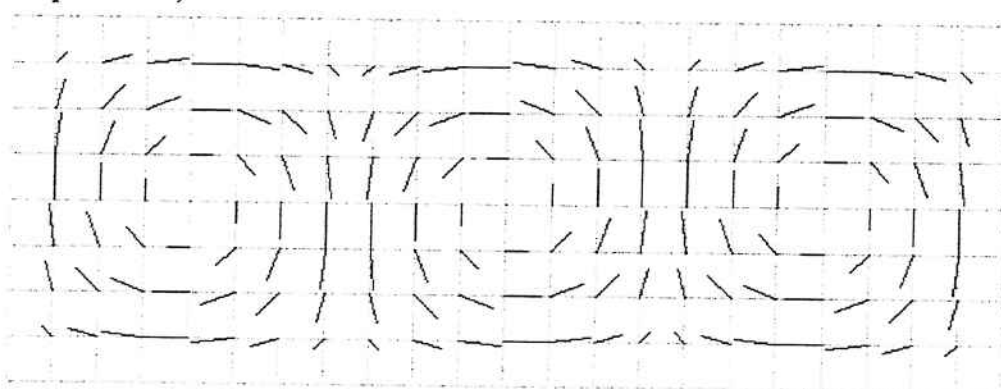


Figura 5.5 - Mapa do campo transversal do modo TM31.

Frequência: 29,0495 GHz

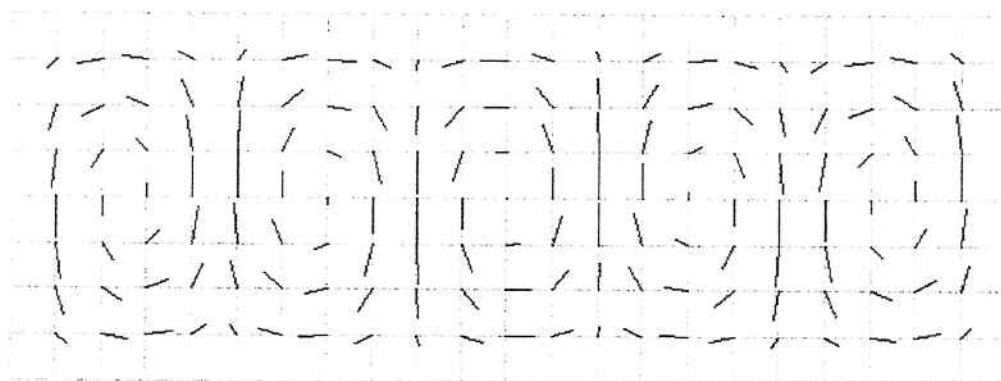


Figura 5.6 - Mapa do campo transversal do modo TM51.

Como a análise feita foi puntual, é possível também estudar como estes picos espectrais se distribuem na seção do guia.

A distribuição dos pontos de máximos do módulo do campo longitudinal, E_z , relacionado ao modo TM31, pode ser visualizada graficamente na forma “3D”, ou na forma de uma projeção no plano XY, que contem a seção do guia (figura 5.7)

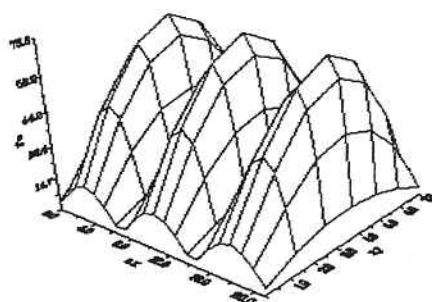


Figura 5.7 - Visualização em “3D” da distribuição do módulo do campo elétrico longitudinal E_z (modo TM31).

Nesta mesma malha, utilizando agora a ferramenta “SERIE2D”, podem ser estudados os modos TE_{mn} .

Após 3000 iterações, obtêm-se os modos visualizados na figura 5.8.

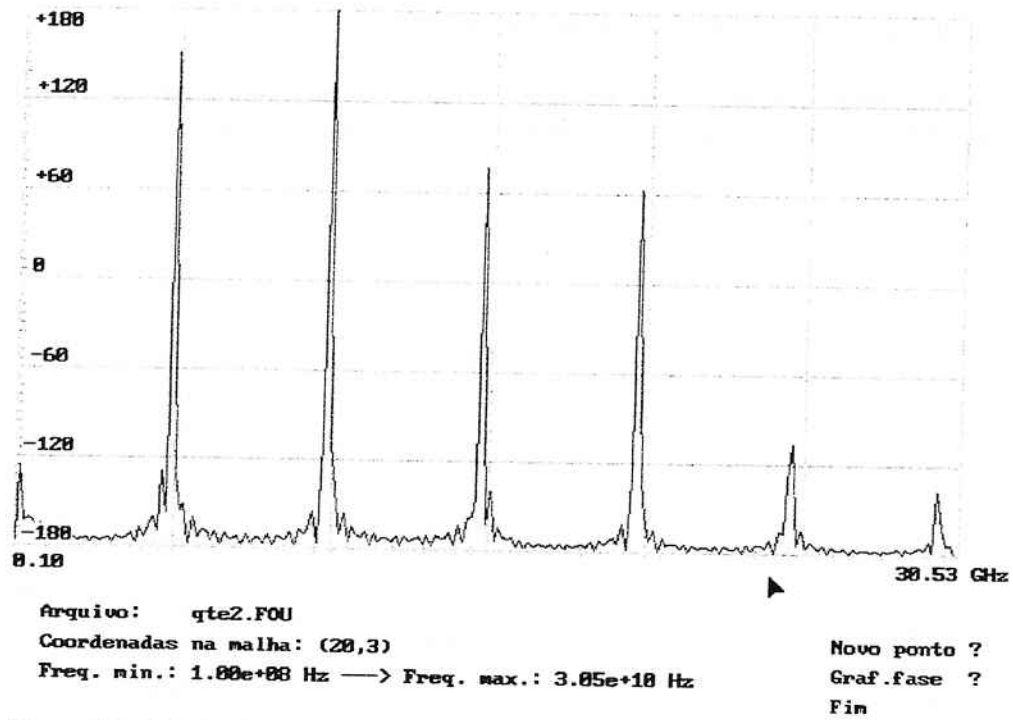


Figura 5.8 - Modos TE_{1n} propagados (campo longitudinal Hz).

As frequências destes modos são mostradas na tabela 5.2 .

TABELA 5.2

MODO	VALOR EXATO GHz	VALOR OBTIDO COM TLM (GHz)	ERRO %
TE10	5,0000	4,9981	-0,038
TE20	10,0000	9,9820	-0,179
TE30	15,0000	14,936	-0,094

A confirmação de um modo através dos mapas da resultante dos campos transversais, $E(x,y)$, pode ser vista na figura 5.9 .

