

# Algoritmo para Síntese de Antenas de Microfita Circularmente Polarizadas Moldadas sobre Superfícies Cilíndricas

Marcos V. T. Heckler, Ricardo Schildberg, J. C. da S. Lacava e Lucio Cividanes

**Resumo**—Este trabalho apresenta um algoritmo para a síntese de antenas de microfita retangulares, circularmente polarizadas, moldadas sobre superfícies cilíndricas e alimentadas por provas de corrente. Inicialmente, as expressões para o projeto são estabelecidas. Comparações entre resultados teóricos e experimentais são mostradas para antenas operando em 2,25 GHz.

**Palavras-Chave**—Antenas de microfita, polarização circular, transformada de Fourier, cavidade ressonante, antenas moldadas.

**Abstract**—This paper presents an algorithm to design probe-fed circularly polarized rectangular microstrip antennas conformed on cylindrical surfaces. Initially, the equations to the design are presented. Comparisons between theoretical and experimental results at 2.25 GHz are shown.

**Index Terms**—Microstrip antennas, circular polarization, Fourier analysis, cavity model, conformal antennas.

## I. INTRODUÇÃO

As antenas de microfita planares têm sido alvo de várias pesquisas nos últimos anos, especialmente em aplicações que requerem, por exemplo, baixo arrasto aerodinâmico, massa e volume reduzidos, e facilidade de integração com dispositivos ativos. Por esta razão, as técnicas empregadas na análise destas antenas já atingiram um certo nível de maturidade. Por outro lado, as antenas de microfita moldadas em superfícies curvas vêm merecendo maior atenção, especialmente a partir da última década, pois as técnicas para analisá-las ainda não estão inteiramente consolidadas [1].

O projeto de antenas de microfita circularmente polarizadas é muito mais crítico que o de antenas linearmente polarizadas, uma vez que pequenas variações em suas dimensões podem comprometer o nível da razão axial da onda irradiada. Esta é a principal razão da necessidade de se desenvolver ferramentas computacionais de auxílio ao projeto (CAD's) deste tipo de antena.

Dentre os métodos de análise de antenas de microfita, o

modelo da cavidade ressonante foi escolhido para o estudo da antena em questão por fornecer expressões simples, aliadas a uma boa descrição dos fenômenos eletromagnéticos existentes na antena [2–4]. Desta forma, um algoritmo útil para a síntese de antenas retangulares de microfita, circularmente polarizadas e moldadas sobre superfícies cilíndricas, é apresentado neste trabalho. A aplicação deste algoritmo será demonstrada para uma antena operando na frequência de 2,25 GHz. Comparações entre os resultados teóricos e experimentais são também apresentadas e comentadas.

## II. TEORIA

Nesta seção, as expressões que descrevem as principais características de uma antena retangular moldada sobre uma superfície cilíndrica são apresentadas. Estas expressões referem-se à geometria estabelecida na Fig. 1 e são resultantes da aplicação dos métodos da cavidade ressonante [5,6] e da transformada dupla de Fourier [7] à estrutura. As características analisadas nesta seção referem-se aos campos distantes irradiados, à impedância de entrada e à razão axial da onda irradiada na direção de máxima irradiação. O conhecimento destas grandezas é de fundamental importância para análise e síntese de antenas como as da Fig. 1.

### A. Campos Distantes Irradiados

O cálculo dos campos eletromagnéticos irradiados por uma antena de microfita pode ser realizado substituindo-se o elemento irradiador por fendas dispostas ao longo de seu contorno [8]. Nestas fendas existem campos elétricos tangenciais, originados pelos campos internos à antena, que são as fontes dos campos irradiados.

O campo elétrico no interior da cavidade pode ser obtido através da aplicação do modelo da cavidade ressonante à geometria. Considerando que a antena da Fig. 1 esteja impressa sobre um substrato fino ( $h \ll \lambda$ ) e que esta é alimentada por uma prova de corrente representada por uma fita de corrente de largura efetiva  $d$ , o campo elétrico no interior da antena é dado por [3]:

$$\mathbf{E}_\rho = i \frac{\omega \mu_0 A d}{4ab\theta_1} \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{\xi_m \xi_n}{k^2 - k_{mn}^2} \cos(m\pi / 2\theta_1)$$

