

# EFEITO DO POSICIONAMENTO DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO SOBRE A IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DE UMA ANTENA DE MICROFITA

J. Felipe Almeida, Ronaldo O. Santos, Carlos Leonidas S. S. Sobrinho e Josivaldo S. Araújo

**Resumo** - Neste trabalho o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FD-TD) é utilizado para analisar a influência do posicionamento da linha de alimentação sobre a impedância de entrada de uma antena de microfita. Devido às limitações do método FD-TD, tais como, longo tempo de processamento e grande quantidade de memória requerida para analisar este tipo de estrutura, um *cluster* do tipo *Beowulf* composto por três máquinas é usado para contornar esses problemas. Desta forma, os resultados obtidos foram comparados com aqueles disponíveis na literatura e uma boa concordância foi obtida.

**Palavras-chave:** Posicionamento da linha de alimentação, antenas de microfita, método FD-TD, processamento paralelo.

**Abstract** - In this study the finite difference-time domain method (FD-TD method) is used to analyze the influence of the feedline position on the input impedance of a microstrip antenna. Due to the limitations of the FD-TD method such as the long processing time and the great amount of memory requested to analyze this structure type, a *Beowulf* cluster composed for three machines is used to overcome these problems. Therefore, the results are compared with those available in the literature and a good agreement is obtained.

**Keywords:** Feedline position, FD-TD method, microstrip antenna, parallel processing.

## 1. INTRODUÇÃO

Recentemente, tem havido um interesse crescente sobre o estudo da forma mais adequada de alimentação dos circuitos de antenas de microfita [1]. Dependendo da aplicação, as linhas de fita apresentam-se como uma excelente opção para esta finalidade [2]. Este tipo de alimentação é vantajoso na fabricação de *arrays* de microfita por sua compactabilidade. Porém, dado ao fato de que estas estruturas, usualmente, são de pequenas dimensões, os projetos destes circuitos se tornam bastante complexos. Uma destas dificuldades é o posicionamento da linha de alimentação em relação à antena.

Técnicas de medidas têm sido apresentadas em [3]-[5], entre outras, com o objetivo de se estudar o casamento

de impedância entre linha de fita e antena de microfita. Em [5], por exemplo, o comportamento funcional da resistência de entrada, quando a posição da alimentação varia na direção longitudinal da antena, é comparado com a curva do quadrado do co-seno.

Por outro lado, o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FD-TD) [6], tem se apresentado como uma ferramenta numérica poderosa na análise de estruturas eletromagnéticas. Entretanto, este método tem a sua aplicação comprometida quando estruturas complexas, como é o caso das antenas de microfita, são requeridas para estudo. Isto acontece pelo fato de que o tempo de processamento computacional e o espaço de memória, necessários para a análise de tais estruturas, são muito grandes. Uma alternativa que contorna esta dificuldade é o uso do processamento paralelo [7].

A proposta deste trabalho é analisar o comportamento da resistência de entrada de uma antena de microfita como função da posição da linha de alimentação. Diferentemente da análise feita em [5], aqui, a variação se dá ao longo da direção transversal à direção da linha de fita. Para isto, a frequência de ressonância desejada é mantida como referência. Para realização deste objetivo, uma nova metodologia, através do método FD-TD, será usada na solução numérica das equações de Maxwell: 1) as equações que descrevem o método FD-TD são implementadas pela técnica UPML (*uniaxial perfect matched layer*) [8]. Esta técnica permite que valores de condutividade possam ser incluídos nas equações, de forma que uma determinada região seja descrita com características anisotrópicas; 2) o meio anisotrópico simula uma câmara anecóica e será usado como região de ABC (*absorbing boundary condition*); 3) para a região de análise, na qual a antena é mantida, os valores de condutividade são anulados. Dessa forma, as equações FD-TD UPML, que descrevem esse meio, recaem nas equações tradicionais do método. Assim, a região de análise será então dividida em sub-regiões de forma que o processamento computacional seja feito em paralelo. Para isto, será utilizada uma rede de computadores de alta velocidade conectados em uma arquitetura de *cluster* Beowulf. Na execução do processamento paralelo, a região de UPML, propriamente dita, é comum a todas as máquinas. Com isto, será possível reduzir de forma considerável o tempo de processamento relativamente ao processo serial.