Frequência: 9,982 GHz

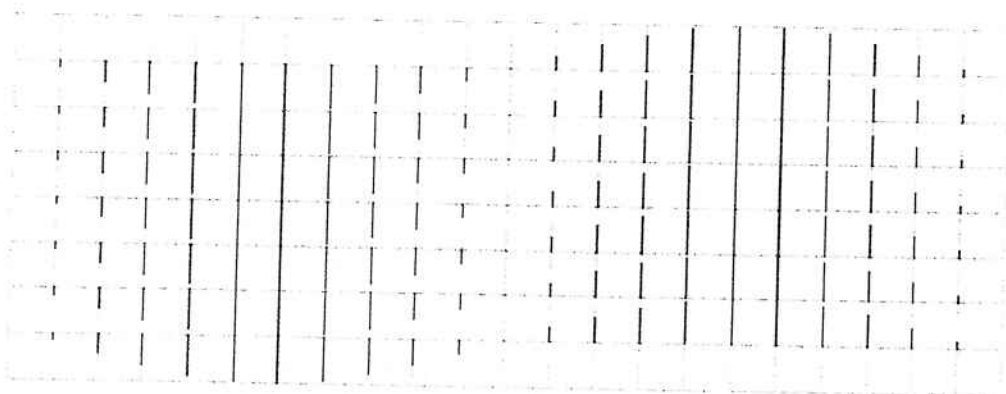


Figura 5.9 - Mapa do campo transversal do modo TE20.

CASO 2: guia retangular totalmente carregado com um dielétrico.

A simulação considera agora o caso em que o interior do guia apresentado nas simulações anteriores é totalmente preenchido com um dielétrico. As tabelas 5.3 a 5.6 mostram os resultados das simulações.

Para $\epsilon_r = 2,22$

TABELA 5.3

MODO	VALOR EXATO (GHz)	VALOR OBTIDO COM TLM (GHz)	ERRO (%)
TM11	10,6119	10,5794	-0,306
TM31	14,2374	14,2376	+0,001
TM51	19,5674	19,4974	-0,357

TABELA 5.4

MODO	VALOR EXATO (GHz)	VALOR OBTIDO COM TLM (GHz)	ERRO (%)
TE10	3,3558	3,3547	-0,032
TE20	6,7116	6,6993	-0,184
TE30	10,0673	10,0244	-0,426

Para $\epsilon_r = 6,0$

TABELA 5.5

MODO	VALOR EXATO (GHz)	VALOR OBTIDO COM TLM (GHz)	ERRO (%)
TM11	6,4550	6,4354	-0,303
TM31	8,6603	8,6597	-0,004
TM51	11,9024	11,8591	-0,363

TABELA 5.6

MODO	VALOR EXATO (GHz)	VALOR OBTIDO COM TLM (GHz)	ERRO (%)
TE10	2,0412	2,0408	-0,019
TE20	4,0825	4,072	-0,257
TE30	6,1237	6,098	-0,419

5.2 ERROS INTRÍNSECOS AO MÉTODO

5.2.1 ERRO DE TRUNCAMENTO

Por razões de ordem prática, a série temporal computada em uma simulação TLM deve ser truncada, com o estabelecimento de um número limite de iterações, N .

A consequência é que a resposta da série truncada no tempo passa a ser formada por uma superposição de funções $\text{sen}(x)/x$, onde os lóbulos laterais de cada uma destas funções podem causar interferência na posição dos picos de ressonância posicionados nas sua vizinhança, causando seu deslocamento (fenômeno de Gibbs) [8].

Em [1] JOHNS mostrou que o erro de truncamento, E_T , pode ser estimado por:

$$E_T = \pm \frac{3 \lambda_c}{S \cdot N^2 \cdot \pi^2 \cdot \Delta l} \quad (5.1)$$

onde λ_c é comprimento de onda no pico, S é a distância espectral até o pico vizinho, N o número de iterações efetuadas e Δl o passo de discretização espacial na malha. A figura 5.10 mostra o efeito do erro de truncamento devido à proximidade dos picos espectrais e do número de iterações adotado.

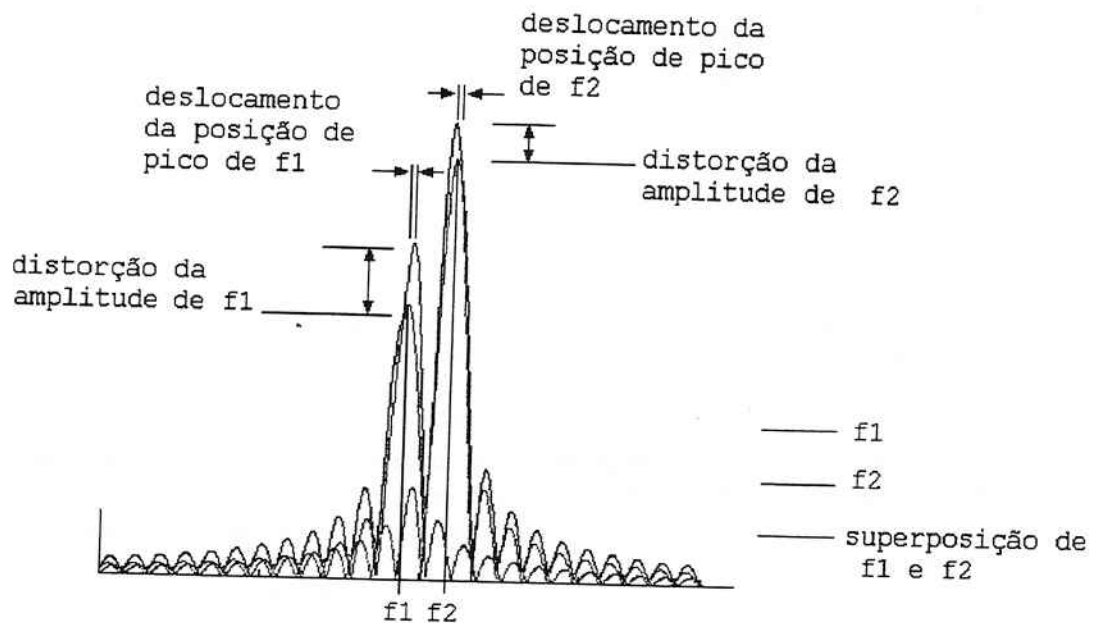


Figura 5.10 - Representação do efeito do truncamento da série sobre dois picos de modos propagantes vizinhos.

Uma rápida inspeção na equação (5.1) mostra que o erro de truncamento pode ser reduzido drasticamente com o aumento do número N de iterações. O inconveniente causado pelo aumento de N é o consequente aumento do tempo de processamento e o aumento no volume de memória para armazenar o arquivo de resultados. Uma outra maneira de se minimizar o efeito do erro de truncamento é o de se excitar a estrutura de forma a, quando possível, realçar um modo e suprimir/minimizar um outro.

5.2.2 ERRO DE DISPERSÃO

À medida que os comprimentos de onda dos sinais estudados na malha se aproximam do tamanho dos elementos de discretização espacial, a malha passa a ter um comportamento dispersivo, devendo isto ser considerado na análise dos resultados. O efeito de dispersão é um dos fatores determinantes na escolha dos elementos de discretização espacial.

