

# Antena de Microfita Retangular com Estubes Periódicos para Redução das Dimensões

V. Dmitriev e Karlo Q. da Costa

UFPA—Universidade Federal do Pará – Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação - DEEC,  
Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado – LEA  
Av. Augusto Corrêa nº 01 – CP:8619, CEP: 66075-900 Belém/PA, BRASIL

**Resumo** — Neste trabalho, é apresentado um novo método para a análise de redução das dimensões de uma antena de microfita retangular com estubes periódicos, a qual pode operar como ressoador e radiador. O método baseia-se no modelamento por condições de contorno de impedância, onde através do qual são obtidos os resultados teóricos dos seguintes parâmetros: frequência de ressonância, distribuição dos campos eletromagnéticos, impedância de entrada, diagrama de irradiação e fator de qualidade.

**Palavras-chaves** — Antenas de microfita, ressoadores e radiadores de microfita, estubes, condições de contorno de impedância.

## I. INTRODUÇÃO

Antenas de microfitas apresentam vantagens de utilização pela suas pequenas dimensões, baixo peso, baixo custo de produção e boas características aerodinâmicas. Um dos problemas tecnológicos em antenas de microfitas é a redução do seu tamanho [1]. A solução deste problema é importante para muitas aplicações, tais como equipamentos para comunicações móveis, embarcado em aeronaves e satélites, mísseis e em arranjos de antenas. Vários métodos têm sido utilizados com este objetivo por muitos autores [2]-[12].

Um dos métodos para a redução das dimensões deste tipo de antena, é a utilização de estubes nas bordas do patch [7]-[12]. Esta técnica, já foi aplicada com sucesso em antenas circulares em [9], onde foi mostrado que o efeito de um único estube provoca uma redução na frequência de ressonância e, em [10], com dois estubes cujo efeito é similar. As antenas em formato de anel também apresentam o mesmo comportamento, como foi mostrado em [7]. Neste trabalho a demonstração foi feita numericamente e experimentalmente. Já em [8], foi utilizado um modelo de circuitos.

Neste trabalho, será analisada a antena de microfita com estubes mostrada na Fig. 1, utilizando o método de condições de contorno de impedância [12]-[14]. Através deste método, será calculada a variação da frequência de ressonância, do modo fundamental, em função do comprimento e da largura dos estubes. Estes resultados serão comparados com aqueles obtidos através do método das linhas de transmissão proposto em [11] e com o de circuitos de parâmetros concentrados de [8]. Vale ressaltar que os resultados teóricos obtidos, através dos métodos aqui referenciados, serão comparados com dados experimentais.

Karlo Q. da Costa, karlocosta@yahoo.com.br, V. Dmitriev, victor@ufpa.br, Tel +55-91-2111740, Fax +55-91-2111634;  
Este trabalho foi financiado pelo CNPq

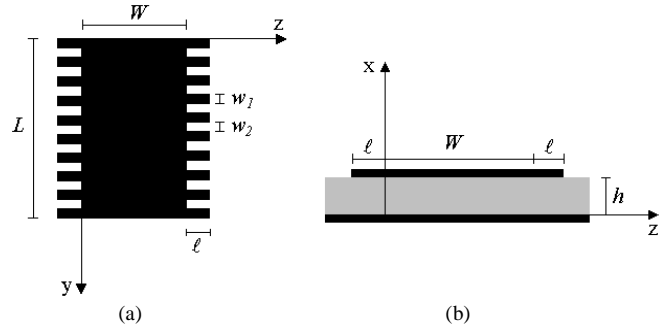


Fig. 1. Microfita retangular com estubes nas duas bordas da direção  $z$ . (a) vista superior. (b) vista transversal.

