

Eficiência de antena banda larga em microfita com formato E utilizando o método de FDTD

A. C. O. Pedra^{1,2}, G. Bulla¹, P. Serafini¹ e A. A. A. de Salles¹

¹Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul – UFRGS, Av. Osvaldo Aranha, 103, Porto Alegre, RS, Brasil

²Faculdade de Tecnologia SENAI Porto Alegre, Av. Assis Brasil, 8450, Porto Alegre, RS, Brasil

Resumo - Cálculo da eficiência total de antena de microfita banda-larga com formato E de simples camada e com alimentação coaxial é realizado utilizando o método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). O método FDTD simula estruturas no domínio do tempo utilizando as equações rotacionais de Maxwell. O modelo aqui proposto, diferente de outros anteriores, utiliza campos elétrico e magnético no domínio do tempo para computar as potências de entrada e irradiada, o que torna mais próximo de valores reais as perdas e as potências consideradas na determinação da eficiência da antena. As simulações e medidas são feitas utilizando quatro antenas de formato E com alimentação capacitiva e com provas coaxiais, e também antenas com pinos em curto. Os resultados são comparados com medidas e outros valores de eficiência obtidos a partir de expressões analíticas conhecidas.

Palavras-chave - Antena banda-larga, antenas de microfita, FDTD e eficiência.

I. INTRODUÇÃO

É conhecida a dificuldade de medir a eficiência de antenas pela especialização que se exige dos equipamentos e instalações, quase sempre associados a custos elevados. A solução tem sido o uso de simulações para se obter esses dados de desempenho. O método FDTD tem sido aplicado para uma variedade de problemas eletromagnéticos, aí incluídas antenas planares, monopolos bidimensionais e guias de onda radiantes. Diagramas de irradiação e cálculo de impedâncias têm sido computados para antenas em geral. No entanto, para determinação de eficiência em antenas planares banda larga, o modelo tradicional [1-2] considera somente a potência de entrada e as perdas mais comuns e se processa quase sempre no domínio da frequência. No modelo tradicional, a potência de entrada decorre dos valores de tensão e corrente de alimentação da antena; as perdas, funções da potência dissipada no dielétrico, das condutividades finitas do condutor do elemento irradiador e plano de terra, complementado com as perdas geradas pela onda de superfície. O modelo citado simplifica muito o problema, pois os materiais condutores usados nas antenas, a exemplo do cobre, têm condutividade elevada (ordem de 10^7) e a onda de superfície praticamente não gera perdas se a parte imaginária da permissividade elétrica do substrato dielétrico for baixa. Essas simplificações geram eficiências próximas de 100% em quase todas as frequências da banda nas simulações com dielétrico de permissividade relativa próxima do valor unitário.

Neste trabalho é usado o método de FDTD no domínio do tempo em simulações e medidas de eficiência de quatro antenas de formato E de alimentação capacitiva e com prova coaxial, utilizando pinos como curtos entre o elemento irradiador e o plano de terra. Na experimentação com pinos, utilizou-se também a antena E cortada pela metade, devido à redução de área que a modificação propicia.

A antena banda larga de formato E de uma camada foi escolhida por se tratar da mais simples antena banda larga que utiliza fendas para aumentar a largura de banda [3-8]. Fendas são feitas na estrutura, gerando novos modos de ressonância ao alterar a distribuição de correntes na antena. É o que ocorre com a antena aqui utilizada, de formato E, onde se verificam bandas relativas maiores que 20% quando a estrutura planar é projetada adequadamente. O analisador de espectro FSH6, da Rohde & Schwarz, foi usado nas medidas de perdas de retorno (S_{11}).