Para levar em conta o efeito da dispersão em cada malha é utilizado um fator de correção de velocidade, obtido das curvas de dispersão, assumindo a condição ideal $\Delta l \ll \lambda$. Este fator de correção já foi aplicado nos valores das tabelas anteriormente apresentadas.

5.3 APLICAÇÃO DO TLM AO ESTUDO DE FINLINES

Quando a largura 'w' no "dual ridged waveguide" torna-se muito pequena, obtêm-se uma estrutura que é de especial interesse na área de circuitos integrados aplicados a microondas, denominada "finline". As finlines são formadas por finas trilhas condutoras, montadas sobre um substrato dielétrico e inseridas no interior de um guia de ondas. As finlines podem ser do tipo unilateral (fig. 5.11), bilateral ou isolada [7].

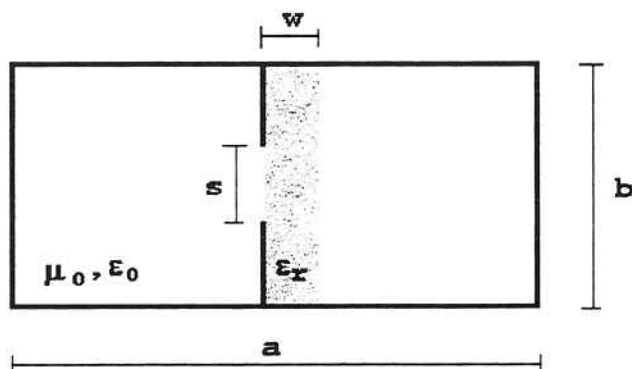


Figura 5.11 - Finline Unilateral.

Para representar a rápida variação do campo elétrico nas imediações das trilhas condutoras, seria necessário utilizar uma malha TLM extremamente fina, implicando de forma direta um aumento no tempo de processamento e volume de memória gastos na simulações. Estas estruturas foram analisadas por HOEFER e SHIH [10], utilizando o TLM - malha quadrada, sendo obtidas apenas as frequências de corte dos modos dominantes e de segunda ordem em função das dimensões de 'w' e 's'. Após algumas simulações, modificando o tamanho do passo de discretização no reticulado, os autores obtiveram valores mais precisos (confirmados pelo método da ressonância transversal) por extrapolação.

Uma interessante alternativa, aqui adotada, é a utilização de uma malha irregular, modelando a região vizinha às trilhas condutoras com uma malha mais densa, em detrimento das demais regiões do problema. Desta forma não só as frequências de corte podem ser precisamente determinadas, como é possível a obtenção de mapas de configuração dos campos na estrutura, o que serviria de orientação para um posicionamento ótimo de sondas de medidas de campo, para obter o máximo acoplamento de sinal.

A estrutura a ser estudada é a finline unilateral, com $b/a = 0,5$, $s/b = 0,25$, $w/a = 0,125$ e $\epsilon_r = 2,22$.

Uma possível modelagem desta finline, utilizando a malha quadrada, poderia ser feita com os seguintes parâmetros:

$a = 64 \Delta l$, $b = 32 \Delta l$, $w = 8 \Delta l$ e $s = 8 \Delta l$. Uma malha irregular, equivalente a esta malha quadrada em número de nós, é empregada na simulação. A malha irregular é dividida em quatro regiões (fig. 5.12), sendo cada região dita "homogênea", ou seja, os nós pertencentes a cada região homogênea possuem o mesmo aspecto de discretização ($\Delta x / \Delta y$) e propriedades (ϵ_r, μ_r). Os dados da malha irregular são apresentados na tabela 5.7:

TABELA 5.7

REGIÃO	Δx	Δy	ϵ_r
1	$1,5 \cdot \Delta l$	$2 \cdot \Delta l$	1
2	$0,5 \cdot \Delta l$	$2 \cdot \Delta l$	1
3	$0,5 \cdot \Delta l$	$2 \cdot \Delta l$	2,22
4	$1,5 \cdot \Delta l$	$2 \cdot \Delta l$	1

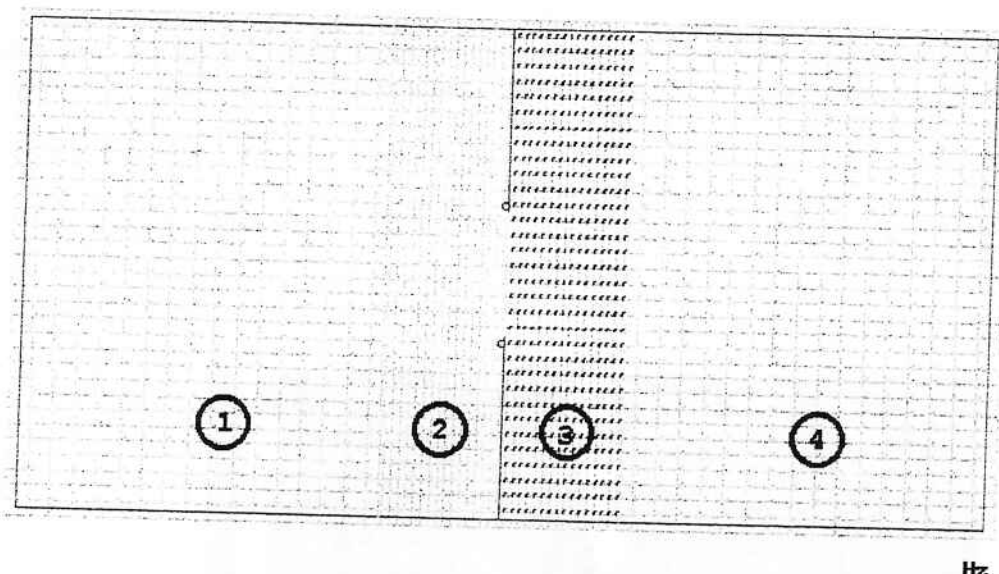


Figura 5.12- Modelagem de uma finline unilateral utilizando a malha irregular.

Os resultados obtidos para a frequência normalizada de corte do modo fundamental, b/λ_c , são apresentados na tabela 5.8:

TABELA 5.8

TIPO DE MALHA	b/λ_c	ERRO* (%)
MALHA QUADRADA	0,15694	-2,4
MALHA IRREGULAR	0,15821	-1,6

* o erro é computado pela comparação com os valores obtidos por HOEFER, que utilizou um processo de extrapolação para $\Delta l \rightarrow 0$.

O mapas de campo para o modo fundamental na finline unilateral é mostrado nas figura 5.13, sendo que a escala de cores é relativa.