## II. FORMULAÇÃO TEÓRICA

### A. Campos dentro da cavidade

A determinação dos campos eletromagnéticos, utilizando o modelo aproximado da cavidade [1] e [12], para a antena da Fig. 1, consiste em resolver um problema de contorno usando-se as equações de Maxwell dentro da região retangular de dimensões  $L$ ,  $W$  e  $h$ . Neste problema, é analisado o modo  $TM^x$ , considerando-se a componente do campo elétrico  $E_x$  uniforme com a variável  $x$ . Fazendo-se esta consideração inicial, o problema de contorno geral torna-se bidimensional. A condição de contorno na direção  $y$  é dada por (1) e em  $z$  por (2) e (3):

$$H_z(x, 0, z) = H_z(x, L, z) = 0, \quad (1)$$

$$H_y(x, y, 0) = -Y_s E_x(x, y, 0), \quad (2)$$

$$H_y(x, y, W) = Y_s E_x(x, y, W), \quad (3)$$

onde a admitância  $Y_s$ , conforme utilizado em [12], é:

$$Y_s = j \frac{w_1}{w_1 + w_2} \frac{1}{Z_s} \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda_g}\right), \quad (4)$$

onde o parâmetro  $Z_s$  é a impedância de entrada de um único estube,  $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{efs}}}$  onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda para o espaço livre e  $\epsilon_{\text{efs}}$  é a permissividade efetiva do dielétrico contido na linha de microfita formada por um estube, de largura  $w_1$  e comprimento  $l$ . Esta permissividade, pode ser obtida como segue [15]:

$$\varepsilon_{efs} = \frac{\varepsilon_{Rd} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{Rd} - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w_1} \right)^{-1/2} + 0.04 \left( 1 - \frac{w_1}{h} \right)^2 \right] \quad h > w_1, \quad (5)$$

$$\varepsilon_{efs} = \frac{\varepsilon_{Rd} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{Rd} - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w_1} \right]^{-1/2} \quad h \leq w_1, \quad (6)$$

onde a constante  $\varepsilon_{Rd}$  é a permissividade relativa do dielétrico do substrato. A permissividade efetiva da antena,  $\varepsilon_{ef}$ , pode também ser calculada por (5) e (6), bastando para isso, substituir  $w_1$  por  $W$  (Fig. 1).

O modo fundamental deste problema é o modo  $TM_{01\delta}^x$ . Neste caso, os campos apresentam variação senoidal em  $y$ , e hiperbólica em  $z$ , conforme mostra a Fig. 2. Desta forma, os campos  $E_x$ ,  $H_z$  e  $H_y$ , são determinados:

$$E_x = E_{x0} \sqrt{1 - C^2} \cosh [k'_z z - \tanh^{-1}(C)] \cos(k_y y), \quad (7)$$

$$H_z = jH_{z0} \frac{k_y \sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{k_y^2 - k_z'^2}} \cosh [k'_z z - \tanh^{-1}(C)] \sin(k_y y), \quad (8)$$

$$H_y = jH_{y0} \frac{k'_z \sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{k_y^2 - k_z'^2}} \sinh [k'_z z - \tanh^{-1}(C)] \cos(k_y y), \quad (9)$$

onde  $\omega^2 \mu_0 \varepsilon_d = k^2 = k_y^2 - k_z'^2$ ,  $\varepsilon_d$  é a permissividade do substrato,  $k_y = \pi/L$ ,  $Y_s = jY$  e

$$C = \frac{(k_y^2 - k_z'^2) Y}{\omega \varepsilon_d k'_z}. \quad (10)$$

### B. Freqüência de ressonância

A freqüência do modo  $TM_{01\delta}^x$  é calculada pela equação dos autovalores do problema, que para o ressonador da Fig. 1, é dado por:

$$\tanh(k'_z W) + \frac{2\omega \varepsilon_d k'_z Y [k_z'^2 - k_y^2]}{\omega^2 \varepsilon_d k_z'^2 + [k_z'^2 - k_y^2] Y^2} = 0. \quad (11)$$