II. CÁLCULO DA EFICIÊNCIA PELO MÉTODO CONVENCIONAL

O método convencional usando FDTD para determinar a eficiência sobre uma ampla faixa de frequências, como é o caso de antenas de banda larga, baseia-se na análise de ondas de tensão e corrente obtidas. O espaço computacional é quantizado e componentes discretas de campos são dispostas em células [9]. A seguir uma fonte de voltagem (V), normalmente um pulso gaussiano de amplo espectro de frequências, é colocada no ponto de alimentação (célula), provocando a indução de correntes (I) ao longo da prova coaxial existente entre a fonte e o elemento irradiador da antena de microfita. O passo seguinte é mostrar no tempo os valores de tensão e a corrente induzida. A coleta dessas amostras continua até que todos os transientes sejam dissipados, quando então é aplicada a transformada de Fourier em $V(t)$ e $I(t)$ para fornecer respostas no domínio da frequência. As componentes tangenciais de campo elétrico são nulas ao longo do condutor, exceto no ponto de alimentação, de coordenadas (i,j,k) , onde o campo é dado por [10]

$$V(t) = E_z(i, j, k) \Delta z \quad (1)$$

No caso, o condutor da prova coaxial foi suposto ao longo do eixo z . A corrente $I(t)$ é obtida a partir da Lei de Ampère, em função da integral de linha ao redor da célula onde está a fonte de alimentação. A determinação de $I(t)$ envolve as componentes discretas de campo magnético H_x e H_y e é expressa por

$$I(t) = [H_x(i, j-1, k) - H_x(i, j, k)] \Delta x + [H_y(i, j, k) - H_y(i-1, j, k)] \Delta y \quad (2)$$

A potência de entrada P_e é determinada após o desaparecimento de todos os transientes, quando se aplica a transformada de Fourier sobre a tensão $V(t)$ e a corrente $I(t)$ e obtém

$$P_e(w) = \text{Re}[V(w) \cdot I^*(w)] \quad (3)$$

A eficiência η é determinada considerando as potências de entrada P_e e dissipada P_d ,

$$\eta = \frac{P_e - P_d}{P_e} \times 100\% \quad (4)$$

A potência dissipada é a soma das perdas no dielétrico, nas placas condutoras da antena (elemento irradiador e plano de terra) e devido à onda de superfície,

$$P_d = P_{diel} + P_{cond} + P_{onda_sup} \quad (5)$$

A simplificação do método reside justamente no cálculo da potência dissipada, pois o termo de maior peso, perdas devido à onda de superfície, é de difícil determinação. A tendência normalmente é de só considerar nas simulações as perdas no dielétrico e condutor, a não ser em antenas de formato regular para as quais existem expressões aproximadas para calcular as perdas devido à onda de superfície [11].

Outra forma de se obter a eficiência de irradiação da antena η_{irrad} é utilizando o conceito de irradiação da antena [11-12], onde

$$\eta_{irrad} = \frac{P_{irrad}}{P_{irrad} + P_{cond} + P_{diel} + P_{onda_sup}} \times 100\% \quad (6)$$

onde

$$P_e = P_{irrad} + P_{cond} + P_{diel} + P_{onda_sup} \quad (7)$$

e

$$P_{irrad} = \frac{1}{240\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi. \quad (8)$$

Também

$$P_{cond} = 2 \int R_s |H|^2 ds \quad (9)$$

e

$$P_{diel} = h \int \sigma_{diel} |E|^2 ds, \quad (10)$$

sendo σ_{diel} a condutividade equivalente do dielétrico.

$$R_s = \sqrt{2\pi f \mu / \sigma_{cond}} \quad (11)$$

em que R_s é a resistência superficial do condutor; E e H são os vetores campo elétrico e magnético; e S a área onde a potência é calculada. Entretanto, as expressões (4) e (6) para cálculo da eficiência dependem da perda devido à onda de superfície P_{onda_sup} , a qual não é fácil de determinar.

III. CÁLCULO DA EFICIÊNCIA NO DOMÍNIO DO TEMPO

No método proposto neste trabalho a eficiência é expressa por

$$\eta = \frac{P_{irrad}}{P_e} \times 100\%, \quad (12)$$

em que P_{irrad} é a potência irradiada e P_e a potência na entrada. Essas potências são

$$P_{irrad} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\oint_S S(r,t) nds \right) dt \quad (13)$$

$$P_e = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) I(t) dt \quad (14)$$

Nas equações acima, $V(t)$ e $I(t)$ são os valores senoidal da voltagem e corrente de entrada. A corrente é determinada de forma semelhante ao calculado no método tradicional, quando se usa integral de linha para obter $I(t)$ ao redor da fonte no ponto de alimentação da antena. O período T refere-se à voltagem senoidal utilizada como alimentação, com valor dependente da frequência em que se deseja determinar a eficiência. Resultados estáveis são obtidos após a estabilização da fonte senoidal. A densidade de potência $S(r,t) = E(r,t) \times H(r,t)$ é o vetor de Poynting que permite calcular a potência em cada célula ao ser multiplicado pela área ds . O vetor normal às superfícies que envolvem a antena é representado por n . O parâmetro r indica a distância entre a origem do sistema de coordenadas e as diversas células da superfície fechada onde se vai computar a potência total irradiada. O produto vetorial $E(r,t) \times H(r,t)$ é composto dos campos na superfície virtual que envolve a antena, calculados célula a célula de área ds .

