

# Uso do método LN-FDTD na análise de uma antena de microfita cilíndrica.

T. C. Martins, R. O. dos Santos, C. L. da S. S. Sobrinho

**Resumo**—Neste trabalho foi desenvolvido um código computacional para a solução de problemas de irradiação em 3D. Com esta finalidade, uma formulação apropriada do problema desenvolvida a partir das equações de Maxwell, as quais estão escritas em um sistema de coordenadas gerais e solucionadas numericamente com o uso do método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) curvilíneo e processamento paralelo. A fim de validar o código computacional, o método FDTD curvilíneo é aplicado na análise de uma antena de microfita montada sobre uma superfície curva.

**Palavras-Chave**-- Antenas de microfita, Método FDTD.

**Abstract**—In this work computational codes were developed for the solution of radiation problems in 2D and 3D. To accomplish this, a suitable formulation of the problem is developed considering Maxwell equations, which are written in a general coordinate system and numerically solved by use of the curvilinear finite-difference time-domain (FDTD) method and parallel processing. In order to validate the computational code, the curvilinear FDTD method is applied in the analysis of a microstrip antenna mounted on curved surface.

**Keywords**-FDTD method, Microstrip antennas.

## I. INTRODUÇÃO

Junto com a nova geração de sistemas de comunicações sem fio, análises precisas de novos elementos irradiadores (antenas) de geometrias diversificadas tornam necessário certificar (e melhorar) o comportamento desses sistemas. Um incontável número de técnicas de análise e síntese é empregado a fim de analisar vários tipos de antenas com diversas geometrias [1-6]. No consenso geral, o que se espera conseguir com essas geometrias, algumas das quais complexas, é que o irradiador tenha dimensões reduzidas, estando apto para operar em duas ou mais bandas de frequência (antenas multi-banda), e ter características de irradiação (diretividade, ganho, eficiência, etc...) otimizadas. Dentre as técnicas de análise, as seguintes podem ser enfatizadas: as técnicas que usam as funções de Green [7-8], os modelos de linhas de transmissão [9], os modelos de cavidade [10], o método das diferenças finitas no domínio do tempo (método FDTD) em coordenadas retangulares [11], além de outras [12]. As técnicas mostradas acima geralmente estão limitadas ao uso do sistema de coordenadas retangulares ou apresentam limitações quanto à análise de onda completa dos irradiadores. Deste

modo, a idéia de desenvolver um código que permita fazer análises de banda larga desse tipo de irradiadores em superfícies curvas ou com orientações espaciais não coincidentes com as coordenadas do sistema ortogonal tem motivado nossa pesquisa sobre o método FDTD em coordenadas curvilíneas.

A incorporação do *grid* não ortogonal no método FDTD proposto inicialmente por Holland [13], que usou um modelo FDTD não ortogonal baseado em um sistema de coordenadas curvilíneas global. Esta técnica é denominada FDTD não ortogonal ou GN-FDTD. Neste método, a formulação de Stratton [14] era usada para solucionar as equações de Maxwell numericamente na forma diferencial. Contudo, a técnica GN-FDTD possui limitações de aplicação, pois necessita de um sistema de coordenadas que é descrito analiticamente em uma base global. Posteriormente, Fusco em [15] desenvolveu as equações de Maxwell na forma discretizada para um sistema de coordenadas curvilíneas não ortogonal local. Este método é mais versátil do que o GN-FDTD, embora requeira o desenvolvimento e aplicação da geração de *grid* generalizado para discretizar a região de análise. Lee, et al. [16], expandiu o trabalho de Fusco para três dimensões e demonstrou o critério de estabilidade do método. Este método, denominado LN-FDTD, foi então aplicado na análise de antenas consideradas aqui.

As desvantagens associadas com método FDTD, principalmente na análise de estruturas 3-D, são: a grande capacidade de memória e o longo tempo de processamento requerido para realizar os cálculos. Uma solução para esses problemas seria o uso de computadores mais poderosos, com diversos processadores trabalhando em uma estrutura paralelizada. Outra alternativa, financeiramente mais acessível, seria o uso de uma técnica, desenvolvida no final dos anos 80: a arquitetura do cluster de PCs. Neste trabalho, a biblioteca LAM/MPI é utilizada juntamente com o método FDTD para fazer uma análise mais precisa das antenas e também para mostrar a eficiência da computação paralela em relação a sequencial.