### C. Campos irradiados

Os campos irradiados, para a região de campo distante, foram calculados pelo *princípio da equivalência* [1]. As fontes equivalentes  $\mathbf{M}_s = -\mathbf{n} \times \mathbf{E}_s$  e  $\mathbf{J}_s = \mathbf{n} \times \mathbf{H}_s$  são mostradas na Fig. 2, onde é mostrado também o perfil das fontes nas aberturas 1 e 4. O campo elétrico irradiado no plano E,  $\theta = 90^\circ$  e  $-90^\circ < \phi < 90^\circ$ , é:

$$E_\phi = \frac{jk_0 E_{x0} h W e^{-jk_0 r}}{\pi r} \frac{\sin \left[ \frac{k_0 h}{2} \cos \phi \right]}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \cos \left( \frac{k_0 L}{2} \sin \phi \right) \times \left[ \frac{C_x \sinh(k'_z W/2)}{k'_z W/2} - \frac{2\sqrt{\varepsilon_{Rd}} C_y k_0 W \sin^2 \phi \sinh[\tanh^{-1} C]}{(k_y W)^2 - (k_0 W)^2 \sin^2 \phi} \right], \quad (12)$$

onde  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$  é a constante de propagação para o espaço livre, o valor de  $C$  é dado por (10),

$$C_x = \sqrt{1 - C^2}, \quad (13)$$

$$C_y = \frac{k'_z \sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{k_y^2 - k_z'^2}}. \quad (14)$$

A diferença de fase entre as fontes  $\mathbf{J}_s$  e  $\mathbf{M}_s$  das aberturas 3 e 4 é  $180^\circ$ , por isso sua contribuição no plano H ( $\phi = 0^\circ$  e  $0^\circ < \theta < 180^\circ$ ) é nula.

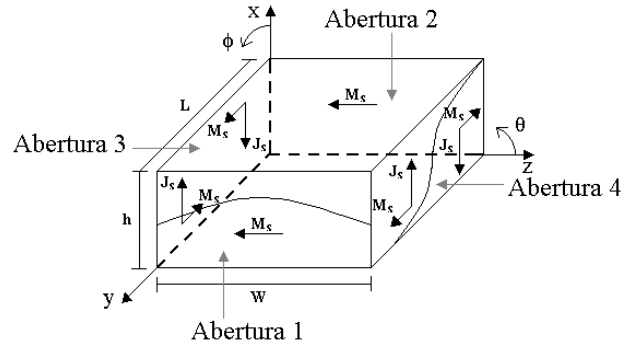


Fig. 2. Fontes equivalentes nas aberturas da antena.

### D. Impedância de entrada

Para uma alimentação via linha de microfita, Fig. 3, a impedância de entrada está diretamente relacionada com o campo elétrico  $E_x$  dado por (7), e varia de acordo com a posição  $(y_0, z_0)$ , como pode ser verificado em (7). Este comportamento é diferente da microfita convencional sem estubos [1], onde a dependência é apenas uma função de  $y_0$ .

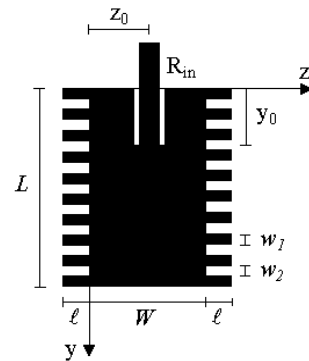


Fig. 3. Alimentação através de linha de microfita.

Na Fig. 3 é utilizado  $z_0 = W/2$ , neste caso a tensão para  $y=0$  e  $y=y_0$  são dadas respectivamente por:

$$V_0 = E_{x0} h \sqrt{1 - C^2} \cosh [k'_z W/2 - \tanh^{-1}(C)], \quad (15)$$

$$V_{in} = E_{x0} h \sqrt{1 - C^2} \cosh [k'_z W/2 - \tanh^{-1}(C)] \cos(k_y y_0). \quad (16)$$

A potência de entrada é dada por  $P_{in}=V_{in}^2/2R_{in}$  e a potência radiada dada por  $P_{rad}=V_0^2/2R_r$ , onde  $R_r$  é a resistência de irradiação e  $R_{in}$  é a resistência de entrada da antenna mostrada na Fig. 3. Considerando-se uma situação sem perdas, tem-se a igualdade  $P_{in}=P_{rad}$ , da qual obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{R_{in}}{R_{in0}} = \cos^2(k_y y_0), \quad (17)$$

onde  $R_{in0}=R_r$ . O gráfico desta resistência de entrada normalizada dada em função do parâmetro  $y_0/L$  é mostrado na Fig. 4.