A potência P_{irrad} é determinada ao se integrar o vetor de Poynting $S(r,t)$ na superfície fechada virtual que envolve a antena (elemento irradiador e plano de terra). Para ds , por exemplo, usa-se o produto $\Delta x \Delta y$ quando a superfície de integração estiver no plano xy.

De forma geral, os passos para determinar a eficiência pelo método proposto são os seguintes: 1) simular em FDTD o gráfico da perda de retorno (S_{11}) versus frequência da antena usando fonte gaussiana, de forma a se obter a faixa de frequência de interesse; 2) substituir a fonte anterior (gaussiana) por outra senoidal na frequência em que se deseja determinar a eficiência; 3) traçar um volume virtual envolvendo a antena. As formas de cubo ou paralelepípedo geram boa resposta e facilidades na locação de pontos; 4) calcular a potência em cada ponto (células) das seis superfícies do sólido virtual e somá-las (P_{irrad}). Uma sugestão é coletar a potência no intervalo (9T, 10T), quando a fonte senoidal já se estabilizou; 5) determinar a potência de entrada utilizando a voltagem $V(t)$ e a corrente $I(t)$ obtida dos campos magnéticos que se desenvolvem ao redor do ponto de alimentação e 6) calcular a eficiência pela expressão (12).

A grande vantagem do método é considerar, para a determinação da potência de entrada, a voltagem e corrente no ponto de alimentação da antena. Nesses valores já estão considerados, para cada frequência usada na fonte de tensão senoidal de entrada, os efeitos de reflexão de ondas decorrentes de descasamento de impedância entre a prova coaxial e a entrada no elemento irradiador. A outra vantagem é que na determinação do outro termo para cálculo da eficiência, a potência irradiada, todas as perdas da antena são computadas independentes de qualquer expressão analítica para calculá-las.

IV. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

A. Antena E sem pino

A geometria da antena de formato E é a constante da Fig.1. As dimensões são $L=70\text{mm}$, $W=45\text{mm}$, $Ps=7\text{mm}$, $Ls=34\text{mm}$, $Ws=5\text{mm}$, $Yo=8\text{mm}$ e $h=10\text{mm}$. Na Fig.2 é apresentado o gráfico de S_{11} , onde se tem as frequências com valores mais adequados de perda de retorno em dB. Os valores de eficiência obtidos pelo método proposto constam da Fig.3. As frequências usadas nas medidas, tomadas a cada 100MHz, situam-se na faixa de 2.2GHz a 2.8GHz.

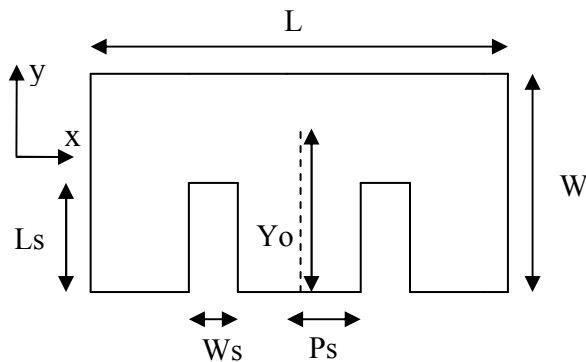


Fig.1 - Geometria da antena E (vista superior).