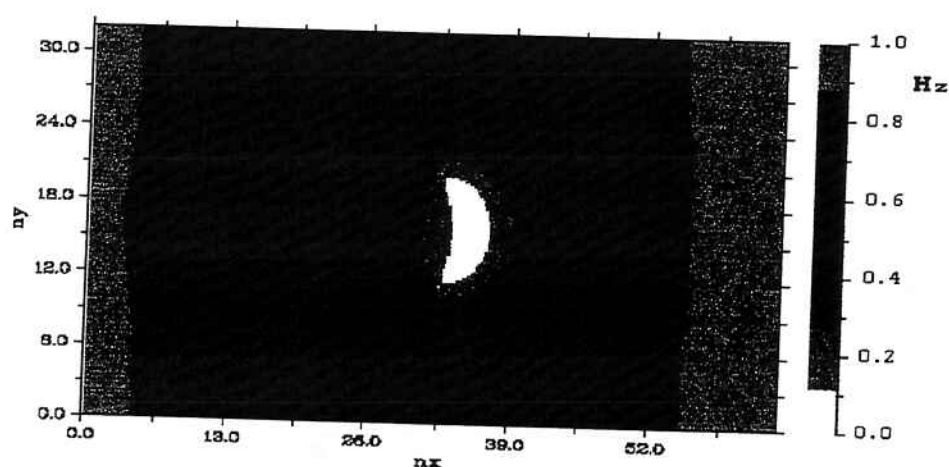


Figura 5.13 - Distribuição do módulo do campo magnético longitudinal, para o modo fundamental TE10.

Na figura 5.13 os pontos de máximo e mínimo do módulo do campo magnético longitudinal, correspondentes ao modo fundamental TE₁₀, são determinados. Pode-se ver que a área em amarelo corresponde à região de máximo campo elétrico (ou mínimo campo magnético), sendo adequada para o posicionamento de sondas e pontas de prova.

Refinando ainda mais o reticulado e tirando proveito da simetria do problema podem ser obtidos mapas de campo ainda mais detalhados (fig. 5.14).

O refinamento da região próxima às trilhas melhora a solução obtida para a frequência normalizada, $b/\lambda_c = 0,15907$, fazendo o erro cair para -1,07 % da solução obtida por extrapolação.

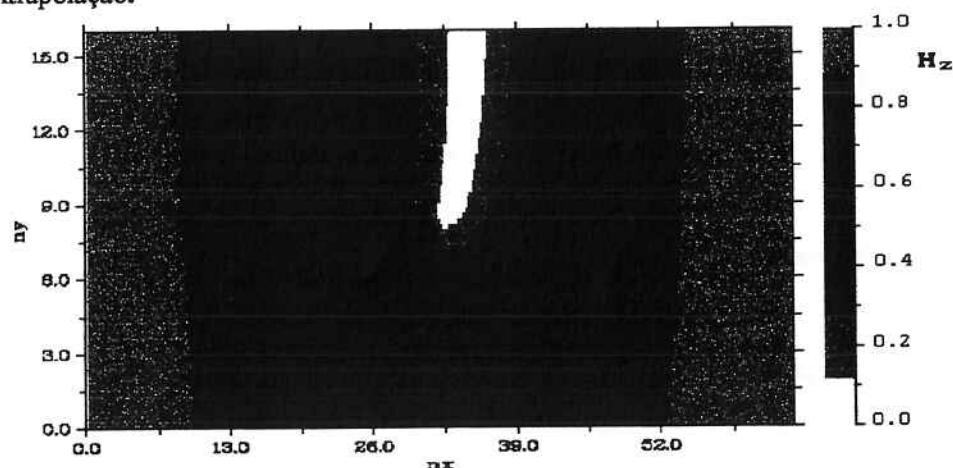


Figura 5.14 - Distribuição do módulo do campo magnético longitudinal, para o modo fundamental TE₁₀ (uso de parede de simetria - representação da metade inferior da finline).

O efeito da espessura na finline analisada pode ser avaliado, variando a quantidade de nós na modelagem da mesma. Os valores obtidos nas simulações são mostrados no gráfico da figura 5.15.

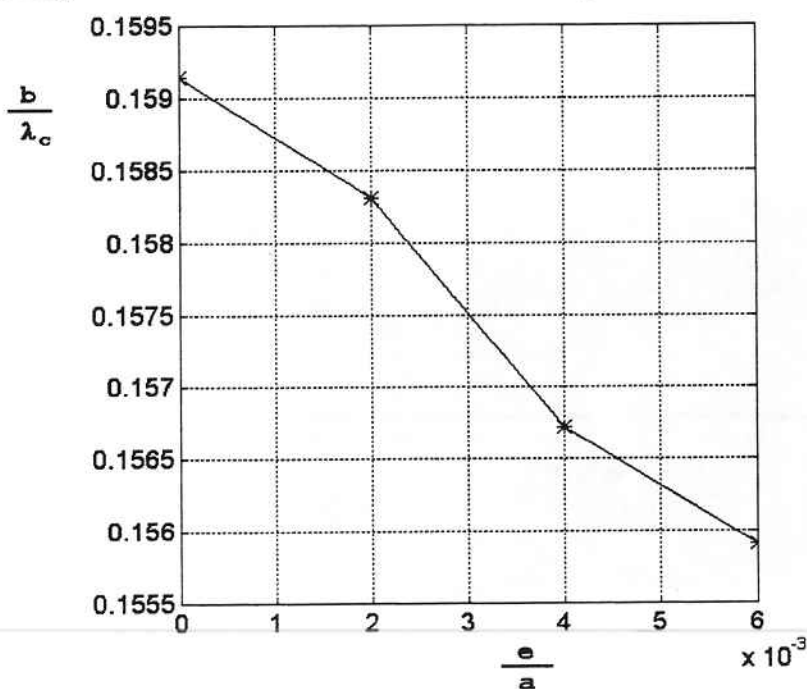


Figura 5.15 - Finline Unilateral - Frequência de corte Normalizada X Espessura 'e' Normalizada (* - valor obtido pelo TLM).

O efeito do aumento da permissividade dielétrica do substrato sobre os valores de frequência de corte normalizada dos modos fundamental e segunda ordem é mostrado na figura 5.16.

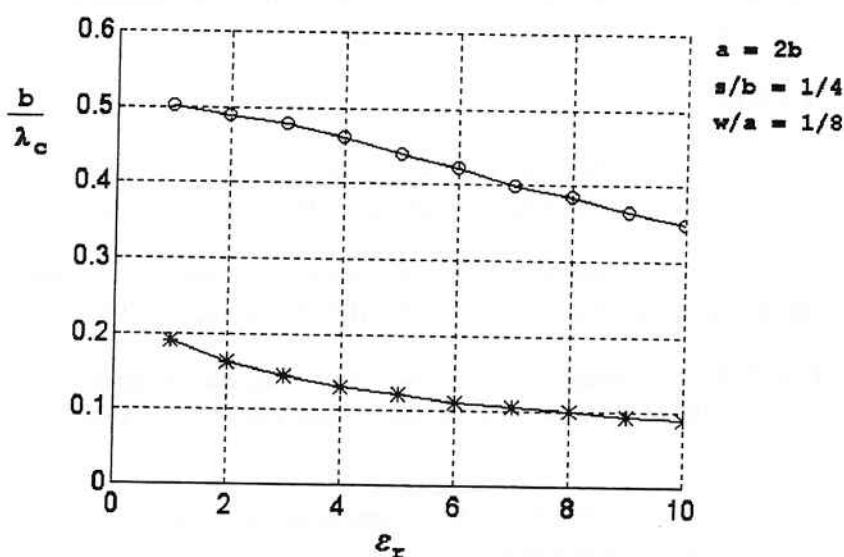


Figura 5.16 - Finline Unilateral - Modos fundamental (*) e segunda ordem (o).