Para a aplicação da técnica LN-FDTD na solução de problemas de irradiação, é necessário truncar o domínio numérico, ou seja, limitar a região de análise através de condição de fronteira absorvente. Neste trabalho, a formulação da UPML proposta por Roden [17] em sistemas de coordenadas gerais foi utilizada.

## II. IMPLEMENTAÇÃO PARALELA DE CÓDIGO FDTD CURVILINEAR.

A principal idéia da implementação paralela do algoritmo FDTD está baseada na divisão do domínio de análise em subdomínios. Nessa técnica, conhecida como decomposição de

T. C. Martins, PPGEE-UFPa, Belém-PA, Brasil, (e-mail: tiago@deec.ufpa.br).

R. O. dos Santos IESAM Belém-PA, Brasil (e-mail: ronaldo@ufpa.br).

C. L. da S. S. Sobrinho Depto. de Eng. Elétrica da UFPa, Belém-PA, Brasil (e-mail: leonidas@ufpa.br)

dados ou decomposição de domínio, os dados do problema são repartidos entre os diferentes processadores, considerando que cada processador executa basicamente o mesmo programa (código fonte), mas sobre dados diferentes. Esta é uma implementação típica do modelo SPMD (Single Program Multiple Data) [18]. A distribuição dos dados é feita manualmente, ou seja, o programador define, através de funções de emissão e recepção de mensagem, a comunicação entre os processadores circunvizinhos a fim de ter uma continuidade na atualização das componentes de campo localizadas na interface dos domínios. A biblioteca escolhida para fazer a troca de mensagens foi a LAM-MPI, desenvolvida na Universidade de Ohio [19].

A Figura 1 mostra que o uso de componentes dos campos elétrico e magnético é feito, nas interfaces dos domínios de cada máquina. Assim, diferentes processadores trabalham simultaneamente executando uma parte do programa, mas sobre dados diferentes, ou seja, o processador calcula todas as componentes dos campos destes domínios, transferindo apenas aqueles localizados na interface.

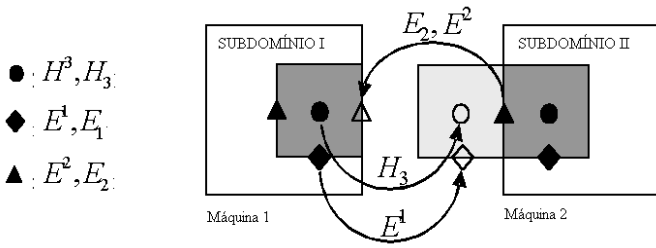


Fig.1. Atualização das componentes de campo localizadas na interface entre duas regiões, na superfície  $\mu^3$ .

### III. MÉTODO FDTD CURVILINEAR

O método LN-FDTD pode ser implementado para analisar um *grid* estruturado, irregular e não ortogonal (como o da célula da Figura 2). Sendo que, o mesmo deve ser formado pelas malhas primária e secundária.

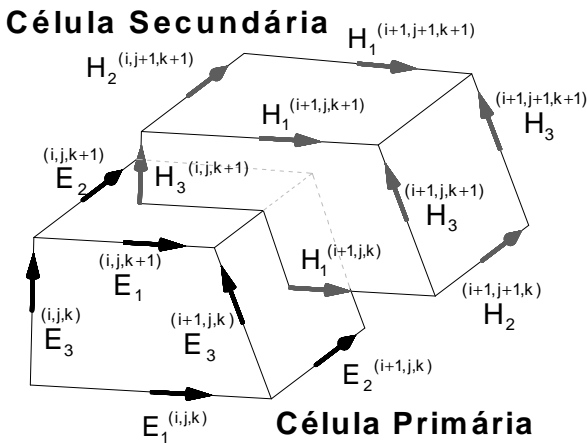


Fig.2. Células primária e secundária para um *grid* estruturado irregular e não ortogonal.

A malha secundária é formada pela conexão dos baricentros das células da malha primária.

Os vetores de base,  $\bar{a}_i$  ( $k=1,2,3$ ), podem ser definidos pelas arestas das células das malhas primária e secundária de acordo com a Figura 3. O sobrescrito *e*, dos vetores de base, significa campo elétrico, e o sobrescrito *h*, significa campo magnético.