## 2. TEORIA

Seja a antena de microfita mostrada na Fig. 1. Nesta figura, o substrato da antena e de sua linha de alimentação

J. Felipe Almeida e Ronaldo O. Santos estão no Instituto de Estudos Superiores da Amazônia - IESAM, Belém, PA, Brasil. Carlos Leonidas S. S. Sobrinho e Josivaldo S. Araújo estão na Universidade Federal do Pará, Belém, PA, Brasil. E-mails: {jfelipe,ronaldo,leonidas}@ufpa.br. Editor de Área responsável: Denise Consonni. Artigo submetido em 12/Dez/2003, revisado em 23/Mar/2004, aceito em 23/Mar/2004.

é constituído de um mesmo material dielétrico isotrópico, caracterizado pela constante dielétrica  $\epsilon_r = 2.2$ . Além do que esta estrutura deve representar um modelo realístico para irradiação em espaço aberto quando excitada por um pulso elétrico. Desta forma, torna-se necessário truncar a região de estudo (região limitada pela caixa interna da Fig. 1(a), ou região a-b-c-d-a na Fig. 1(b) (representação bidimensional)) em virtude de limitações computacionais. Então, com este objetivo, usou-se como condição de contorno absorvente a técnica conhecida como UPML [8] a qual é aplicada na região entre as caixas mostradas nas Figs. 1(a) e 1(b). Vale aqui ressaltar que a região da UPML é caracterizada por um meio anisotrópico uniaxial e é terminada por uma caixa metálica, como mostrado na Fig. 1(b).

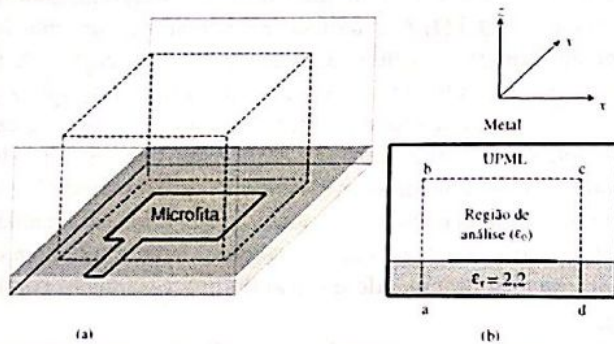


Figura 1. Estrutura em análise, (a) representação 3-D e (b) representação no plano x-z.

A formulação do problema foi desenvolvida partindo-se das seguintes equações de Maxwell,

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu [\mathbf{S}] \mathbf{H}, \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon [\mathbf{S}] \mathbf{E}, \quad (2)$$

considerando-se um meio anisotrópico uniaxial, onde  $\mathbf{E}$  e  $\mathbf{H}$  representam os vetores intensidade de campo elétrico e magnético, respectivamente;  $\mu$  é a permeabilidade magnética;  $\epsilon$  é a permissividade elétrica; sendo

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_x s_z}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

com  $s_x = 1 + \sigma_x/j\omega\epsilon_0$ ,  $s_y = 1 + \sigma_y/j\omega\epsilon_0$ ,  $s_z = 1 + \sigma_z/j\omega\epsilon_0$ , sendo que  $\sigma_x$ ,  $\sigma_y$ ,  $\sigma_z$  representam a condutividade elétrica nas direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , respectivamente. Esta formulação garante que uma onda plana incidente na fronteira entre dois meios, com

$$\epsilon_1 = \epsilon_2; \quad \mu_1 = \mu_2 \quad \text{e} \quad \sigma/\epsilon = \sigma^*/\mu \quad (4)$$

sendo  $\sigma^*$  a resistividade magnética, seja puramente transmitida independentemente do ângulo de incidência, polarização e frequência da onda incidente. Isto se verifica na região da UPML.