6. CONCLUSÕES

Um estudo detalhado do método TLM bidimensional e sua aplicação na solução de problemas de campos eletromagnéticos foram apresentados, tendo sido desenvolvido um procedimento computacional nele baseado.

Após o procedimento ter sido validado, foi avaliado seu desempenho como ferramenta de modelagem, através da variação dos seus parâmetros principais e comparação dos resultados obtidos.

O método se apresenta como uma interessante forma de abordagem dos problemas, sendo, de fato, uma simulação do fenômeno de propagação. Seus elementos componentes possuem uma correspondência direta com os parâmetros físicos do problema, o que o torna de fácil entendimento e aplicação.

Nas diversas simulações realizadas o tempo despendido no processamento foi relativamente baixo (em geral alguns poucos segundos) considerando a exatidão nos resultados obtidos.

Os arquivos contendo os resultados das simulações são relativamente volumosos, considerando-se uma discretização adequada com malha quadrada regular.

O desenvolvimento para a utilização de malhas irregulares mostrou ser uma alternativa eficiente na diminuição do tempo de processamento e volume de memória empregados. Reduções significativas (por ex. 30 a 40%), sem perda de exatidão nos resultados, foram obtidas sobre o volume de memória de armazenamento em relação a simulação com malha quadrada.

O procedimento no domínio do tempo permite, através da transformada de Fourier, obter respostas no domínio das frequências. O número de iterações (passos de tempo) utilizado obviamente altera a precisão dos resultados em frequência. A repetição do procedimento com diferentes números de iterações permite otimiza-lo.

O TLM demonstra ser de grande valia no desenvolvimento de projetos de estruturas de microondas, permitindo que pequenas mudanças no projeto sejam facilmente incorporadas no modelo, fornecendo rapidamente o impacto destas modificações nos parâmetros a serem analisados.

A versatilidade permitida pelo método na configuração e aplicação das condições iniciais, permite que sejam excitados diferentes modos, simulando de forma simples o comportamento de sistemas

reais. Por outro lado, a visualização da distribuição dos campos permite o posicionamento de sondas, procurando obter maior sensibilidade de detecção de sinais.

A aplicação do método ao caso de interesse prático referente a finlines, permitiu verificar a influência da configuração dessas estruturas e o efeito da permissividade do dielétrico e da espessura das trilhas condutoras sobre as frequências de corte.

BIBLIOGRAFIA

1. JOHNS, P. B.; BEURLE, R. L., "Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using transmission-line matrix," **IEE Proceedings**, v.118, p.1203-1208, 1971
2. JOHNS, P. B., "Application of the transmission-line matrix method to homogeneous waveguides of arbitrary cross-section," **IEE Proceedings**, v.119, p.1086-1091, 1972
3. JOHNS, P. B., "The solution of Inhomogenous Waveguide Problems Using a Transmission-Line Matrix," **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.MTT-22, p.209-215, 1974
4. AKHTARZAD, S; JOHNS, P. B., "Generalised elements for TLM method of numerical analysis", **Electronic Letters**, v.10, p.535-537, 1974
5. AL-MUKHTAR D. A.; SITCH, J.E., "Transmission-line matrix method with irregularly graded space", **IEE Proceedings, Part H: Microwaves, Opt. Antennas**, v.128, p.299-305, 1981
6. HOEFER, W. J. R., "Characteristics of the general rectangular 2D-TLM Network," **International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**, v.7, p.127-139, 1994
7. SAAD, Ab. M. K.; BEGEMANN G., "Electrical performance of finlines of various configurations" **Microwaves Optical and Acoustics**, v.1, janeiro 1977
8. WILLS, J. D., "Spectral Estimation for the Transmission Line Matrix Method" **IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques**, v.38, p. 448-451, 1990
9. NIELSEN, J. S.; HOEFER J. R. W., "Generalized Dispersion Analysis and Spurious Modes of 2-D and 3-D TLM Formulations" **IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques**, v.11, p. 1375-1384, 1993
10. SHIH, Y. C. ; HOEFER, W. J. R. "Dominant and second-order mode cutoff frequencies in fin lines calculated with a two-dimensional TLM program," **IEEE Transactions Microwave Theory Tech.**, v.MTT-28, p. 1443-1448, 1980
11. HOEFER, W. J. R.; SO, P. P. M., "**The Electromagnetic Wave Simulator**", John Willey & Sons Inc., 1991
12. HOEFER, W. J. R. The transmission-line matrix (TLM) method, in "**Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-wave Passive Structures**", (ed. Tatsuo Itoh), New York, John Willey & Sons Inc., 1989
13. CRISTOPOULOS, C., "**The Transmission-Line Modeling Method - TLM**", the IEEE/OUP Series on Electromagnetic Wave Theory,(ed. Donald G. Dudley), 1995