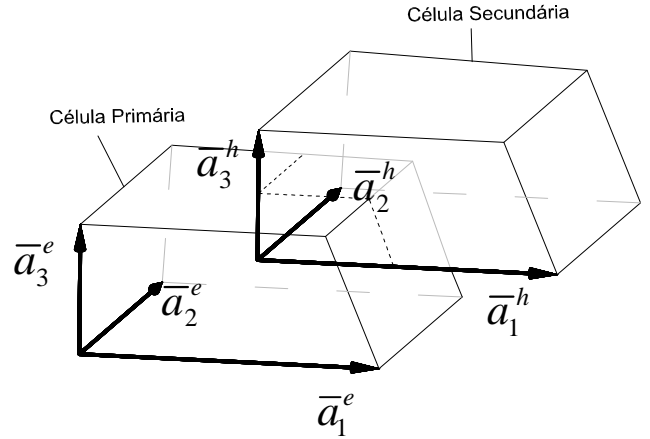


Fig.3. Vetores de base para as células primária e secundária.

Os vetores recíprocos podem ser encontrados pelas expressões a seguir:

$$\begin{aligned} \bar{a}^1 &= \frac{\bar{a}_2 \times \bar{a}_3}{\bar{a}_1 \cdot \bar{a}_2 \times \bar{a}_3} \\ \bar{a}^2 &= \frac{\bar{a}_3 \times \bar{a}_1}{\bar{a}_2 \cdot \bar{a}_3 \times \bar{a}_1} \\ \bar{a}^3 &= \frac{\bar{a}_1 \times \bar{a}_2}{\bar{a}_3 \cdot \bar{a}_1 \times \bar{a}_2} \end{aligned} \quad (1)$$

Os volumes das células primária e secundária podem ser calculados através do produto misto, respectivamente, dos vetores de base e dos vetores recíprocos. Na realidade, uma forma mais eficiente de calcular esses volumes, utilizando médias desses vetores, pode ser encontrada em [17].

Os coeficientes métricos  $g^{ij}$  e  $g_{ij}$  podem ser calculados, respectivamente, em função dos vetores de base e dos vetores recíprocos, conforme mostrado na equação a seguir.

$$\begin{aligned} g^{ij} &= \bar{a}^i \cdot \bar{a}^j \\ g_{ij} &= \bar{a}_i \cdot \bar{a}_j \end{aligned} \quad (2)$$

A partir das componentes covariantes do campo magnético, e de equações numéricas obtidas a partir das equações de Maxwell, são atualizadas as componentes contravariantes do campo elétrico. As quais permitem encontrar as componentes covariantes do campo elétrico pela equação:

$$E_p^{n+1} = \sum_{q=1}^3 g_{pq} E^q(i, j, k)^{n+1} \quad (3)$$

Onde  $p = 1, 2, 3$ . Na verdade, deve-se utilizar o método da média facial, o qual pode ser visto em [20], para se obter melhores resultados.

Através das componentes covariantes do campo elétrico, empregando equações numéricas advindas das equações de Maxwell, são atualizadas as componentes contravariantes do campo magnético. Das quais, as componentes covariantes do campo magnético são obtidas, pela equação:

$$H_p^{n+1} = \sum_{q=1}^3 g_{pq} H^q(i, j, k)^{n+1} \quad (4)$$

Ou de forma mais eficiente pelo método da média facial.

#### IV. VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS.

Com a finalidade de corroborar a confiabilidade dos resultados produzidos pelo ambiente computacional desenvolvido neste trabalho, a impedância característica normalizada de uma linha de microfita cilíndrica foi calculada e comparada com resultados disponíveis em [21] e [22].

Considerando a Figura 4, a fim de utilizar as mesmas condições empregadas nesses trabalhos foi necessário estabelecer que:  $R_{EXT}/R_{INT} = 1,4$ ,  $R_{INT} f_0/c = 1,0 \times 10^{-2}$  e  $\epsilon_r = 2,2$ . Visto que, o valor escolhido para o raio interno do cilindro foi de  $R_{INT} = 20mm$ , foram encontrados raio externo e frequência analisada de, respectivamente,  $R_{EXT} = 28mm$  e  $f_0 = 150MHz$ .