Marcos V. T. Heckler, R. Schildberg e J. C. da S. Lacava, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, Brasil. E-mails: heckler@ita.br, schild@ita.br, lacava@ita.br. Lucio Cividanes, Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, Brasil. E-mail: lucio@dea.inpe.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela FAPESP (01/00584-5).

$$\begin{aligned} & \times \cos(n\pi/2b) \operatorname{sinc}(m\pi d/4a\theta_1) \\ & \times \cos[m\pi(\phi - \phi_1)/2\theta_1] \cos(n\pi z/2b) \end{aligned} \quad (1)$$

onde  $k^2 = \omega^2 \epsilon \mu_0$ ,  $k_{mn}^2 = (m\pi/2a\theta_1)^2 + (n\pi/2b)^2$ ,  $\xi_i = 1$  se  $i = 0$  ou  $\xi_i = 2$  se  $i \neq 0$ ,  $\operatorname{sinc}(x) = (\sin x)/x$ ,  $A$  é a densidade de corrente na fita que modela a prova,  $\omega$  é a frequência angular,  $\epsilon$  é a permissividade elétrica do substrato e  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do espaço livre.

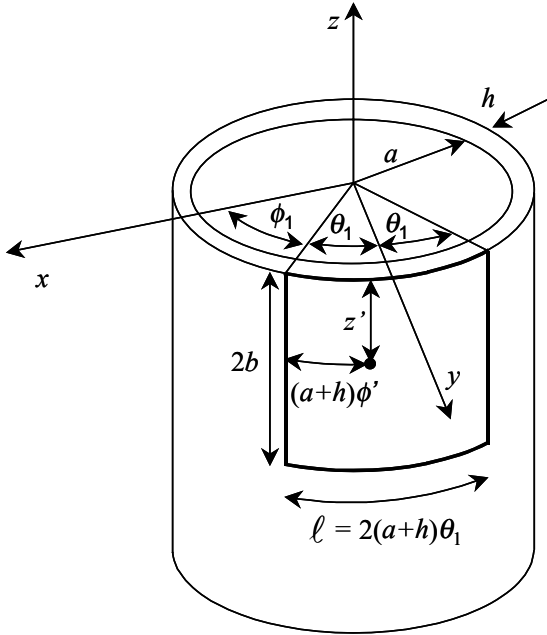


Fig. 1. Geometria da antena de microfita retangular moldada sobre uma superfície cilíndrica, alimentada por uma prova de corrente.

Calculando-se o campo irradiado pelo conjunto de quatro fendas, dispostas ao longo dos quatro lados da antena retangular, os campos elétricos irradiados podem ser obtidos, conforme apresentado em [3].

### B. Impedância de Entrada

A impedância de entrada também pode ser calculada utilizando a expressão do campo elétrico no interior da cavidade que modela a antena, dado pela Eq. (1). Entretanto, como até agora as paredes da cavidade, tanto as elétricas como as magnéticas foram consideradas ideais, é necessário que todas as perdas existentes sejam levadas em conta no cálculo da impedância de entrada. Para isto, [6] introduziu no modelo a tangente de perdas efetiva, que, para a geometria da Fig. 1, é calculada por [3]:

$$\delta_{ef} \cong \delta + \frac{\Delta p}{h} + \frac{\xi_m \xi_n C_0 h (I_\theta + I_\phi)}{\pi^4 \omega_{mn} \epsilon_r \theta_1 b (a + h/2)} \quad (2)$$

onde  $I_\theta$  e  $I_\phi$  são descritos em [3],  $\omega_{mn}$  é a frequência angular do modo  $(m, n)$ ,  $\delta$  é a tangente de perdas do substrato,  $\Delta p$  é

a profundidade de penetração do campo nas paredes metálicas,  $C_0$  é a velocidade da luz no espaço livre e  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica do substrato.

Seguindo o procedimento proposto por [6], a impedância de entrada pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} Z_{in} = & i \frac{\omega h \mu_0}{4ab\theta_1} \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{\xi_m \xi_n}{k_{mn}^2 - k_{ef}^2} \\ & \times \cos^2(n\pi z'/2b) \operatorname{sinc}^2(m\pi d/4a\theta_1) \end{aligned} \quad (3)$$

### C. Razão Axial da Onda Irradiada

Para fins de análise de antenas com polarização circular, é interessante determinar uma expressão que torne possível o cálculo da razão axial da onda irradiada. Assim, de acordo com [9], este parâmetro pode ser calculado por:

$$AR = \sqrt{\frac{1 + |\mathbf{E}_\phi / \mathbf{E}_\theta|^2 + T}{1 + |\mathbf{E}_\phi / \mathbf{E}_\theta|^2 - T}} \quad (4)$$

onde

$$T = \sqrt{1 + |\mathbf{E}_\phi / \mathbf{E}_\theta|^4 + 2|\mathbf{E}_\phi / \mathbf{E}_\theta|^2 \cos(2\alpha)} \quad (5)$$

sendo  $\alpha$  a defasagem entre as componentes de campo elétrico.