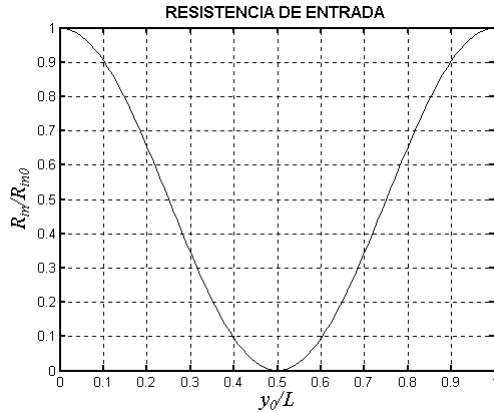


Fig. 4. Resistência de entrada  $R_{in}/R_{in0}$  versus  $y_0/L$ .

#### E. Fator de qualidade

Pode ser mostrado que o fator de qualidade devido a irradiação é dado por:

$$Q_r = \frac{\omega \pi^2 Z_0 \epsilon_d (1 - C^2) LW}{4hI_1} \left[ 1 + \frac{\sinh[2k'_z W - 2 \tanh^{-1}(C)]}{2k'_z W} \right] + \frac{\sinh[2 \tanh^{-1}(C)]}{2k'_z W}, \quad (18)$$

onde  $Z_0$  é a impedância do espaço livre, e o parâmetro  $C$  é definido de (10).

### III. RESULTADOS NUMÉRICOS

#### A. Frequência de ressonância

Na Fig. 5, mostra-se a variação da frequência de ressonância normalizada ( $\omega/\omega_0$ ) em função do parâmetro  $A=w_1/(w_1+w_2)$  e do comprimento normalizado ( $l/W$ ) dos estubes (Fig. 1). Onde  $\omega_0$  é a frequência da antenna convencional (sem estubes) [1]. Neste gráfico, a relação entre a largura e o comprimento da antenna, utilizada na simulação foi  $W/L=0.3$ , e  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ . Vale ressaltar que este último parâmetro é definido de (11). Nestas curvas observa-se que quanto maior for o valor do parâmetro  $A$ , frequências menores são obtidas.

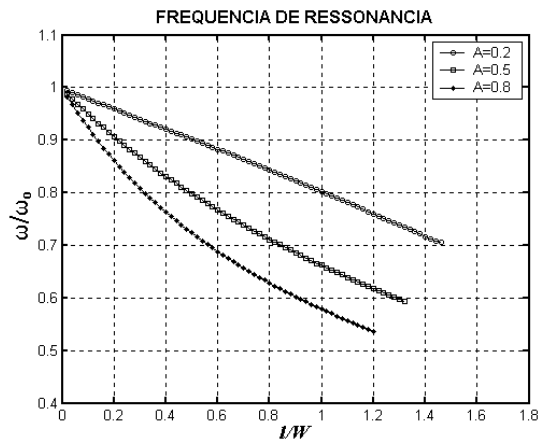


Fig. 5. Frequência de ressonância normalizada versus comprimento normalizado dos estubes,  $A=w_1/(w_1+w_2)$ ,  $W/L=0.3$  e  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ .