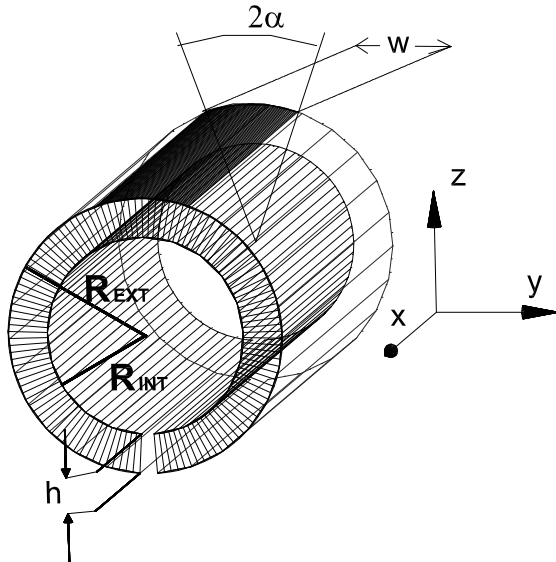


Fig.4. Linha de microfita cilíndrica de largura  $w$ , definida por um ângulo central  $2\alpha$ , e de substrato de espessura  $h$ .

A malha mostrada na Figura 5 corresponde à seção no plano- $yz$  do cilindro mostrado na figura anterior.

Os resultados obtidos neste trabalho coadunam com aqueles encontrados na literatura, consoante o gráfico mostrado na Figura 6.

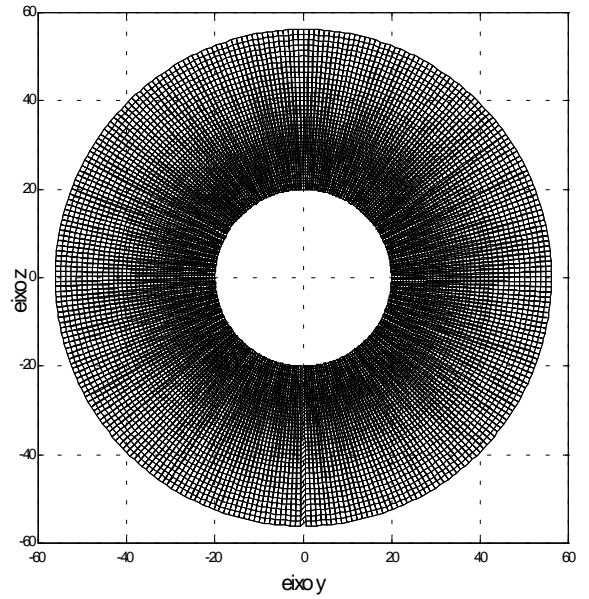


Fig.5. Malha correspondente a seção do plano- $yz$  da microfita.

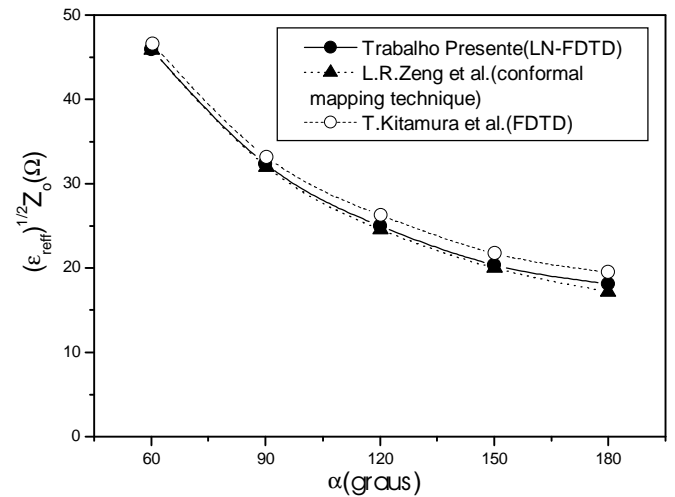


Fig 6. Valores de impedância normalizada para a linha de microfita cilíndrica estudada para diferentes valores do ângulo  $\alpha$ .

A constante dielétrica efetiva,  $\epsilon_{eff}$ , a qual pode ser interpretada como a constante dielétrica de um meio homogêneo que substitua o ar e a região dielétrica da microfita, é dada por [23]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \quad (5)$$

O cálculo dos valores de impedância característica  $Z_0$  em função da frequência foi realizado através da equação a seguir [24]:

$$Z_0(\omega) = \frac{2V_i(\omega) \cosh\left(\frac{\gamma \Delta y}{2}\right)}{[I_{i-1}(\omega) + I_i(\omega)] e^{j\omega \Delta t / 2}} \quad (6)$$

No entanto, para utilizar essa fórmula, é necessário dispor das transformadas de Fourier  $V_i(\omega)$ ,  $I_i(\omega)$  e  $I_{i-1}(\omega)$ , respectivamente, da voltagem  $v_i(n)$  e das correntes  $i_i(n)$  e  $i_{i-1}(n)$ , obtidas no domínio do tempo; onde  $v_i(n)$  é obtida pela integral de linha entre os condutores da microfita e  $i_i(n)$  é a integral de linha do campo magnético ao redor da linha de fita, ambos em um mesmo plano localizado em  $i$  relativamente ao eixo  $x$ , como mostrado na Figura 7. A seu turno, a corrente  $i_{i-1}(n)$  é calculada no plano  $i-1$ , anterior à  $i$ .