Na solução numérica por FD-TD das equações (1) e (2), as expressões para as componentes do tensor  $[\mathbf{S}]$  foram substituídas nestas equações, resultando em equações envolvendo a operação convolução entre os coeficientes do tensor e as componentes dos campos. Com a finalidade de desacoplar os termos dependentes da frequência, pois isto implica em um alto custo computacional, foram definidas as seguintes relações constitutivas:

$$B_x = \mu_0 \mu_r (s_z/s_x) H_x \quad (5a)$$

$$B_y = \mu_0 \mu_r (s_x/s_y) H_y \quad (5b)$$

$$B_z = \mu_0 \mu_r (s_y/s_z) H_z \quad (5c)$$

$$D_x = \epsilon_0 \epsilon_r (s_z/s_x) E_x \quad (6a)$$

$$D_y = \epsilon_0 \epsilon_r (s_x/s_y) E_y \quad (6b)$$

$$D_z = \epsilon_0 \epsilon_r (s_y/s_z) E_z \quad (6c)$$

as quais, ao serem substituídas em (1) e (2), respectivamente, resulta em equações que facilmente são transformadas para o domínio do tempo. Como consequência, as componentes dos vetores  $\mathbf{B}$  e  $\mathbf{D}$  são encontradas e, ao serem substituídas em (5) e (6), obtêm-se os campos  $\mathbf{H}$  e  $\mathbf{E}$ .

Para resumir, a estrutura em estudo foi dividida em duas partes, a saber: a) região de análise que é aquela limitada pela caixa interna mostrada na Fig. 1 (a qual contém a microfita), e b) região de UPML que é a região limitada pelas duas caixas evidenciadas na Fig. 1 (região usada para truncar o método numérico). Desta maneira, as equações (1) e (2) ao serem aplicadas para a primeira região, a qual é constituída de meios isotrópicos e sem perdas, onde  $\sigma_x = \sigma_y = \sigma_z = 0$ , o tensor de perdas  $[\mathbf{S}]$  recai no tensor identidade e as equações (1) e (2) podem ser discretizadas na forma tradicional das diferenças finitas [6]. Enquanto que para a segunda região (UPML) as condutividades são diferentes de zero e são calculadas nas posições físicas das componentes de campo, o que é feito através da equação:

$$\sigma_x((i-1/2) \cdot \Delta x) = \sigma_{\max} |(i+1/2) \cdot \Delta x - x_0|^m/d^m \quad (7)$$

para a componente  $H_x$  do campo magnético, onde  $d$  é a espessura da UPML,  $x_0$  é a posição do plano que define o início da UPML (paredes da caixa interna mostrada na Fig.1),  $m$  é a ordem do polinômio interpolador e  $\sigma_{\max}$  é o valor máximo de  $\sigma_x$  o qual se verifica na parede metálica que limita a estrutura em análise. Procedimento análogo deve ser seguido para as demais condutividades e componentes dos campos. Problemas de reflexões geralmente decorrem quando este tipo de consideração não é levado em conta.

Em adição, aos resultados transientes obtidos naturalmente pelo método FD-TD, pode-se encontrar os correspondentes no domínio da frequência usando-se transformada de Fourier (3). Estes cálculos podem ser executados em um único código de programação, servindo de forma direta para computar os coeficientes da matriz de espalhamento:

$$S_{11}(\omega) = \frac{\Im \{V(t)^{tot} - V(t)^{inc}\}}{\Im \{V(t)^{inc}\}}, \quad (8)$$

sendo  $V(t)^{tot}$  a voltagem total computada na porta de acesso, até que o regime estacionário seja atingido, e que contém

informações do pulso incidente  $V(t)^{inc}$ . Por outro lado,  $V(t)^{inc}$  é obtido no mesmo acesso a partir da simulação de uma linha de fita infinita. Logo, o parâmetro  $S_{11}$  representa o coeficiente de reflexão.