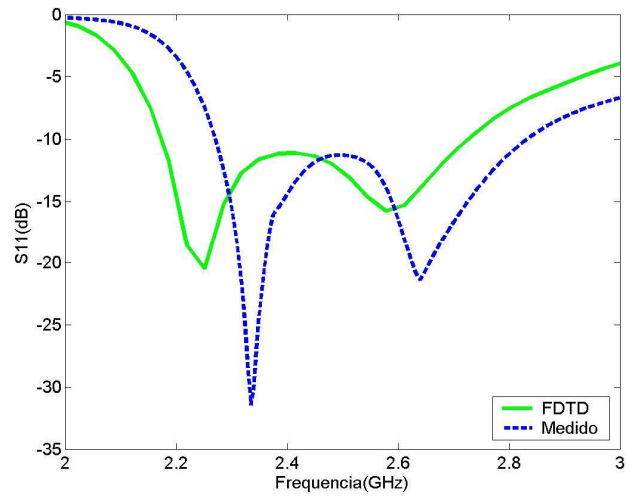


Fig.2 - Perda de retorno (S_{11}) da antena E.

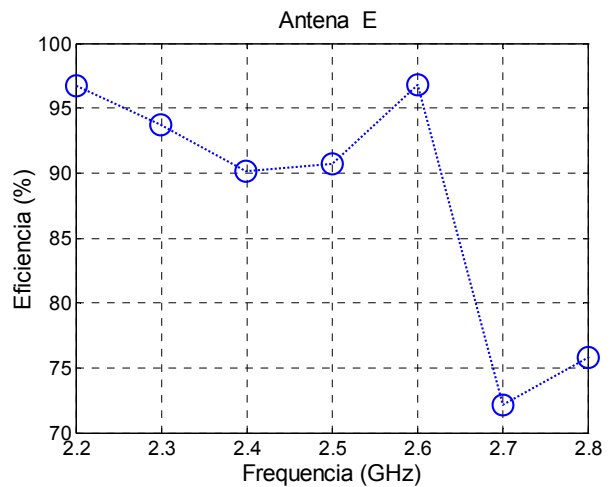


Fig.3 - Eficiência total da antena E.

B. Antena E sem pino, com alimentação capacitiva

A antena é mostrada na Fig.4. As dimensões são $L=70\text{mm}$, $W=45\text{mm}$, $Ps=4\text{mm}$, $Ls=13\text{mm}$, $Ws=5\text{mm}$, $h=10\text{mm}$, $h1=3\text{mm}$, com $\epsilon_r=1$. A alimentação está à 7mm da borda sem fendas. A área da placa capacitiva é de 36mm^2 . Na Fig. 5 é apresentado o gráfico de S_{11} . Os valores de eficiência obtidos pelo método proposto constam da Fig.6. As frequências usadas nas medidas, tomadas a cada 100MHz, situam-se na faixa entre 2.2GHz e 2.9GHz.

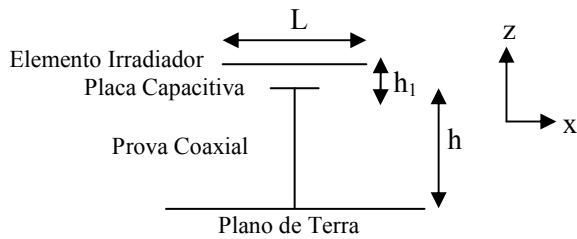


Fig. 4 – Geometria da alimentação capacitiva (vista frontal da antena E).

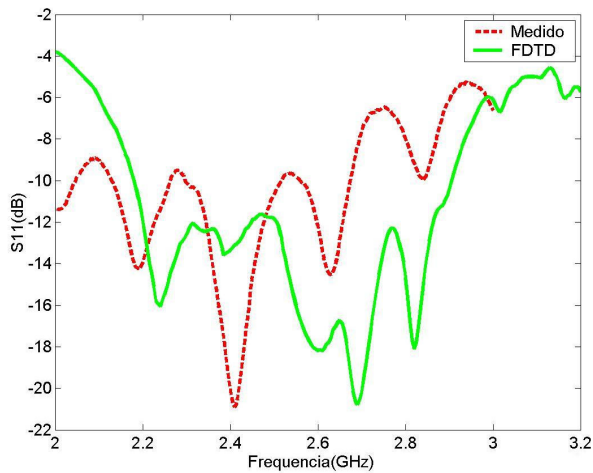


Fig.5 – Valores simulados e medidos da perda de retorno (S_{11}) para a antena com alimentação capacitiva sem pino.