Uma outra simulação foi feita utilizando-se os dados de [11]. Neste caso, são usadas duas antenas, conforme mostrado na Fig. 6, as quais têm as mesmas dimensões,  $L$  e  $W'$ , sendo que uma é a convencional, Fig. 6(b), e a outra é com estubes, Fig. 6(a). Para estas duas antenas foram calculadas as frequências de ressonância, considerando-se  $w_1=0.5\text{mm}$ ,  $w_2=0.5\text{mm}$ ,  $L=7.5\text{cm}$ ,  $W'=3.5\text{cm}$ ,  $h=1\text{mm}$ ,  $l=1.25\text{cm}$  e  $\epsilon_{rd}=4.4$  [11]. Para obter-se a relação de redução da frequência, da antenna da Fig. 6(b) para a da Fig. 6(a), através do modelo por condições de contorno de impedância, é necessário calcular alguns parâmetros a partir desses dados.

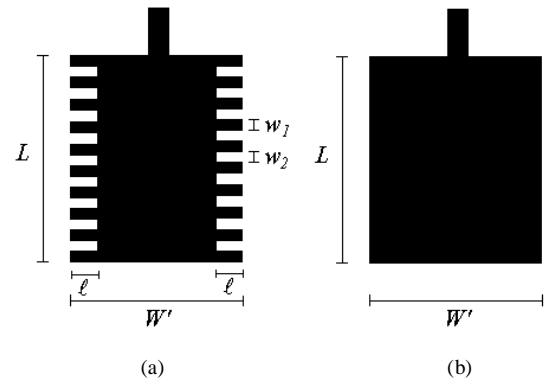


Fig. 6. Antenas utilizadas para comparação de frequência. (a) microfita com estubes. (b) microfita sem estubes.

Os parâmetros obtidos através dos dados foram:  $W/L=0.13$ ,  $w_1/(w_1+w_2)=0.5$ ,  $l/W=1.25$  e  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.12$ , este último foi calculado utilizando (5) e (6). Simulando (11) com estes parâmetros, obtém-se a curva de frequência da Fig. 7. Deste gráfico tem-se que para  $l/W=1.25$ , a redução na frequência é de aproximadamente 63.4%, este ponto está destacado na Fig. 7. Na Tabela I é feita uma comparação dos resultados do nosso modelo, com os de circuitos de parâmetros concentrados [8], linhas de transmissão [11] e dados experimentais [11]. Nesta Tabela I, a frequência  $f_0$  corresponde a frequência ressonante da antenna da Fig. 6(b) e f da antenna da Fig. 6(a).

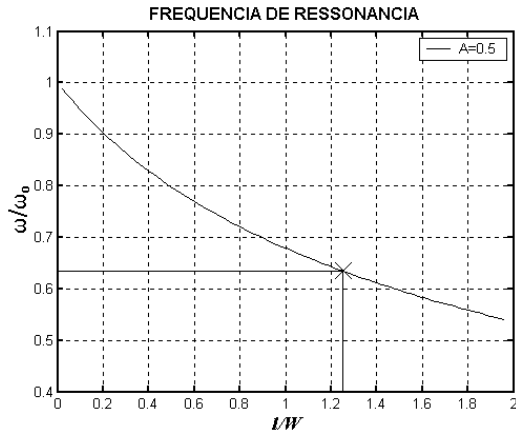


Fig. 7. Simulação de (11) para  $A=w_1/(w_1+w_2)=0.5$ ,  $W/L=0.13$  e  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.12$ .

TABELA I COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

Modelo	$f_0$ (GHz)	$f$ (GHz)	$f/f_0$
Circuito de parâmetros concentrados [8]	-	-	0.667
Linhas de transmissão [11]	1.02	0.660	0.647
Condições de contorno de impedância	1.02	0.647	0.634
Dados experimentais [11]	1.02	0.640	0.628

Dos resultados apresentados na Tabela I, conclui-se que o modelo proposto neste trabalho, dá uma melhor aproximação, com relação aos dados experimentais, do que os modelos de linhas de transmissão e circuitos de parâmetros concentrados.