O cálculo da impedância de entrada do modelo proposto é facilmente obtido a partir do coeficiente de reflexão  $S_{11}$ . Este parâmetro tem importante aplicação em projetos de antenas. Para estudar o casamento entre a alimentação e a antena usou-se a fórmula da impedância de entrada dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11}e^{2ikL}}{1 - S_{11}e^{2ikL}}, \quad (9)$$

sendo  $Z_0$  a impedância da linha de fita,  $L$  a distância do acesso até a microfita e  $k$  é dado por

$$k = 2\pi f_{ress} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{reff}}, \quad (10)$$

sendo que  $f_{ress}$  e  $\epsilon_{reff}$  são, a frequência de ressonância e a constante dielétrica efetiva, respectivamente, para a antena [9].

### 3. PARALELIZAÇÃO

Neste trabalho, a implementação paralela do algoritmo FD-TD baseia-se na divisão do domínio de análise em subdomínios. Nesta técnica, conhecida como Decomposição de Dados ou de Domínios [10], os dados do problema são particionados entre os diferentes processadores, sendo que cada um executa basicamente o mesmo programa fonte, porém sobre dados diferentes.

O programa foi executado sobre uma arquitetura de máquinas paralelas do tipo *Beowulf*, onde cada máquina possui a sua própria memória e processador local, o que leva à necessidade de se utilizar uma biblioteca que permita a troca de mensagens entre processos ativos em máquinas diferentes. A biblioteca escolhida para realizar a troca de mensagens foi a LAM-MPI [11], por apresentar um bom desempenho e uma boa confiabilidade.

A distribuição dos dados é realizada manualmente, ou seja, é o programador que explicita, através de funções de envio/recebimento de mensagens, a comunicação entre os processos adjacentes de modo a se ter uma continuidade na atualização das componentes de campo localizadas nas interfaces dos domínios. Esta é uma implementação típica do modelo SPMD [12] (*Single Program Multiple Data*). As sintaxes das funções responsáveis por essas transferências de dados são expressas, como exemplo, por [11]:

```
MPI_SEND(Ex2(i, j, k), MPI_REAL, 1, 0,
MPI_COMM_WORLD, ierr),
MPI_RECV(Ex2(i, j, k), MPI_REAL, 2, 0,
MPI_COMM_WORLD, stats, ierr).
```

Para o problema descrito e considerando-se o *Cluster* com três máquinas, o domínio de análise foi dividido em três subdomínios iguais ao longo da direção  $y$  (Fig. 2), resultando em matrizes de dimensões iguais. Cada matriz foi armazenada e processada somente por um processador e cada processador calcula as componentes dos campos elétrico e magnético den-

tro da região de seu domínio. Então, para calcular as componentes do campo magnético no instante  $(n+1/2)$ , para uma célula qualquer do subdomínio I e na fronteira com o subdomínio II, é necessário o conhecimento das componentes do campo elétrico  $E_{x2}$  e  $E_{z2}$  (Fig. 2) as quais foram calculadas pela máquina 2, no instante  $n$ , e enviada por esta máquina para a máquina 1 no mesmo instante  $n$ .

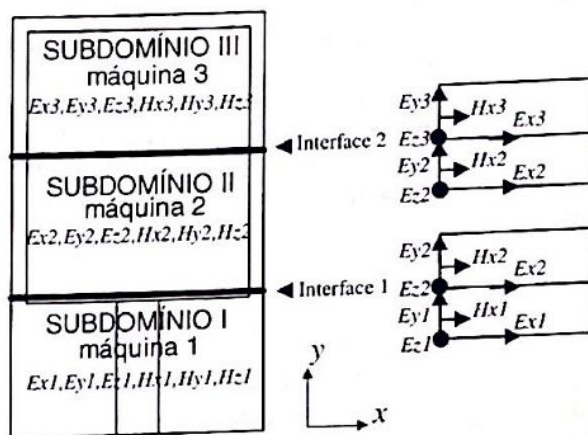


Figura 2. Região de análise dividida em subdomínios.