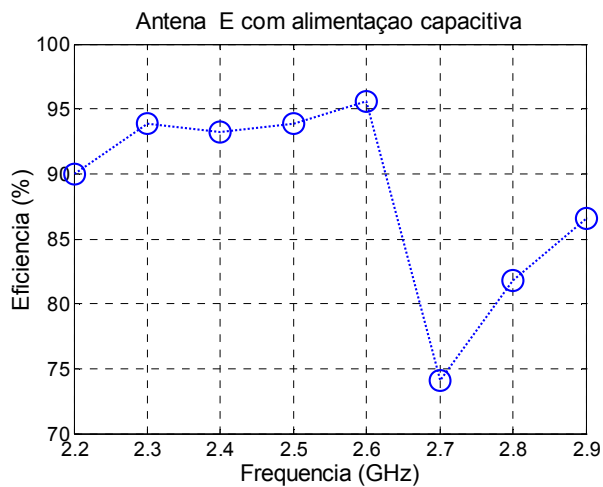


Fig. 6 - Eficiência total da antena E com alimentação capacitiva.

C. Antena E de dimensões reduzidas, com pino

As dimensões da antena são $L=50\text{mm}$, $W=40\text{mm}$, $P_s=4\text{mm}$, $L_s=33\text{mm}$, $W_s=11\text{mm}$, $Y_o=10\text{mm}$, $h=10\text{mm}$, com $\epsilon_r=1$.

A geometria da antena é semelhante à antena E da Fig.1, onde um pino de diâmetro 1mm é colocado no eixo central à 13mm da borda sem fendas. A área foi reduzida de 37% em relação à da antena E da Fig.1. Na Fig. 7 é apresentado o gráfico de S_{11} . Os valores de eficiência obtidos pelo método proposto constam da Fig.8. As frequências usadas nas medidas, tomadas a cada 100MHz, situam-se na faixa entre 2.4GHz e 2.9GHz.

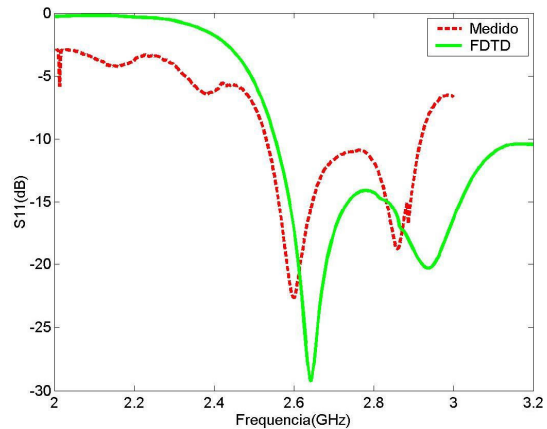


Fig.7 – Valores simulados e medidos da perda de retorno (S_{11}) para a antena E reduzida com pino.

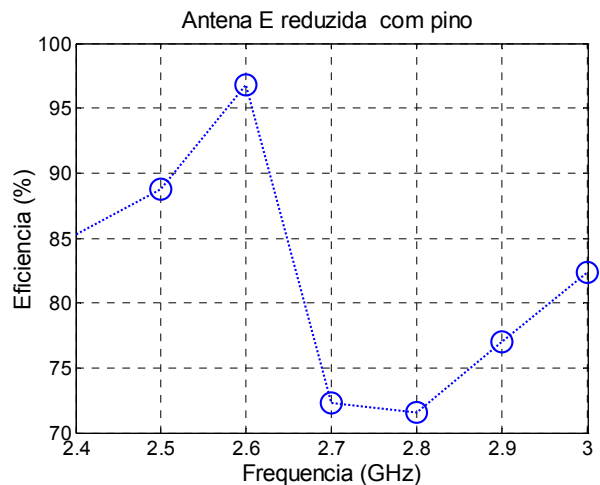


Fig.8- Eficiência total da antena E reduzida com pino.