Fig 7. Localização dos planos em que são calculadas as tensões e correntes elétricas para obtenção da impedância.

V. ANÁLISE DA MICROFITA CILÍNDRICA

Inicialmente foram obtidas nos terminais das linhas de microfita planar e cilíndrica (com raio interno de 20mm), ambas de largura 3,554 mm e altura do substrato 8,0 mm, as voltagens incidentes no domínio do tempo,  $V(t)^{inc}$ , nas portas de acesso das antenas estudadas (Figura 8).

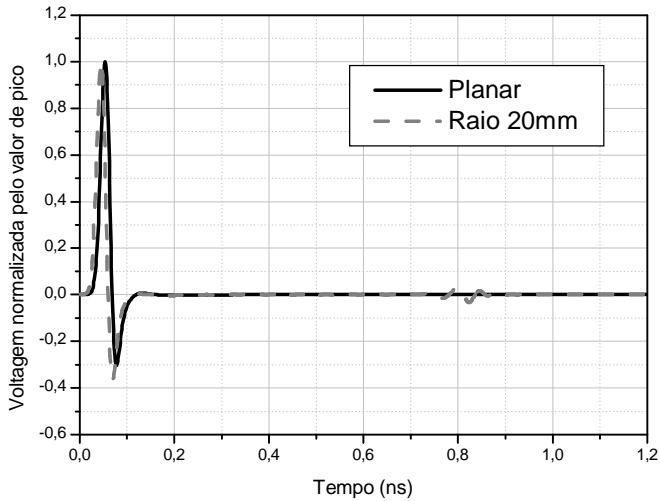


Fig.8. Voltagens incidentes, as quais foram obtidas nos terminais das linhas de microfita estudadas.

As dimensões do *patch* tanto da antena retangular quanto da antena adaptada ao substrato curvo são: 17,770mm de largura e 15,550mm de comprimento; conforme esquematizado nas Figuras 9 e 10.

Nos terminais dessas antenas foram obtidas as voltagens totais nas portas de acesso,  $V(t)^{ot}$ , no domínio do tempo, como pode ser visto no gráfico da Figura 11.

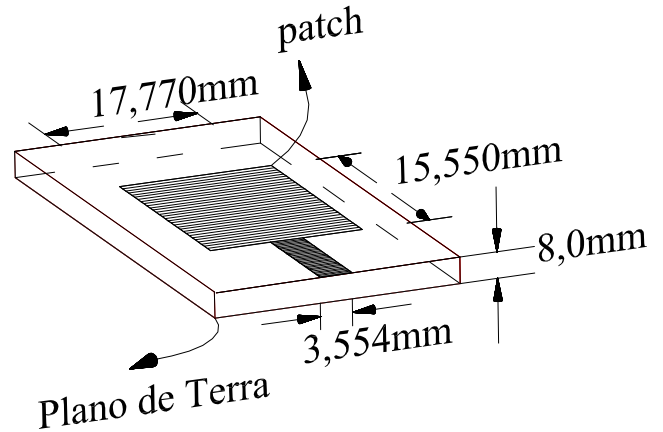


Fig 9. Antena de microfita planar.

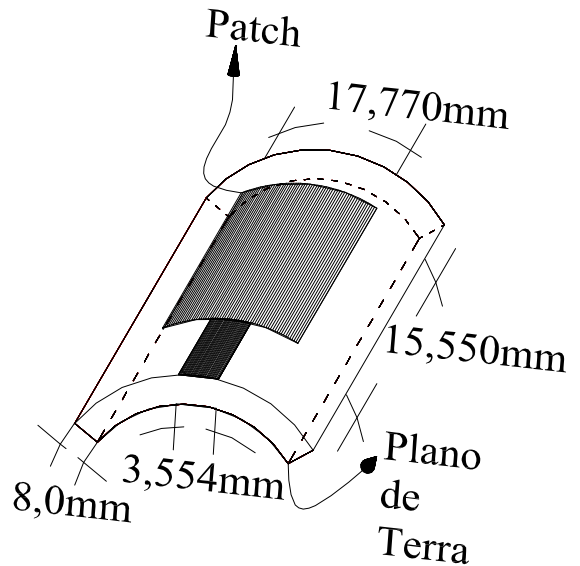


Fig 10. Antena de microfita cilíndrica.