Procedimento similar é feito para a atualização das componentes  $E_{x2}$  e  $E_{z2}$  do campo elétrico para o instante  $(n+1)$ , considerando-se uma célula qualquer, do subdomínio II, na fronteira com o subdomínio I, de onde se observa que é necessário o conhecimento das componentes dos campos magnéticos  $H_{x1}$  e  $H_{z1}$ , as quais foram calculadas pela máquina 1 no passo anterior e enviada por esta para a máquina 2, no mesmo instante  $(n+1/2)$ .

### 4. RESULTADOS NUMÉRICOS

As definições apresentadas na Seção 2 foram então aplicadas para calcular a impedância de entrada da antena de microfita da Fig. 3. Neste trabalho, o *patch* da antena tem dimensões de 12,45mm x 16,00mm, a linha de alimentação tem 2,46mm de largura, o substrato é de 0,794mm de espessura e constante dielétrica de 2,2. Para efeito de discretização da estrutura, considerou-se  $\Delta x = 0,389$ mm,  $\Delta y = 0,400$ mm e  $\Delta z = 0,1588$ mm. Assim, o *patch* retangular foi definido por uma malha de  $32\Delta x \times 40\Delta y$ , a linha de fita por  $6\Delta x \times 20\Delta y$  e a espessura do substrato foi modelada com  $5\Delta z$ . De modo a atender a condição de Courant a discretização no tempo foi feita tal que  $\Delta t = 0,441$  ps. Na excitação da antena considerou-se um pulso Gaussiano com uma largura de banda, aproximadamente, de 30 GHz - este valor fixa a duração do pulso em torno de  $T = 16,0$  ps, e um atraso de  $3,0T$  foi considerado. Vale ressaltar que os dados obtidos para a perda de retorno foram coletados na linha de fita, de comprimento  $L = 20\Delta y$ , e a uma distância de  $L/2$  ( $10\Delta y$ ) do *patch*. Observe-se, entretanto, que neste trabalho se está usando um comprimento de  $20\Delta y$  para a linha de alimentação. Isso difere daquela que foi modelada em [13] ( $40\Delta y$ ), porém a porta elétrica é mantida na mesma posição.

Usou-se este valor devido o desempenho da condição de contorno absorvente (ABC UPML), deste trabalho, ser mais eficiente do que aquela usada no trabalho original (primeira aproximação de Mir) - em geral, com o uso do método FD-TD, uma técnica de evitar problemas de reflexões decorrentes das paredes computacionais é afastar o máximo possível, dessas paredes, os pontos da malha em que se pretende obter valores para análise. Esse procedimento reduz o erro local associado às medidas FD-TD. Dessa maneira, para esta linha de alimentação, a sua impedância característica é de  $50\Omega$  - os cálculos para essa comprovação podem ser encontrados na referência [4], usando-se apenas os valores: 2,46 mm, para a largura da linha ( $w$ ); espessura ( $h$ ) do substrato igual a 0,794 mm; e permissividade relativa 2,2 (para  $w/h > 2$ ). Em todos os casos, aqui analisados, utilizaram-se 8000 iterações no tempo.

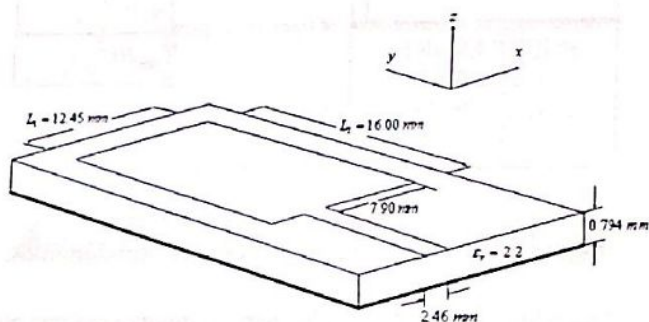


Figura 3. Dimensionamento da antena de microfita usada como referência.