D. Antena, com pino, de dimensões do irradiador menores que a metade da antena E da Fig.1.

A antena E da Fig.1 foi cortada pela metade, paralelo à largura W e teve diminuídas suas dimensões W de 45 para 40mm e L de 70 para 30mm. As dimensões da antena ficaram então L=30mm, W=40mm, Ps=2mm, Ls=31mm, Ws=5mm, Yo=12mm e h=10mm, com $\epsilon_r=1$. A alimentação e pino têm diâmetros de 1mm. O pino está à 15mm do canto superior, sobre a borda da direita (Fig. 9). As Fig.10 e 11 apresentam os gráficos de S_{11} e eficiência da antena. As frequências usadas nas medidas, tomadas a cada 100MHz, situam-se na faixa entre 2.4GHz e 3.0GHz.

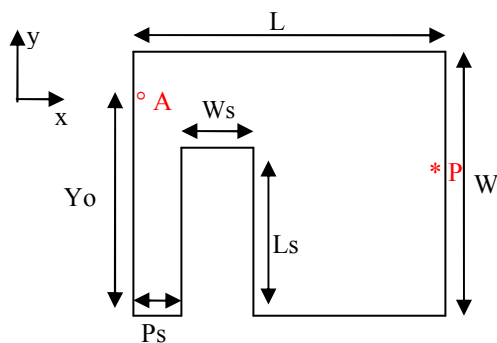


Fig. 9 – Geometria da antena de área menor que a metade da antena E da Fig.1, com indicação dos pontos de alimentação (A) e aplicação do pino (P).

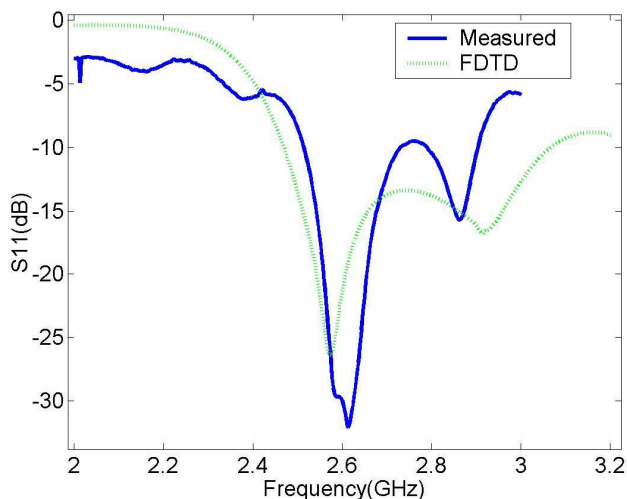


Fig.10 – Valores simulados e medidos da perda de retorno (S_{11}) para a antena E pela metade com pino.

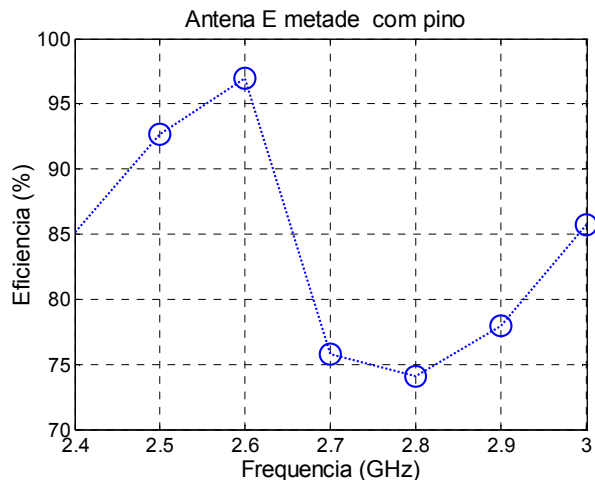


Fig.11- Eficiência total da antena E pela metade com pino.

V. COMPARAÇÃO COM OUTROS RESULTADOS

Para melhor avaliar a efetividade do método proposto, alguns resultados obtidos em outros trabalhos foram comparados com os do método aqui proposto. Esses resultados decorrem de simulações e medidas e constam da tabela abaixo.