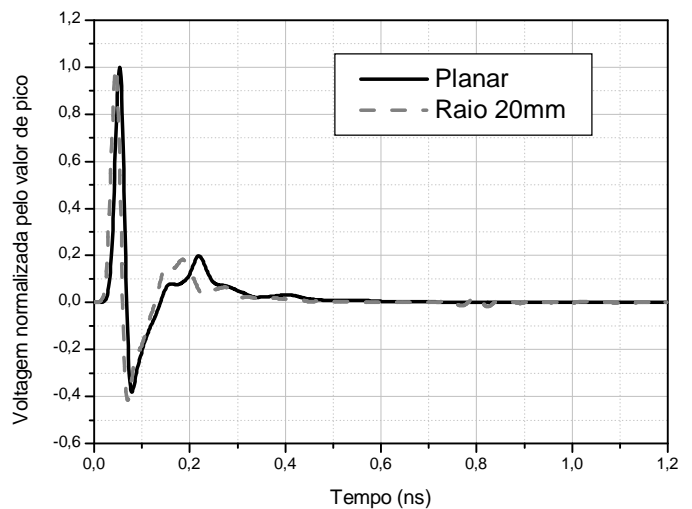


Fig.11. Voltagens totais, as quais foram obtidas nos terminais das duas antenas de microfita estudadas.

O parâmetro  $S_{11}$ , o coeficiente de reflexão de entrada, foi obtido para as duas antenas, a partir dos valores de tensão incidente e tensão refletida, de acordo com a equação 7, onde o símbolo  $\Im$  representa a transformada de Fourier.

$$S_{11} = \frac{\Im[V(t)^{tot} - V(t)^{inc}]}{\Im[V(t)^{inc}]} \quad (7)$$

O gráfico da Figura 12, a seguir, mostra os valores de  $|S_{11}|$  em dB, para uma faixa de frequência de 1GHz à 20GHz.

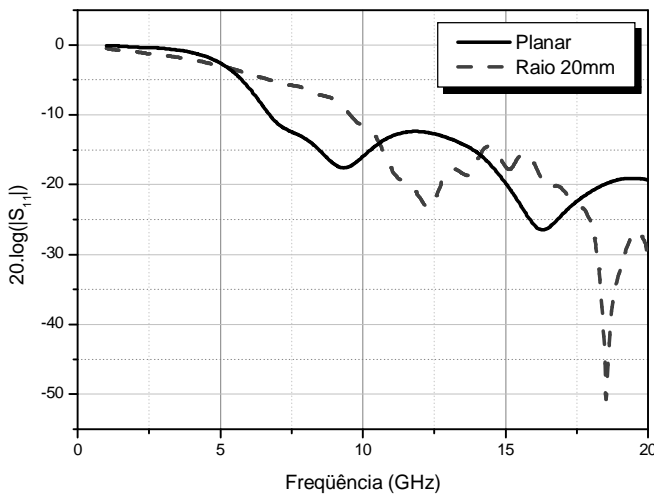


Fig.12. Coeficiente de reflexão de entrada nos terminais das duas antenas de microfita estudadas.

Dessa forma, foi possível encontrar as frequências de ressonância de 16,295 GHz e 18,537 GHz, respectivamente, para as antenas planar e cilíndrica. Pelo gráfico é possível perceber que, no caso estudado, a microfita curva apresentou menos reflexão na entrada do que a planar para a frequência de ressonância.

A impedância de entrada foi obtida para cada antena através da equação 8, na seqüência.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11} e^{j2KL}}{1 - S_{11} e^{j2KL}} \quad (8)$$

Onde  $Z_0$  é a impedância característica da linha de microfita,  $K$  é o número de onda na microfita e  $L$  é a distância entre a aresta da antena na entrada e o plano de referência no qual as tensões total e incidente são medidas. Foi encontrado o valor de  $Z_0 = 132,8\Omega$  utilizando a equação 9 [23].

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right), \quad w/h \leq 1 \quad (9)$$

Os gráficos de impedância de entrada para a microfita planar e cilíndrica são mostrados, respectivamente, na Figuras 13 e 14.