### B. Campos dentro da cavidade

As Fig. 8, Fig. 9 e Fig. 10 mostram as distribuições espaciais dos campos elétricos e magnéticos normalizados. Estes gráficos foram calculados de (7), (8) e (9). Os eixos normalizados são  $z/W$  e  $y/L$ . As simulações foram feitas para  $A=0.8$ ,  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ ,  $W/L=0.5$  e para um comprimento dos estubes de  $L/W=0.4$ . Observa-se destas figuras que os campos têm uma variação senoidal com o eixo  $y$ , e uma variação hiperbólica com o eixo  $z$ . O campo  $H_y$  tem uma variação simétrica com o eixo  $z$ , este resultado está de acordo com as condições de contorno de impedância (2) e (3).

Comparando estes campos com os da antena de microfita convencional (sem estubes), observa-se que na segunda só existem os campos  $H_z$  e  $E_x$ , isto implica na existência de correntes somente na direção  $y$ , já na primeira existem correntes também na direção  $z$ , devido aos estubes. Estas correntes estão relacionadas ao campo  $H_y$  mostrado na Fig. 9.

### C. Diagrama de irradiação

O diagrama de irradiação polar do plano E ( $\theta=90^\circ$  e  $-90^\circ < \phi < 90^\circ$ ), é mostrado na Fig. 11, este diagrama foi simulado utilizando (12), os valores utilizados na simulação são mostrados nesta figura. Observa-se deste gráfico que para  $L/W=0$ , corresponde ao diagrama da microfita convencional.

O aumento no diagrama de radiação deve-se ao fato de que ocorre uma redução da dimensão  $L$ . Observa-se também que a diferença entre os diagramas é pouca, isto ocorre porque na antena de microfita convencional, as fontes equivalentes são uniformes com o eixo  $z$ , e na antena com estubes, existe uma pequena variação destas fontes com o eixo  $z$ , Fig. 2.

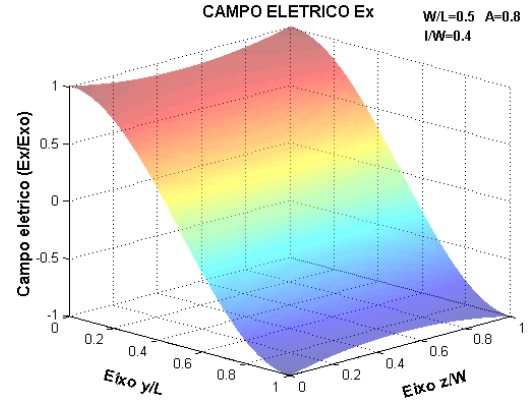


Fig. 8. Distribuição espacial do campo elétrico  $E_x/E_{x0}$ , com  $A=w_1/(w_1+w_2)=0.8$ ,  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ ,  $L/W=0.4$  e  $W/L=0.5$ .

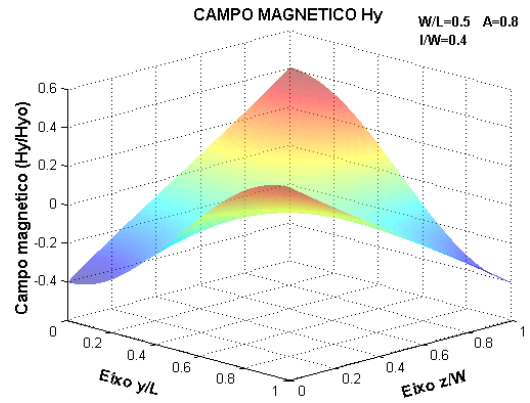


Fig. 9. Distribuição espacial do campo magnético  $H_y/H_{y0}$ , com  $A=w_1/(w_1+w_2)=0.8$ ,  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ ,  $L/W=0.4$  e  $W/L=0.5$ .