BOLETINS TÉCNICOS - TEXTOS PUBLICADOS

- BT/PEE/9301 - Oscilador a HEMT - 10 GHz - FÁTIMA S. CORRERA, EDMAR CAMARGO
- T/PEE/9302 - Representação Senoidal da Voz através dos Polos do Filtro Preditor - MARCELO B. JOAQUIM, NORMONDS ALENS
- BT/PEE/9303 - Blindagens por Grades Condutoras: Cálculo do Campo Próximo - LUIZ CEZAR TRINTINALIA, ANTONIO ROBERTO PANICALI
- BT/PEE/9304 - Sistema de Otimização e Controle de Produção em Minas de Pequeno e Médio Porte - TSEN CHUNG KANG, VITOR MARQUES PINTO LEITE
- BT/PEE/9401 - Determinação das Frases de Aplicação Forense para o projeto NESPER e Tese de Mestrado IME/94, com Base em Estudos Fonéticos - MARCONI DOS REIS BEZERRA, EUVALDO F. CABRAL JUNIOR
- BT/PEE/9402 - Implementação e Teste de uma Rede Neural Artificial do Tipo KSON (Kohonen Self-Organizing Network) com Entradas Bidimensionais - MARCELO YASSUNORI MATUDA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9403 - Transformada de Walsh e Haar Aplicadas no Processamento de Voz - ALEXANDRE AUGUSTO OTTATI NOGUEIRA, THIAGO ANTONIO GRANDI DE TOLOSA, EUVALDO F. CABRAL JÚNIOR
- BT/PEE/9404 - Aplicação de Redes Neurais ao Problema de Reconhecimento de Padrões por um Sonar Ativo - ALEXANDRE RIBEIRO MORRONE, CRISTINA COELHO DE ABREU, EDUARDO KOITI KIUKAWA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9405 - Tudo que se Precisa Saber sobre a Prática da FFT - Transformada Rápida de Fourier (Inclui Software) - ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9406 - A Survey on Speech Enhancement Techniques of Interest to Speaker Recognition - CELSO S. KURASHIMA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9407 - Identificação de Pulsos Decádicos em Linhas Telefônicas - ANTONIO P. TIMOSZCZUK, MÁRCIO A. MATHIAS, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9408 - Implementação e Teste de Filtros do Tipo Adaptativo e ©Notch^a para a Remoção de Interferência de 60 Hz em Sinais de Eletrocardiograma - FLÁVIO ANTÔNIO MENEGOLA, JOSÉ AUGUSTO DE MATTOS, JOSÉ GOMES G. FILHO, SIDNEY SILVA VIANA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9409 - Compressão de Sinais de Voz utilizando Transformadas de Karhunen-Loève, Fourier e Hadamard - IVAN LUIS VIEIRA, LUIZ FERNANDO STEIN WETZEL, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9410 - ©Ray Tracing^a Paralelo - EDUARDO TOLEDO SANTOS, JOÃO ANTONIO ZUFFO
- BT/PEE/9411 - Implementação de uma Ferramenta Posicionador para ©Gate-Arrays^a Tipo Mar de Portas - JORGE W. PERLAZA PRADO, WILHELMUS A. M. VAN NOIJE
- BT/PEE/9412 - Tudo que se Precisa Saber Sobre a Teoria da FFT - Transformada Rápida de Fourier - FÁBIO LUÍS ROMÃO, REINALDO SILVEIRA, ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9413 - Análise do Ruído Sonoro em uma Sala de Aquisição de Amostras de Som com Microcomputador - FÁBIO LUÍS ROMÃO, REINALDO SILVEIRA, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9414 - Cor: Aspectos Relevantes para Visualização de Dados - SÍLVIA DELGADO OLABARRIAGA
- BT/PEE/9415 - Projeto de Filtros Digitais IIR com Fase Aproximadamente Linear Utilizando Redução de Ordem - IVAN F. J. RODRIGUES, MAX GERKEN
- BT/PEE/9416 - GERAFILTRO: Sistema para Projeto Automático de Filtros Digitais ©IIR^a (da especificação em alto nível ao leiaute do ©ASIC^a) - RICARDO PIRES, JOSÉ VIEIRA DO VALE NETO
- BT/PEE/9417 - Redes Neurais Artificiais Aplicadas à Identificação de Pulsos Decádicos em Linhas Telefônicas - ANTONIO P. TIMOSZCZUK, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9501 - Estudo Comparativo de Métodos de Cálculo da Frequência Fundamental - MARCOS COSTA HUNOLD, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9502 - Combinando Técnicas de Redes Neurais Artificiais e Informações de Excitação no Reconhecimento Automático do Locutor - ANDRÉ BORDIN MAGNI, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9503 - Utilização de Redes Neurais Artificiais para Detecção e Identificação de Falhas em Circuitos - MÁRCIO YUKIO TERUYA, ROBERTO AMILTON BERNARDES SÓRIA, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9504 - Uso de Redes Neurais Artificiais no Reconhecimento de Locutores no Domínio Temporal - BENEDITO JOSÉ BARRETO FONSECA JÚNIOR, EUVALDO CABRAL JÚNIOR
- BT/PEE/9505 - Projeto de Filtros Passivos e Ativos em Técnicas de Circuitos Integrados de Microondas - DAVID VIVEIROS JÚNIOR, DENISE CONSONNI
- BT/PEE/9506 - Uma Análise de Clustering para as Frases de Projeto NESPER - RONALDO OLIVEIRA MESSINA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9507 - Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes - Um Estudo para Aplicação em Controle Carga-frequência da Geração - JOSE PAULO F. GARCIA, JOCELYN FREITAS BENNATON

- BT/PEE/9508 - Recuperação das Margens de Ganho e de Fase para Sistemas de Fase Não Mínima por Realimentação da Saida - MARCO H. TERRA, VITOR M. P. LEITE
- BT/PEE/9509 - Sistema de Inspeção Óptica de Dispositivos Bi-Dimensionais - CASIMIRO DE ALMEIDA BARRETO, PEDRO LUÍS PRÓSPERO SANCHEZ
- T/PEE/9510 - Sistema de Partículas Uma Poderosa Técnica de Animação em Computação Gráfica - RENATO CURTO RODRIGUES, JOÃO ANTÔNIO ZUFFO
- BT/PEE/9511 - Efeito de Ruídos em Sinais de Voz Visualizados em Trajetórias Neurais de Kohonen - CELSO S. KURASHIMA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9601 - "Um Reconhecedor de Sinais Sonoros Utilizando LVQ" - ALEXANDRE TORNICE, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9602 - "Coleção Artificial Neural Networks: Uma Visão Geral dos Sistemas Neurais Artificiais de Stephen Grossberg" - CHIU HSIUNG HUANG
- BT/PEE/9603 - "Reactively-Sputtered TiN Formation Using a RF Magnetron System"- SÉRGIO PAULO AMARAL OSÓRIO, LUIZ SÉRGIO ZASNICOFF
- BT/PEE/9604 - Aspectos em Tradução de Linguagens Naturais Através de Redes Neurais Artificiais - CARLOS EDUARDO DANTAS DE MENEZES, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9605 - Implementação de Blocos Passa-Tudo Utilizando Realimentação de Erro - SÉRGIO JOSÉ CARNEIRO LEÃO, MAX GERKEN
- BT/PEE/9606 - Coleção SANN group Redes Neurais Artificiais: A Rede Neural de Sakoe - ANDRÉ BORDIN MAGNI, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9607 - Coleção SANN group Redes Neurais Artificiais: A Rede Neural de Steinbuch - ROBERTO AMILTON BERNARDES SÓRIA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9608 - Desenvolvimento de uma Estrutura de Duplo Nível de Metal para a Confecção de Interconexões em Circuitos Integrados - JOSÉ AUGUSTO DE ALENCAR PEREIRA, LUIZ CARLOS MOLINA TORRES
- BT/PEE/9609 - Determinação de Parâmetros de Processo para Fotomáscara "Balzers" Utilizando Gerador de Padrões - JORGE SEKI, MEGUMI SAITO
- BT/PEE/9610 - Um Ambiente para Desenvolvimento de Sistemas Distribuídos - PEDRO F. ROSA, JOÃO A. ZUFFO
- BT/PEE/9611 - Interpretações Teóricas do Funcionamento Cerebelar: Uma Revisão - MARCUS FRAGA VIEIRA, ANDRÉ FÁBIO KOHN
- BT/PEE/9612 - Marcapasso Cardíaco Temporário Microcontrolado de Demanda e Baixo Consumo - FLAVIO ANTONIO MENEGOLA, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9613 - Um Sistema de Planejamento de Ação Baseado em Casos para uma Célula Flexível de Manufatura - RICARDO LUÍS DE FREITAS, MÁRCIO RILLO
- BT/PEE/9614 - Aplicações do Boundary-Scan para o Teste de Módulos Multichip - ROBERTO C. COSSI JR., JOSÉ ROBERTO DE A. AMAZONAS
- BT/PEE/9615 - A 2.488 Gb/s GaAs 1:4/1:16 Demultiplexer IC with Skip Circuit for Sonet STS-12/48 Systems - TAUFIK ABRÃO, FATIMA S. CORRERA
- BT/PEE/9616 - Uma Contribuição para a Construção de Algoritmos em Projetos de Redes - ALLAN DE SOUZA, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PEE/9617 - Análise Crítica dos Métodos de Medição do Intervalo QT do Eletrocardiograma - SÍDNEY DA SILVA VIANA, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9618 - Deposição e Caracterização de Filmes de SiO₂ Crescidos pela Técnica de PECVD a Baixa Temperatura - MARCO ALAYO CHÁVEZ, INÉS PEREYRA
- BT/PEE/9619 - PARSTOOL: Uma Ferramenta de Auxílio à Simulação de Sistemas Paralelos - LI KUAN CHING, LIRIA MATSUMOTO SATO
- BT/PEE/9620 - Análise de um Método de Otimização por Malha no Treinamento de Robôs - OLÍMPIO MURILO CAPELI, JOSÉ CARLOS T. B. MORAES, SADA O ISOTANI
- BT/PEE/9701 - Identification of Unstable Mechanical Systems - ROBERTO MOURA SALES, ANSELMO BITTAR, MICHAEL PORSCH, LAÉRCIO LUCCHESI
- BT/PEE/9702 - Analysis of the Subthreshold Slope Transition Region in SOI nMOSFET - VICTOR SONNENBERG, JOÃO ANTONIO MARTINO
- BT/PEE/9703 - Introduction of the SOI MOSFET Dimensions in the High-Temperature Leakage Drain Current Model - MARCELO BELLODI, JOÃO ANTONIO MARTINO, DENIS FLANDRE
- BT/PEE/9704 - Controle de Largura de Banda Dinâmica para Transmissões Multicast para Redes de Alta Velocidade - SANG SOON LEE, SERGIO TAKEO KOFUJI
- BT/PEE/9705 - Uma Modificação Proposta para o Controle Preditivo Generalizado com Filtro de Kalman - JAIME QUINTERO R., OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9706 - Aplicações de Redes Neurais em Previsões Financeiras - OLÍMPIO MURILO CAPELI, EUVALDO F. CABRAL JR.