Para a antena cilíndrica, na frequência de ressonância, a parte real da impedância de entrada é igual à impedância característica da linha de microfita, a qual é puramente resistiva, o que também ocorre com a impedância de entrada, haja vista, a parte imaginária da mesma ser nula, nessa frequência. Dessa forma, pode-se dizer que nesse caso há um perfeito casamento de impedância entre a linha de microfita e a entrada da antena.

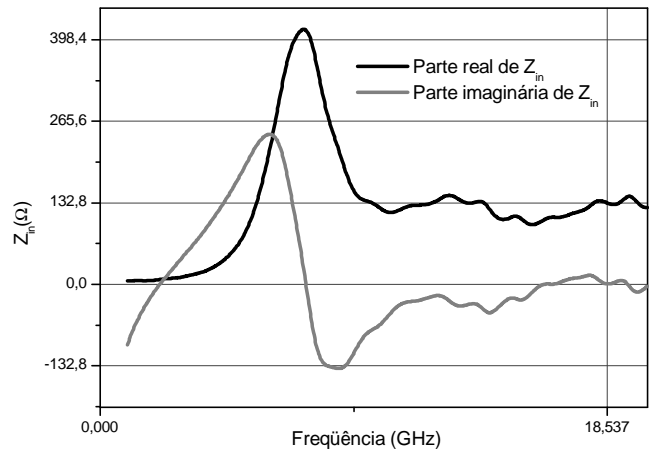


Fig.13. Impedância de entrada da antena cilíndrica.

Por sua vez, embora, a antena planar apresente, na frequência de ressonância, a parte real da impedância de entrada igual à impedância característica da linha de microfita, a parte imaginária da impedância de entrada não é nula, não ocorrendo, portanto, um casamento de impedância perfeito, como o da outra antena.

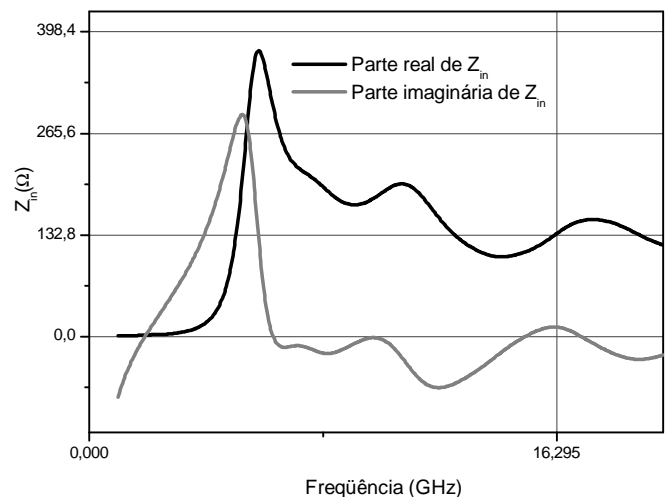


Fig.14. Impedância de entrada da antena planar.

## VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi mostrado que as características de uma antena curva podem divergir bastante daquelas apresentadas por uma microfita planar, como por exemplo, o coeficiente de reflexão na porta de entrada e a impedância de

entrada da antena. Também, percebe-se que é possível melhorar (ou modificar) algumas características de uma antena simplesmente alterando a sua forma geométrica. Dessa forma, mostrou-se a necessidade de uma técnica confiável para analisar as antenas de geometrias mais complexas, a fim de que se possa projetá-las com as características desejadas, sem a necessidade da construção de uma grande quantidade de protótipos, o que seria prejudicial sob o ponto de vista financeiro. Assim, é ressaltada a importância do método FDTD curvilíneo, o qual produz resultados bastante precisos, conforme mostrado na validação do ambiente computacional. Todavia, a precisão nos resultados dá-se também pela grande eficiência da UPLM em coordenadas gerais usada como condição de fronteira absorvente para a truncagem do domínio de análise. Além disso, o uso do processamento paralelo diminui o tempo de execução do programa computacional e permite utilizar malhas mais refinadas. Com as técnicas empregadas aqui é possível realizar uma diversidade de análises do comportamento de antenas com a variação de seus parâmetros, constituindo-se em uma ferramenta importante no projeto das mesmas.