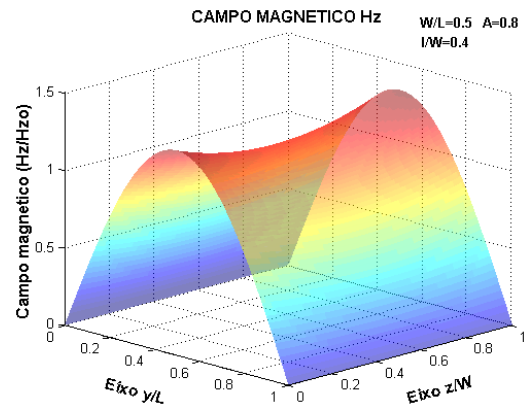


Fig. 10. Distribuição espacial do campo magnético  $H_z/H_{z0}$ , com  $A=w_1/(w_1+w_2)=0.8$ ,  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ ,  $L/W=0.4$  e  $W/L=0.5$ .

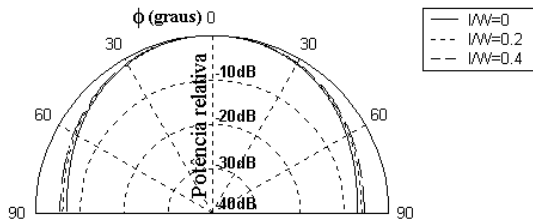


Fig. 11. Diagrama de intensidade de irradiação normalizado do plano E com  $A=0.5$ ,  $W/L=0.1$ ,  $h/L=0.01$  e  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ .

#### D. Resistência de irradiação

A Fig. 12 mostra a variação da resistência de irradiação normalizada  $R_r/R_{r0}$ , em função do comprimento normalizado dos estubes  $l/W$ . Neste gráfico, tem-se que a resistência de irradiação aumenta com relação à microfita convencional, que corresponde ao ponto onde  $R_r/R_{r0}=1$ .

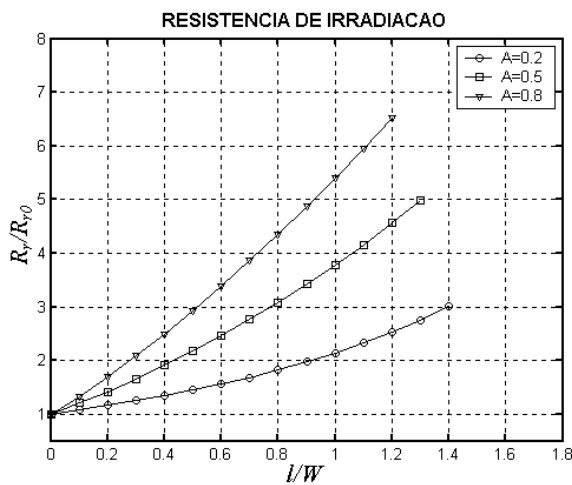


Fig. 12. Resistência de irradiação normalizada ( $R_r/R_{r0}$ ) versus comprimento dos estubes ( $l/W$ ), com  $W/L=0.3$ ,  $h/L=0.01$  e  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ .

#### E. Fator de qualidade

A variação do fator de qualidade de irradiação é mostrado na Fig. 13, em função do comprimento normalizado dos estubes,  $l/W$ . Destas curvas, observa-se que o fator de qualidade tem um aumento com a utilização dos estubes, em relação à microfita convencional.

#### IV. CONCLUSÕES

O método das condições de contorno de impedância foi usado na análise de uma antena de microfita retangular carregada com estubes. O qual mostrou-se ser vantajoso em relação à outros métodos disponíveis na literatura por apresentar uma melhor aproximação em relação aos dados experimentais disponíveis e pelo fato de ser possível a obtenção de vários parâmetros, tais como, os diagramas de irradiação, a impedância de entrada, os campos dentro da cavidade e o fator de qualidade, o que é intratável através dos métodos que utilizam linhas de transmissão e circuitos de

parâmetros concentrados. Esta característica do nosso método baseia-se no fato de se utilizar análise de campo.