Para calcular a razão axial na direção de máxima irradiação, correspondente a  $\phi = 90^\circ$  e  $\theta = 90^\circ$ , as componentes de campo elétrico são descritas por [3]:

$$\mathbf{E}_\theta = i \frac{2\mathbf{E}_{01} \theta_1 e^{-ik_0 r}}{\pi^2 r} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\xi_p i^p}{H_p^{(2)}(k_0 a)} \operatorname{sinc}(p\theta_1) \quad (6)$$

$$\mathbf{E}_\phi = -\frac{2bh\mathbf{E}_{10} e^{-ik_0 r}}{a\pi^2 r} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\xi_p i^p}{H_p^{(2)}(k_0 a)} \cos(p\theta_1) \quad (7)$$

onde

$$\mathbf{E}_{01} = i \frac{\omega \mu_0 A d \cos(\pi z'/2b)}{2ab\theta_1 (k_{ef}^2 - k_{01}^2)} \quad (8)$$

$$\mathbf{E}_{10} = i \frac{\omega \mu_0 A d \cos(\pi \phi'/2\theta_1)}{2ab\theta_1 (k_{ef}^2 - k_{10}^2)} \operatorname{sinc}(\pi d/4a\theta_1) \quad (9)$$

$$k_{10} = \pi/2a\theta_1 \quad (10)$$

$$k_{01} = \pi/2b \quad (11)$$

$$k_{ef} \cong k(1 - i\delta_{ef}/2) \quad (12)$$

### III. ESTABELECIMENTO DA CONDIÇÃO DE POLARIZAÇÃO CIRCULAR

Para que a onda irradiada pela antena da Fig. 1 seja circularmente polarizada, ambas as componentes de campo  $\mathbf{E}_\theta$  e  $\mathbf{E}_\phi$  devem apresentar a mesma amplitude de campo. Além disto, deve haver uma defasagem de  $90^\circ$  entre estas duas compo-

nentes. Portanto, estas duas condições são simultaneamente satisfeitas quando a relação entre estas componentes for:

$$\mathbf{E}_\phi / \mathbf{E}_\theta = \pm i \quad (13)$$

onde o sinal positivo indica polarização circular à esquerda e o sinal negativo o sentido de rotação à direita. Aplicando-se as Eqs. (6) – (9) na Eq. (13), resulta que:

$$\frac{\mathbf{E}_\phi}{\mathbf{E}_\theta} = i \frac{b}{a\theta_1} \frac{\cos[\pi\phi'/(2\theta_1)]}{\cos[\pi z'/(2b)]} \frac{\sin[\pi d/(4a\theta_1)]}{\pi d/(4a\theta_1)} \frac{k_{01}^2 - k_{ef}^2}{k_{ef}^2 - k_{10}^2} \times \frac{\sum_{p=0}^{+\infty} \xi_p i^p \cos(p\theta_1) / H_p^{(2)'}(k_0 a)}{\sum_{p=0}^{+\infty} \xi_p i^p \sin(p\theta_1) / [p\theta_1 H_p^{(2)}(k_0 a)]} \quad (14)$$

Para se obter expressões mais compactas para a síntese, algumas simplificações podem ser realizadas na Eq. (14). Como primeira simplificação, uma vez que  $d \ll a\theta_1$ , pode-se considerar que:

$$\frac{\sin[\pi d/(4a\theta_1)]}{\pi d/(4a\theta_1)} \approx 1 \quad (15)$$

Uma vez que a polarização circular é obtida quando as duas dimensões do elemento retangular são muito próximas, vêm:

$$2b \approx \ell \quad (16)$$

$$b/(a\theta_1) \approx 1 \quad (17)$$

Dessa forma, as grandezas  $k_{10}$  e  $k_{01}$ , descritas pelas Eqs. (10) e (11), assumem valores quase iguais, de modo que é possível escrever:

$$\frac{k_{01}^2 - k_{ef}^2}{k_{ef}^2 - k_{10}^2} \approx \frac{(k_{01} - k_{ef})}{(k_{ef} - k_{10})} \quad (18)$$