Primeiramente, o código aqui desenvolvido foi validado através da comparação entre os resultados obtidos, para a perda de retorno da antena (Fig. 4), simulada neste trabalho, com aqueles medidos em [13] e gentilmente cedido por aquele autor. Assim, uma excelente concordância entre os valores foi verificada. Em seguida, foi feita a análise da variação da impedância de entrada da antena em função da posição normalizada ( $x_0 = x/\Delta x$ ) da linha de alimentação (LA) em relação a um dos lados do patch (Fig. 5). Esta posição foi então feita variar de zero (LA na aresta do patch) até que a LA esteja centrada em relação ao patch. Nesta análise, a frequência de 7,5 GHz foi tomada como referência, e o máximo da resistência de entrada da microfita acontece quando a linha de alimentação é posicionada em  $x_0 = 0$ . Além disso, um casamento perfeito, entre a linha de alimentação e a antena, é obtido quando  $5 < x_0 < 6$ . Neste caso, a resistência de entrada da microfita é de  $50\Omega$ .

Na Fig. 6, mostram-se as perdas de retorno, para uma faixa de frequências de 0,5 a 20 GHz, em função da frequência e da posição da linha de alimentação ( $x_0$ ). Nesta figura, é possível observar que o posicionamento da alimentação tem influência direta sobre as frequências de ressonância.

## 5. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi desenvolvido um código computacional especial, baseado no método FD-TD, para analisar o comportamento da impedância de entrada de uma antena de mi-

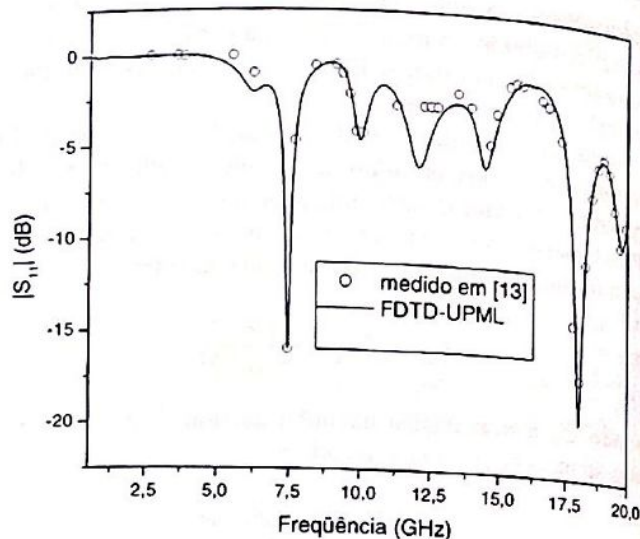


Figura 4. Comparação entre as medidas feitas em [13] e os resultados obtidos neste trabalho.

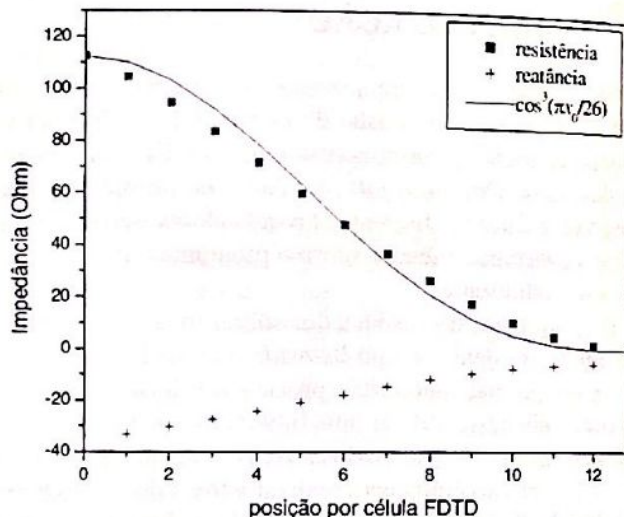


Figura 5. Resistência de entrada da microfita para 7,5 GHz, em função do posicionamento  $x_0$  da linha de alimentação.