TABELA COMPARATIVA

Eficiência de antenas planares de microfita

	Características e dimensões (mm)	Simulado	Medido	Método proposto
1	Retangular L=64 W=94 h=1.6 $\epsilon_r=2.2$ $f_{ress}=1.57GHz$	86% *1	----	74% *3
2	Formato E L=45 W=70 Ls=35 Ws=11 Ps=4 h=10 $\epsilon_r=1$ f =2.6GHz	----	98% *2	96% *3
3	Formato E, cortada pela metade L=45 W=35 Ls=32 Ws=6 Ps=5 h=10 $\epsilon_r=1$ f=2.5GHz	----	98% *2	95% *3

OBSERVAÇÕES SOBRE A TABELA COMPARATIVA

*1 - Simulação da eficiência total pela expressão analítica (6). A diferença de valor em relação ao método proposto pode ser atribuída ao fato que no cálculo analítico são usadas expressões que prevêm erros percentuais nos resultados, a exemplo das perdas geradas pela onda de superfície [13]. Também porque as reflexões por descasamento na entrada não são normalmente consideradas no método analítico.

*2 - Medida da eficiência de irradiação [6] pelo método Wheeler Cap. Os valores medidos são da mesma ordem que o proposto no presente trabalho, provavelmente porque neste são consideradas todas as perdas entre os pontos de alimentação e de determinação da potência irradiada, aí incluídos, por exemplo, os descasamentos de impedância na entrada da antena, bem como as perdas decorrentes das ondas de superfície.

*3 - Simulação da eficiência pelo método FDTD no domínio do tempo [14] de acordo com o modelo proposto neste artigo, considerando a potência de entrada, a potência irradiada, as reflexões por descasamento entre o cabo e o elemento irradiador e todas as perdas na antena.

VI. CONCLUSÕES

A análise da eficiência da antena banda larga de formato E usando campos elétrico e magnético no domínio do tempo mostrou-se eficaz.

A grande vantagem do método é considerar na determinação da potência de entrada, para cada frequência em que se calcula a eficiência, os efeitos da reflexão de sinais devidos a descasamento de impedância na entrada da antena.

O outro benefício constatado é o fato de já estar incluído no cálculo da potência irradiada utilizada na expressão da eficiência todas as perdas existentes na estrutura irradiante (elemento irradiador, dielétrico, plano de terra e alimentação).

VII. REFERÊNCIAS

- [1] K. S. Kuns, R. J. Luebbers, "The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics", Florida, EUA, CRC Press, 1993.
- [2] R. J. Luebbers, "FDTD Calculation of Wide-Band Antenna Gain and Efficiency", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 40, no. 11, November 1992.
- [3] F. Yang, X. Zhang, X. Ye e Y. R. Samii, "Wide_Band E-Shaped Patch Antennas for Wireless Communications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 49, no. 7, July 2001.
- [4] E.S. Neves, J.C. Lacava, L. Cividanes, "A dual-band rectangular patch antenna with two pairs of parallel slits", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, Volume 2, 16-21 June 2002, Page(s) 52 – 55.
- [5] B.L Ooi, S. Qin, M.S. Leong, "Novel Design of Broad-Band Stacked Patch Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 50, no. 10, October 2002.
- [6] R. Chair, C.L. Mak, K.F. Lee, K.M. Luk, A.A. Kishk, "Miniature Wide-Band Half U_Slot and Half E_Shaped Patch Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 53, no. 8, August 2005.
- [7] A.C.O. Pedra, G. Bulla, C.R. Fernández, G. Monser, A.A.A. Salles, "Analysis of Microstrip Antenna Wide-Band by Segmentation and FDTD Methods", MOMAG, Belo Horizonte, Brasil, agosto de 2006.
- [8] A.C.O. Pedra, G. Bulla, C.R. Fernández, A.A.A. Salles, "Otimização de largura de banda e tamanho de antena de formato E microstrip de banda larga utilizando o método de FDTD", SBrT, Recife, Brasil, setembro de 2007.
- [9] A. Taflove, Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time-Domain Method. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [10] R. J. Luebbers, "FDTD Calculation of Radiation Patterns, Impedance, and Gain for a Monopole Antenna on a Conducting Box", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 40, no. 12, December 1992
- [11] R. Garg, P. Bhartia, Microstrip Antennas Design Handbook. Boston. London.: Artech House, 2001.
- [12] G. Kumar, K.P. Ray, Broadband Microstrip Antennas, London, UK, Artech House, 2003.
- [13] R. A. Sainati, CAD of Microstrip Antennas for Wireless Application. Boston. London.: Artech House, 1996.
- [14] T. Arima, K. Asami, T. Uno, "Antenna Efficiency of Planar Antenna using FDTD Method". IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005.