Por último, desde que o raio de curvatura  $a$  não seja pequeno quando comparado ao comprimento de onda de operação no espaço livre (até, aproximadamente,  $0,4 \lambda_0$ ), pode-se ainda considerar que:

$$\frac{\sum_{p=0}^{+\infty} \xi_p i^p \cos(p\theta_1) / H_p^{(2)'}(k_0 a)}{\sum_{p=0}^{+\infty} \xi_p i^p \sin(p\theta_1) / [p\theta_1 H_p^{(2)}(k_0 a)]} \approx i \quad (19)$$

Após todas as considerações acima, a Eq. (14) assume a seguinte forma:

$$\mathbf{E}_\phi / \mathbf{E}_\theta = C [(k_{ef} - k_{01}) / (k_{ef} - k_{10})] \quad (20)$$

onde

$$C = \cos[\pi\phi'/(2\theta_1)] / \cos[\pi z'/(2b)] \quad (21)$$

Considerando-se o plano complexo da Fig. 2, onde os números de onda  $k$ ,  $k_{01}$  e  $k_{10}$  estão indicados, o lugar geométrico de  $k_{ef}$ , de modo que a onda irradiada seja circularmente polarizada, é a circunferência mostrada [6]. Utilizando semelhança de triângulos, algumas relações necessárias para que  $k_{ef}$  pertença a essa circunferência podem ser obtidas:

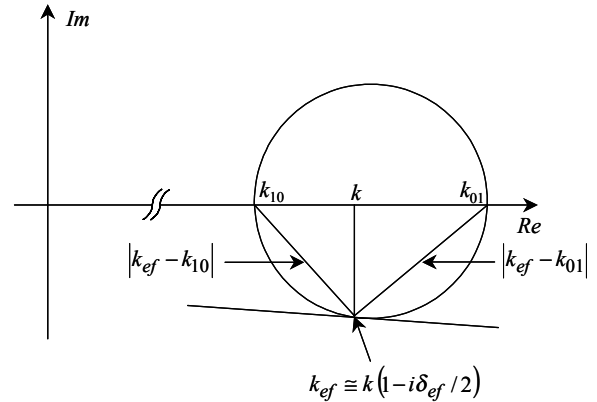


Fig. 2. Lugar geométrico de  $k_{ef}$  para polarização circular.

$$k_{01} - k_{ef} = L \left| \frac{k_{ef} - k_{01}}{k_{ef} - k_{10}} \right| \quad (22)$$

$$k_{ef} - k_{10} = L \left| \frac{k_{ef} - k_{10}}{k_{ef} - k_{01}} \right| \quad (23)$$

onde  $L = k\delta_{ef}/2$ .

Quando a polarização for circular, o módulo da relação entre as duas componentes de campo elétrico deve ser igual a 1. Desta maneira, isolando-se  $C$  na Eq. (20), esta grandeza pode ser introduzida nas Eqs. (22) e (23). Subtraindo-se (22) de (23) e substituindo os valores de  $k_{01}$  e  $k_{10}$  indicados por (10) e (11), vem:

$$\frac{\Delta b}{2b} \approx \frac{1}{2Q} \left( C + \frac{1}{C} \right) \quad (24)$$

onde  $\Delta b$  é o incremento a ser dado no lado curvo e  $Q$  é o fator de qualidade da antena.

A localização da prova de alimentação também é um fator importante que determina o nível de excitação de ambos os modos predominantes na cavidade que modela a antena ( $TM_{01}$  e  $TM_{10}$ ). A partir das Eqs. (20) - (23), tem-se que:

$$z' = \frac{2b}{\pi} \arccos \left( \frac{k\delta_{ef} \cos[\pi\phi'/(2\theta_1)]}{\Delta k \pm \sqrt{(\Delta k)^2 - (k\delta_{ef})^2}} \right) \quad (25)$$

## IV. APLICAÇÃO

Com o equacionamento básico estabelecido anteriormente, nesta seção será apresentado um algoritmo para projeto de uma antena com polarização circular. Devido a este tipo de geometria encontrar várias aplicações na área aeroespacial, a aplicação deste algoritmo será considerada para o caso em que a antena opera na frequência de 2,25 GHz, que se encontra dentro da faixa alocada para aplicações em veículos espaciais. Os resultados apresentados foram obtidos através de um programa de computador, codificado em *FORTRAN 90* [10], capaz de realizar a síntese e a análise de antenas de microfita retangulares moldadas sobre superfícies cilíndricas.