crofita em função do posicionamento da linha de alimentação em relação ao patch. A formulação geral do problema foi feita de modo a incluir as características do meio que define a região de condição de fronteira absorvente UPML. Desta forma, para qualquer outra região da estrutura a formulação é, então, particularizada. Com isto foi possível obter um código mais eficiente. Com o objetivo de reduzir o tempo de processamento, uma rede de computadores (PCs) conectados para realizar processamento paralelo foi utilizada.

A formulação desenvolvida neste trabalho teve seu desempenho avaliado através da comparação dos resultados aqui obtidos com aqueles apresentados em trabalhos já publicados (resultados teóricos e práticos). O posicionamento linha-patch estudado por esta técnica mostrou valores de resistência de entrada e de perdas de retorno muito próximos aos valores reais. A mudança neste posicionamento afeta substancialmente os resultados na frequência ressonância. Assim, a

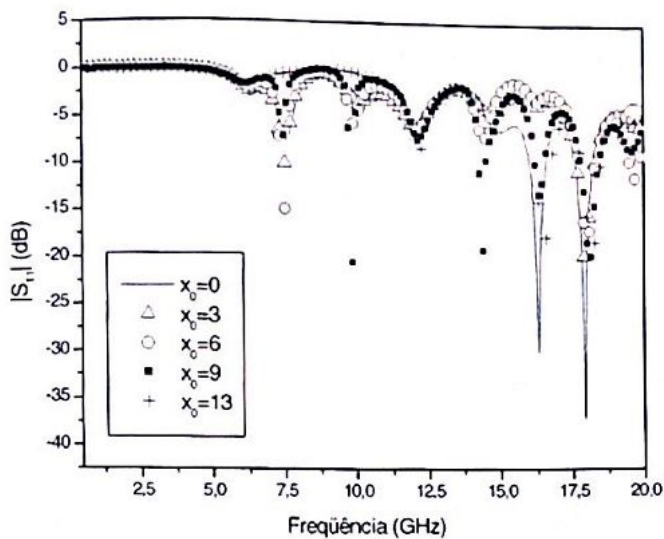


Figura 6. Perdas de retorno em função da frequência para várias posições de  $x_0$  (em nº de células).

curva que melhor representa esta situação é a da função cosseno ao cubo.

A execução deste código foi feita por processamento paralelo. Usou-se o sistema operacional *Linux* e o gerenciador MPI. Este problema torna-se bastante otimizado para três máquinas acopladas, embora mais máquinas possam ser usadas. Em termos de comparação: quando uma plataforma *for Windows* foi utilizada, o processamento levou 6h; usando o MPI serial, foi necessário apenas 1h20min. Este tempo foi ainda reduzido a 1/3, em comparação com o serial rodando no OS *Linux*, quando a execução do programa utilizou os recursos do *Cluster*. Atualmente, este projeto conta com os recursos de um *Cluster* com doze nós composto de 1.5 GHz AMD Athlon processors com 1.5 GB DDR-RAM sobre cada máquina.

A metodologia desenvolvida é suficientemente genérica para estudo de microfita retangulares, podendo ser aplicada em outras análises. Por exemplo, embora este estudo tenha sido feito seguindo a orientação transversal à propagação na linha de fita, a formulação também é válida para a análise da impedância de entrada quando a posição da alimentação variar na direção longitudinal.