- BT/PEE/9707 - Sistema Microcontrolado, Multicanal e Portátil para Estimulação Neuromuscular Funcional - ROGÉRIO QUIARIM ZARZA, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9708 - Requisitos para o Mapeamento Tecnológico em Projetos de Microeletrônica - LUCIANO DE OLIVEIRA CORRÊA DE BRITO, JOSÉ ROBERTO DE ALMEIDA AMAZONAS
- BT/PEE/9709 - Sistemas PRMA com Dados Acoplados - JOSÉ AUGUSTO DE LIMA, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSKY
- BT/PEE/9710 - Algoritmos Genéticos (AG's) para a Otimização de Controladores Nebulosos - JULIO CESAR CEBALLOS AYA, OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9711 - Um Estudo Sobre a Redução de Ruídos em Sinais Caóticos - ERNANE JOSÉ XAVIER COSTA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9712 - Geradores não Lineares de Sequência para uso em Sistemas Spread Spectrum - ANGEL ANTONIO GONZALEZ MARTINEZ, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSZY
- BT/PEE/9713 - Modelamento Físico do Sistema Heteroestrutura - Metal - CECÍLIA WETTERLE RODRIGUES, MEGUMI SAITO
- BT/PEE/9714 - Tensões Induzidas em Linhas Aéreas por Descargas Atmosféricas Indiretas - Modelagem e Aplicação ao Cálculo de Interrupções - ALEXANDRE PIANTINI, JORGE M. JANISZEWSKI
- BT/PEE/9715 - RECMAP - Uma Ferramenta para Otimização em Síntese de Alto Nível Baseada em Reconhecimento Funcional e Mapeamento de Componentes - ANDRÉ GERHARD, JOSÉ VIEIRA DO VALE NETO
- BT/PEE/9716 - Estudo da Sinterização de Contatos Al/Ti por Recozimento Térmico Rápido Visando a Aplicação em Circuitos Integrados - ANGELO EDUARDO BATTISTINI MARQUES, ROGÉRIO FURLAN
- BT/PEE/9717 - Mixed H2/H- Control of Discrete-Time Markovian Jump Linear Systems - OSWALDO L. V. COSTA, RICARDO P. MARQUES
- BT/PEE/9718 - Aluminium Etching with CCl4-N2 Plasmas - ANGELA MAKIE MAKAZAWA, PATRICK VERDONCK
- BT/PEE/9719 - O Uso de Resistes Amplificados Quimicamente e de Sililação em Litografia por Feixe de Elétrons - ANTONIO C. SEABRA, PATRICK B. VERDONCK
- BT/PEE/9720 - Implementação de um Simulador de um Circuito Neuro-Medular que Atua no Controle da Força Motora - LUIZ JURANDIR SIMÕES DE ARAÚJO, ANDRÉ FÁBIO KOHN
- BT/PEE/9721 - Avaliação das Características Físico-Químicas e Elétricas de Filmes de SiO2 Depositados por PECVD a Partir da Reação entre O2 e TEOS - ALVARO ROMANELLI CARDOSO E CLAUS MARTIN HASENACK
- BT/PEE/9722 - Controle e Simulação Dinâmica de Colunas de Destilação: Aplicação Prática em uma Coluna com Refluxo por Gravidade
- BT/PEE/9723 - Circuitos de Portas Lógicas Primitivas Implementados a Partir de uma Classe de Lógicas Paraconsistentes Anotadas - JOÃO INÁCIO DA SILVA FILHO, JAIR MINORO ABE, PEDRO LUÍS PRÓSPERO SANCHEZ
- BT/PEE/9724 - Lattice Heating and Energy Balance Consideration on the I-V Characteristics of Submicrometer Thin-Film Fully Depleted SOI NMOS Devices - CLAUDIA BRUNETTI, NELSON L. A. BRAGA, LUIZ S. ZASNICOFF
- BT/PEE/9725 - Identificação de um Processo de Neutralização de pH via Redes Neurais - SILVIO FLABOREA, CLAUDIO GARCIA
- BT/PEE/9726 - Uma Estratégia de Migração de Sistemas de Telefonia Móvel com Tecnologia AMPS para a Tecnologia CDMA - RONALD LUÍS CLARKSON EISNER, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSKY
- BT/PEE/9727 - Controle de pH Usando Conceitos de Invariantes de Reações e Geometria Diferencial - OSCAR A. ZANABARIA S., CLAUDIO GARCIA
- BT/PEE/9728 - Estudo da Influência dos Parâmetros de Recozimento Térmico Rápido na Morfologia dos Filmes de TiSi2 Formados e sua Correlação com a Tensão Mecânica - SILVANA GASPAROTTO DE SOUZA, ARMANDO ANTONIO MARIA LAGANÁ, SEBASTIÃO GOMES DOS SANTOS FILHO
- BT/PEE/9729 - Analysis of Silicon Surface Microirregularities by LASER Light Scattering - JOSÉ CÂNDIDO DE SOUSA FILHO, SEBASTIÃO GOMES DOS SANTOS FILHO
- BT/PEE/9730 - Wavelets in Music Analysis and Synthesis: Timbres Analysis and Perspectives - REGIS ROSSI ALVES FARIA, RUGGERO ANDREA RUSCHIONI, JOÃO ANTONIO ZUFFO
- BT/PEE/9731 - Estudo de Efeitos Mútuos da Distribuição de Corrente em Condutores - AUGUSTO CARLOS PAVÃO, JORGE MIECZYSLAW JANISZEWSKI
- BT/PEE/9801 - Equivalência entre a Semântica da Lógica de Transações e a Semântica de sua Implementação Prolog - PAULO E. SANTOS, FLÁVIO S. C. DA SILVA
- BT/PEE/9802 - Nash Game in Mixed H2/Hoo Control Theory a Convex Optimization Approach- HELENICE OLIVEIRA FLORENTINO, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PEE/9803 - Text-Independent Speaker Recognition Using Vector Quantization and Gaussian Mixture Models - THOMAS E. FILGUEIRAS F., RONALDO O. MESSINA E EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9804 - Elementos Piezoresistivos para Sensores de Pressão com Tecnologia CMOS - LUIZ ANTONIO RASIA, E. C. RODRIGUEZ