Para esta análise, o substrato a ser utilizado será o *CuClad 250 GX*, fabricado pela *Arlon*, com espessura de 3,048 mm. Este substrato apresenta uma constante dielétrica de  $2,55 \pm 0,04$  e tangente de perdas de 0,0022. Além disso, o raio do cilindro é de 0,25 m.

O processo de síntese se inicia com o cálculo de uma das dimensões para ressonar na frequência desejada. Neste caso, considerando-se o lado reto ( $2b$ ), a sua dimensão deve ser de:

$$2b = \frac{c_0}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (26)$$

Como aproximação inicial deste processo, considera-se que ambos os lados apresentem mesma dimensão. Além disso, a prova de alimentação fica situada na diagonal do quadrado.

Neste ponto, calcula-se a tangente de perdas efetiva para cada um dos modos de operação predominantes na cavidade que modela a antena. Seguindo o procedimento proposto por [6], nas proximidades da ressonância, a tangente de perdas efetiva resultante pode ser considerada como a média aritmética entre as calculadas para os modos  $TM_{01}$  e  $TM_{10}$ . Além disso, devido a ambos os lados apresentarem aproximadamente a mesma dimensão, o número de onda  $k$  também pode ser considerado como a média aritmética entre os números de onda para cada um dos modos. Portanto:

$$\delta_{ef} = (\delta_{ef01} + \delta_{ef10})/2 \text{ e } k = (k_{01} + k_{10})/2$$

De posse destes parâmetros,  $\Delta b$  pode ser determinado utilizando-se a Eq. (24). Este procedimento é repetido até que a diferença entre  $\Delta b$  e o seu valor na iteração anterior seja inferior a um limite previamente estipulado. Neste ponto da execução do programa, o elemento já apresenta características de polarização circular. No entanto, conforme mostram as curvas para a impedância de entrada da Fig. 3, há um deslocamento entre sua frequência de ressonância e a frequência de operação desejada. A correção de frequência é executada da seguinte maneira:

$$f_s = f_0 + (f_{2b} - f_\ell)/2 \quad (27)$$

onde:

$$f_{2b} = \frac{c_0}{4b\sqrt{\epsilon_r}} \quad (28)$$

$$f_\ell = \frac{c_0}{2\ell\sqrt{\epsilon_r}} \quad (29)$$

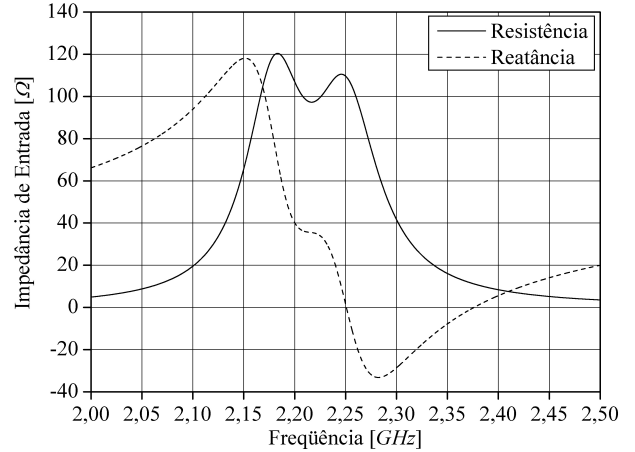


Fig. 3. Curva de impedância de entrada após a primeira otimização da antena.

A frequência  $f_s$  será utilizada agora para calcular o novo valor do lado reto, através da Eq. (26). O processo descrito acima se repete, até que a geometria resultante apresente as curvas de impedância de entrada e razão axial mostradas nas Figs. 4 e 5, respectivamente.