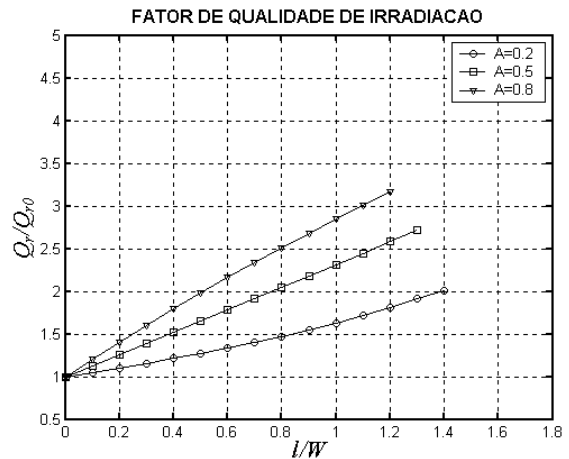


Fig. 13. Fator de qualidade de irradiação normalizado ( $Q_r/Q_{r0}$ ) versus comprimento dos estubes ( $l/W$ ), com  $W/L=0.3$ ,  $h/L=0.01$  e  $\sqrt{\epsilon_{ef}/\epsilon_{efs}}=1.1$ .

#### REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Balanis, Antenna Theory, Second Edition, John Wiley & Sons: New York, 1997.
- [2] R. B. Waterhouse, "Small microstrip patch antenna", Electronics Letters, Vol. 31, N17, pp. 604-605, 1995.
- [3] Hong-Twu Chen, "Compact circular microstrip antenna with embedded chip resistor and capacitor", Intern. Simposium of IEEE Antennas and Propagation Society, June 21-26, Vol. 3, Atlanta, Georgia, pp. 1356-1359, 1998.
- [4] J.-H. Lu, C.-L. Tang, K.-L. Wong, "Slot-coupled compact broadband circular microstrip antenna with chip-resistor and chip-capacitor loadings", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 18, N5, August, pp. 345-347, 1998.
- [5] N. Fayyaz, S. Safavi-Naeni, "A New Design For a Downsized Patch Antenna", Intern. Simposium of IEEE Antennas and Propagation Society, June 21-26, Vol. 4, Atlanta, Georgia, pp. 2108-2111, 1998.
- [6] R. B. Waterhouse, "Small printed antennas easily integrated into a mobile handset terminal", Electronics Letters, Vol. 34, N17, pp. 1629-1631, 1998.
- [7] Arokiaswami Alphones and Wong Kai Yee, "Periodically Slotted Microstrip Ring", Microwave Opt. Techn. Lett, Vol. 27, N3, pp. 192-195, 2000.
- [8] V. Dmitriev, "Comments on "Periodically Slotted Microstrip Ring" ", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 31, N3, November, pp. 241-243, 2001.
- [9] B. S. Rao and R. Garg, "Edge Feeding of Circular Patch Microstrip Antennas", RF and Microwave-Aided Engineering, Vol. 11, N2, march, pp. 74-85, 2001.
- [10] K. P. Ray and G. Kumar, "Tuneable and Dual-Band Circular Microstrip Antena with Stubs", IEEE Trans. Antennas and Propagation Society, Vol. 48, N7, July, pp. 1036-1039, 2000.
- [11] S. Reed, L. Desclos, C. Terret and S. Toutain, "Patch Antenna Size Reduction by Means of Inductive Slots", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 29, N2, April, pp. 79-81, 2001.
- [12] V. Dmitriev, J. C. W. A. Costa, "Theoretical investigation of compact microstrip resonators with stubs for patch antennas", IEEE Trans. ou MTT, Vol. 50, N1, January, pp. 79-81, 2002.
- [13] V. Dmitriev, J. C.W. A. Costa, "Microstrip ferrite ring resonators with impedance boundary conditions", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 27, N5, June, pp. 335-338, 1999.
- [14] V. A. Dmitriev, "A theoretical study of microstrip ferrite resonators with impedance boundary conditions", IEE Proceedings, Part H, Vol. 144, N5, October, pp. 297-300, 1997.
- [15] Vicente F. Fusco, "Microwave circuits", Prentice-Hall International, pp. 68-69, 1990.