#### REFERÊNCIAS

- [1] M. Esa, N. A. A. Nawawi, and S. Subahir, "Investigation of Lowering the Operating Frequency of a Microwave Device Using Simulation," *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Anais, pp 121-125, Recife, Agosto, 2002.
- [2] E. S. Neves, R. Schieldberg e J. C. S. Lacava, "Antenas de Microfita Multibanda," *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Anais, pp 267-271, Recife, Agosto, 2002.
- [3] P. Perlmutter, S. Shtrikman, and D. Treves, "Electric Surface Current model for the analysis of microstrip antennas with application to rectangular elements," *IEEE Trans. On Antennas and Prop.*, Vol. Ap-33, pp.301-311, Mar. 1985.
- [4] F. Yang, X. X. Zhang, X. Ye, and Y. R-Sammi, "Wide-band E-shaped patch antennas for wireless Communications," *IEEE Trans. On Antennas and Prop.*, Vol. Ap-49, pp. 1094-1100, July 2001.
- [5] V. Dmitriev e K. Q. Costa, "Antenas de Microfita Retangular com Estubes Periódicos para Redução das dimensões," *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Anais, pp. 277-281, Recife, Agosto, 2002.
- [6] L. C. Kretly, A. C. Sodré Jr, "Radiation Characteristics of slot Antenna Arrays for WLAN at 5.2 GHz," *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Anais, pp 285-288, Recife, Agosto, 2002.
- [7] F. C. Silva, "Aplicação do formalismo das funções de Green diádicas e do método dos momentos no estudo de elementos de microfita sobre substratos cilíndricos circulares," *Tese de Doutorado, UNICAMP*, 1990.
- [8] L. B. T. Cividomes, "Análise de antenas de microfita em estruturas multicamadas com dielétricos uniaxiais," *Tese de Doutorado, ITA*, 1992.
- [9] A. A. Kishk, "Analysis of spherical circular microstrip antennas," *IEE Proc. Pt. H*, vol.138, No.6, pp.542-548, Dec. 1991.
- [10] K. M. Luck, K. F. Lee, and J. S. Dahele, " Analysis of the cylindrical-rectangular patch antenna," *IEEE Trans. Antenn. Propagat.*, Vol. Ap-37, No. 2, pp. 143-147, Feb. 1989.
- [11] D. M. Sheen, S. M. Ali, M. D. Abouzahra and J. A. Kong, "Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuite," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-38, No. 7, pp. 849-857, July.1990.
- [12] J. P. Kim and W. S. Park, "Network Modeling of an Inclined and Off-Center Microstrip-Fed Slot Antenna," *IEEE Trans. Antenn. Propagat.*, Vol. Ap-46, no. 8, pp. 1182-1188, August. 1989.
- [13] R. Holland "Finite-Difference Solutions of Maxwell's Equations in Generalized Noorthogonal Coordinates", *IEEE Trans. On Nuclear Science*, Vol. NS-30, N° 06, pp. 4589-4591, Dec. 1983.
- [14] J. A. Stratton, "*Electromagnetic Theory*", New York: McGraw-Hill, 1941.
- [15] M. Fusco, " FDTD algorithm in curvilinear coordinates", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-38, pp. 76-88, 1990.
- [16] J. F. Lee, R. Palendech, and R. Mittra "Modeling Three-Dimensional Discontinuities in Waveguides Using Non-orthogonal FDTD Algorithm", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-40, N° 2 Feb. 1992.
- [17] Roden, J. A., Broadband Electromagnetic Analysis of Complex Structures with the Finite-Difference Time-domain Technique in General Curvilinear Coordinates, *Ph.D. Dissertation, University of Kentucky*, 1997
- [18] Andrews, G. Foundations of Multithreaded, Parallel and Distributed Programming, Addison wesley. 2000.
- [19] <http://www.mpi.nd.edu/lam>
- [20] A. Taflove, *Advances Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Method.*, NY: Artech House, may 1998.
- [21] T. Kitamura, T. Koshimae, M. Hira, and S. Kurazono, "Analysis of cylindrical microstrip lines utilizing the finite-difference time-domain method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1279-1282, July 1994.
- [22] L.R. Zeng and Y. Wang."Accurate solutions of elliptical and cylindrical striplines and microstrip lines." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, pp. 259-265. Feb. 1986.
- [23] Pozar, David M. Microwave engineering. 2nd. ed. New York : John Wiley & Sons, cop. 1998. XVI, 716 p.
- [24] J. Fang and D. Xue, "Precautions in the Calculation of Impedance in FDTD Computations," in *Proc. 1994 IEEE AP-S Int. Symp. and URSI Radio Science Meeting*, Seattle, WA, june 19-24, 1994, vol. 3, pp. 1814-1817.