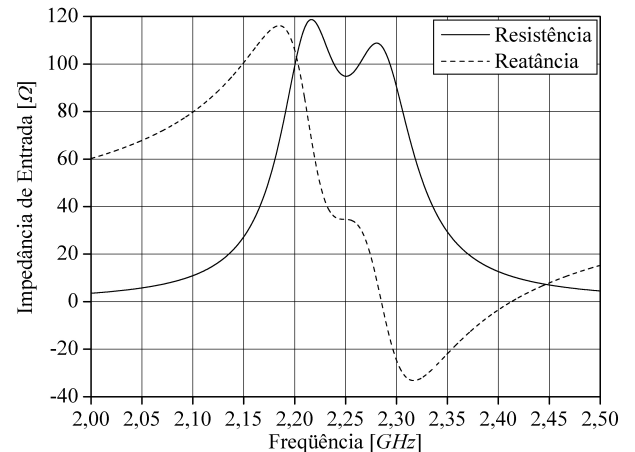


Fig. 4. Curva de impedância de entrada após a segunda otimização da antena.

O processo descrito acima fornece uma geometria com características próximas das de uma antena circularmente polarizada otimizada. Entretanto, devido às várias aproximações consideradas durante o estabelecimento da polarização circular, ainda são necessários pequenos ajustes nas dimensões da antena para melhorar o nível de razão axial indicado na Fig. 5. Para isto, o programa incrementa o comprimento do lado curvo da antena e verifica o nível da razão axial no melhor ponto de operação, até que este atinja um nível de, aproximadamente, 0,15 dB.

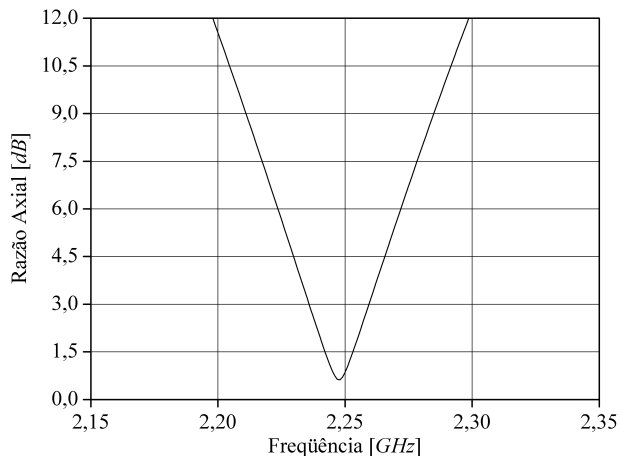


Fig. 5. Curva de razão axial após a segunda otimização da antena.

Quando este novo nível é obtido, é necessário realizar uma correção das dimensões da cavidade com o auxílio das seguintes expressões:

$$b_{final} = b \frac{f_{ótimo}}{f_0} \quad \text{e} \quad \ell_{final} = \ell \frac{f_{ótimo}}{f_0}$$

Até o momento, apenas a razão axial da onda irradiada foi considerada no projeto da antena. Entretanto, como pode ser verificado nas Figs. 3 e 4, ainda é necessário encontrar o melhor ponto de alimentação para tornar a impedância de entrada compatível com um sistema de  $50 \Omega$  de impedância característica. Desta forma, aplicando-se a Eq. (25) em um processo iterativo até que a variação da impedância de entrada seja inferior a  $0,01\Omega$ , o ponto ótimo de excitação é determinado, resultando em uma cavidade ressonante equivalente com as seguintes dimensões:  $2b = 41,077 \text{ mm}$ ,  $\ell = 42,467 \text{ mm}$ ,  $\phi' = 15,739 \text{ mm}$  e  $z' = -15,434 \text{ mm}$ .

Finalmente, os efeitos de borda existentes em estruturas do tipo microfita devem ser considerados para que as dimensões calculadas estabeleçam as ressonâncias dos dois modos predominantes nas frequências adequadas. Isto é realizado através da aplicação das expressões propostas por *Hammerstad* [11], de maneira que as dimensões reais da antena devem ser:  $2b = 38,017 \text{ mm}$ ,  $\ell = 39,408 \text{ mm}$ ,  $\phi' = 14,210 \text{ mm}$  e  $z' = -13,903 \text{ mm}$ .

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Visando testar o algoritmo exposto, protótipos foram construídos e ensaiados. O primeiro protótipo construído possui as dimensões recém calculadas, e uma comparação entre a curva de impedância de entrada medida e calculada pode ser vista na Fig. 6. É visível o deslocamento da frequência de ressonância do modo de baixa frequência, além da fraca excitação do outro modo na cavidade da antena construída.