## REFERÊNCIAS

- [1] E. S. Neves, J. C. Lacava e L. Cividanes, "Antena de Microfita para Telefone Celular," 19º *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Fortaleza-CE, 03-06 set. 2001.
- [2] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood: Artech, 2001.
- [3] R. A. Sainati, *CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*. Norwood: Artech, 1996.
- [4] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York: Wiley, 1997.
- [5] L. I. Basilio, "The Dependence of the Input Impedance on Feed Position of Probe and Microstrip Line-Fed Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, pp. 45-47, Jan. 2001.
- [6] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 14, pp. 302-

- 307, May 1966.
- [7] J. S. Araújo et al., "Análise de Antenas por FD-TD Utilizando Processamento Paralelo," *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica-SBMO'2002*, Recife-PE, 2002.
- [8] S. D. Gedney, "An Anisotropic Perfectly Matched Layer-Absorbing Medium for the Truncation of FD-TD Lattices," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 1631-1639, Dec. 1996.
- [9] X. Zhang, J. Fang, and K. K. Mei, "Calculations of the Dispersive Characteristics of Microstrips by the Time Domain-Finite Difference Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 263-267, Feb. 1988.
- [10] I. Foster, *Designing and Building Parallel Programs: Concepts and Tools for Parallel Software Engineering*. Addison Wesley, 1994.
- [11] LAM/MPI User's Guide, Indiana University, 2004. Available: <http://www.lam-mpi.org>
- [12] G. Andrews, *Foundations of Multithreaded: Parallel and Distributed Programming*. Addison Wesley, 2000.
- [13] D. M. Sheen et al., "Application of Three-Dimensional Finite Difference TimeDomain Method to the Analysis of Planar microstrip Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 849-857, July 1990.

**J. Felipe Almeida** é graduado em Física pela Universidade Federal do Pará-UFPa. Obteve em 1999, nesta mesma Universidade, o título de Mestre em Física. Atualmente está em fase de conclusão de tese de Doutorado em Engenharia Elétrica e Computacional (UFPa). Está integrado ao Programa de Pós-graduação em Eng. Elétrica-PPGEE através do Conselho Nacional de Pesquisa-CNPq. É também professor do Instituto de Estudos Superiores da Amazônia. Sua principal área de interesse é a Eletrodinâmica Computacional, aonde sua pesquisa vem se desenvolvendo no estudo de estruturas Fotônicas.

**Ronaldo Oliveira dos Santos** realizou a graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Pará (UFPa), em 1998. Obteve o título de Mestre, em 2000, e posteriormente o grau de Doutor, em 2004, ambos pela Universidade Federal do Pará. Sua pesquisa atual inclui, antenas e propagação; métodos numéricos e o comportamento transiente de sistemas de aterramento de subestações e sistemas de potência. Atualmente, é professor do Instituto de Estudos Superiores da Amazônia (IESAM) fazendo parte do Laboratório de Análise Numérica em Eletromagnetismo (LANE - UFPa).

**Carlos Leonidas da S. S. Sobrinho** realizou a graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Pará (UFPa), em 1981. Obteve o título de Mestre, em 1989, pela Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-RJ), o grau de Doutor pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), em 1992 e, posteriormente, realizou o Pós-Doutoramento no Queen Mary Westfield - University of London, 1999. É professor adjunto-IV do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação da UFPa, desde 1986. Atualmente desenvolve pesquisas nas áreas de espalhamento eletromagnético, guias de ondas, propagação de ondas, descargas atmosféricas, sistemas de aterramento, antenas, estruturas periódicas e métodos numéricos.

**Josivaldo de Souza Araújo** obteve a graduação no curso de Física pela Universidade Federal do Pará (UFPa), em 2000. Tornou-se Mestre em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações, com ênfase em computação paralela, pela UFPa, em 2003. Atualmente é aluno do doutorado do Programa de Pós-Graduação em Eng. Elétrica/UFPa. Sua pesquisa atual se desenvolve na área de Computação Aplicada, fazendo parte do Laboratório de Análise Numérica em Eletromagnetismo (LANE).