- BT/PEE/9805 - Automação do Processo de Casamento de Impedância em Sistemas de Aquecimento por Microondas - J. C. DE SOUZA, J. T. SENISE, V. C. PARRO, F. M. PAIT
- BT/PEE/9806 - Considerações para o Projeto de Células de Memória Si com Transistores HEMT - JAIME H. LASSO, EDGAR CHARRY R.
- BT/PEE/9807 - Covariance Controller with Structure Constraint and Closed Loop H Bound - ANTÔNIO CARLOS DE LIMA, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PEE/9808 - Controle Unidimensional de Objetos: Uma Aplicação Prática em Fresadora Automática - MÁRCIO A. F. MURATORE, OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9809 - Redes Neurais com Retardos Temporais Aplicadas ao Reconhecimento Automático do Locutor - ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9810 - Topological Computation and Voluntary Control - HENRIQUE SCHÜTZER DEL NERO, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA, ALFREDO PORTINARI MARANCA
- BT/PEE/9811 - Casamento de Impedância em Guia de Onda Retangular Utilizando como Variável Medida a Potência Refletida - J. C. DE SOUZA JR., J. T. SENISE
- BT/PEE/9812 - Applied Surface Science - RONALDO D. MANSANO, PATRICK VERDONCK, HOMERO S. MACIEL
- BT/PEE/9813 - Contribuição ao Estudo da Morfologia da Superfície e da Interface do Siliceto de Titânio Formado sobre Si (100) Empregando a Técnica de Microscopia de Força Atômica (AFM) - N. M. HASAN, A. A. M. LAGANÁ, S. G. SANTOS FILHO
- BT/PEE/9814 - Estudo Experimental da Tensão Mecânica em Filmes Finos de Cobre Obtidos por Evaporação ou Deposição Eletroquímica Espontânea - A. I. HASHIMOTO, S. G. FILHO
- BT/PEE/9815 - Controle Híbrido de Manipuladores Robóticos - WEBER ALLEGRI, JOSÉ JAIME DA CRUZ
- BT/PEE/9816 - Entropia Informacional e Cronobiologia - ANA AMÉLIA BENEDITO SILVA, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PEE/9817 - Estabilidade de Lyapunov e Controle de Atitude - FERNANDO SOUSA, FREITAS JÚNIOR, PAULO SÉRGIO PEREIRA DA SILVA
- BT/PEE/9818 - Projeto de um Conversor de Frequências Resistivo em Tecnologia MMIC - CLÁUDIA C. A. APARÍCIO, DENISE CONSONNI
- BT/PEE/9819 - Estudo de Sensibilidade de um Sistema de Modulação Digital via Simulação - RONALDO DI MAURO, LUIZ ANTONIO BACCALÁ
- BT/PEE/9820 - Engenharia do Conhecimento Aplicada ao Conhecimento Aplicado ao Domínio de Gerenciamento de Falhas em Redes de Comunicação: Uma Abordagem Baseada em Modelo - MARILZA ANTUNES DE LEMOS, MARCIO RILLO
- BT/PEE/9821 - Uma Biblioteca de Métodos de Resolução de Problemas de Planejamento para Fornecer Apoio à Aquisição de Conhecimento - LELIANE NUNES DE BARROS, MARCIO RILLO
- BT/PEE/9822 - Um Estudo de Técnicas de Aprendizado por Reforço Livre de Modelo - Aplicação ao Pêndulo Invertido - SÉRGIO RIBEIRO AUGUSTO, ADEMAR FERREIRA
- BT/PEE/9823 - Identificação de Sistemas Dinâmicos com Redes Neurais - FRANCISCO CARLOS PONS, CLÁUDIO GARCIA
- BT/PEE/9824 - Comparison between Single and Double Langmuir Probe Techniques for Analysis of Inductively Coupled Plasmas - RAUL M. DE CASTRO, GIUSEPPE A. CIRINO, PATRICK VERDONCK, HOMERO S. MACIEL, MARCOS MASSI, MARCELO B. PISANI, RONALDO D. MANSANO
- BT/PEE/9825 - DECMEF: Um Sistema de Decomposição Aplicada à Síntese de Máquinas de Estados Finitos - CARLOS HUMBERTO LLANOS QUINTERO, MARIUS STRUM
- BT/PEE/9826 - Controladores Preditivos Através de Desigualdade Matriciais Lineares - RENATO C. BARÃO, RICARDO P. MARQUES, OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9827 - Parametrization of all H2 Optimal Output Feedback Controllers - JOÃO YOSHIYUKI ISHIHARA, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PEE/9901 - Digital Equalization Using Time Delay Neural Network (TDNN) - MARIO ANDRÉS VERGARA ESCOBAR, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9902 - Simulação e Análise Estrutural do Modelo de Deposição da Publicação ICRP 66 - JOAQUIM CARLOS SANCHES CARDOSO, JOSÉ CARLOS T. DE BARROS MOARAES
- BT/PEE/9903 - Modelamento e Ajuste por Regra Sub-Ótica de Maximização da Informação da Mútua de um Sistema Reconhecedor de Palavras Isoladas, Independente do Falante, para Ambientes Adversos, com Redundância de Informação - MÁRIO MINAMI, IVANDRO SANCHES
- BT/PEE/9904 - Modelagem Matemática e Controle Multivariável do Tanque de Contato Empregado no Processo de Lixiviação dos Minerais Niquelíferos - DANIEL GUZMÁN DEL RÍO, CLAUDIO GARCIA
- BT/PEE/9905 - Avaliação de Transdutores para Análise Metabólica Humana - HENRIQUE TAKACHI MORIYA, JOSÉ CARLOS T. DE BARROS MORAES