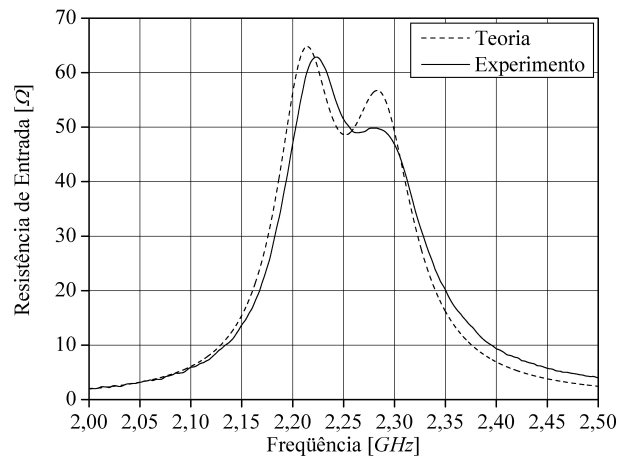


Fig. 6. Comparação entre a teoria e o experimento para a resistência de entrada do primeiro protótipo construído.

De posse dos resultados experimentais, modificações nas dimensões da antena, bem como na posição da prova de alimentação, foram realizadas com o auxílio do programa de análise da impedância de entrada, a fim de repetir o comportamento experimental. Verificou-se que, diminuindo  $0,1 \text{ mm}$  do lado reto,  $0,2 \text{ mm}$  do lado curvo, movendo a posição da prova ao longo de  $z$  de  $0,5 \text{ mm}$  em direção à borda e mantendo a posição desta ao longo de  $\phi$ , em termos de dimensões da cavidade equivalente que modela a antena, o resultado experimental foi descrito pelo programa de análise. Desta forma, para melhorar o comportamento experimental da antena, as novas dimensões do segundo protótipo são:  $2b = 38,117 \text{ mm}$ ,  $\ell = 39,608 \text{ mm}$ ,  $z' = -13,403 \text{ mm}$  e  $\phi' = 14,210 \text{ mm}$ .

A Fig. 7 mostra esse segundo protótipo montado sobre o cilindro condutor e uma comparação entre as curvas teórica e experimental para impedância de entrada pode ser vista na Fig. 8. O diagrama de irradiação deste segundo protótipo também foi medido e uma comparação com os resultados teóricos para a componente  $E_\phi$  pode ser visualizada na Fig. 9. Verifica-se que há uma boa concordância entre ambos os diagramas teórico e experimental. Os diagramas nos outros planos principais também foram medidos e comparados com os teóricos. Boa concordância entre eles também foi verificada.

## VI. CONCLUSÕES

Um algoritmo para síntese de antenas de microfita retangulares, circularmente polarizadas e moldadas em uma superfície cilíndrica foi apresentado. Comparações entre os resultados numéricos, calculados pelo equacionamento apresentado na seção 2, e resultados experimentais foram apresentadas, considerando-se impedância de entrada e diagrama de irradiação.

Dois protótipos foram necessários para que a uma antena otimizada e operando na frequência de projeto fosse obtida.

Ainda que o primeiro protótipo construído não se mostrou completamente otimizado, o algoritmo apresentou-se bastante útil por fornecer uma geometria bastante próxima das condições desejadas. Além disso, as rotinas de análise de impedância de entrada possibilitaram recalcular as novas dimensões para o segundo protótipo.

É importante salientar que o algoritmo e as equações apresentadas neste trabalho não têm o objetivo de substituir a parte experimental do processo de construção da antenna analisada, mas de fornecer ao projetista uma ferramenta que forneça uma geometria próxima das especificações de projeto, de tal forma que, com pequenas modificações em suas dimensões, um protótipo otimizado possa ser obtido.



Fig. 7. Fotografia mostrando o segundo protótipo construído.

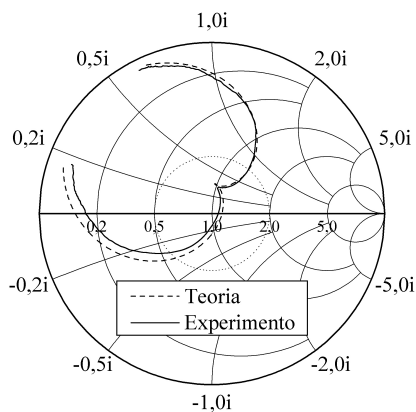


Fig. 8. Comparação entre as curvas teórica e experimental de impedância de entrada para o segundo protótipo construído.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao Instituto de Fomento e Coordenação Industrial – IFI/CTA, pela cessão da câmara anecoica para as medidas dos diagramas de irradiação (vide Fig. 9).

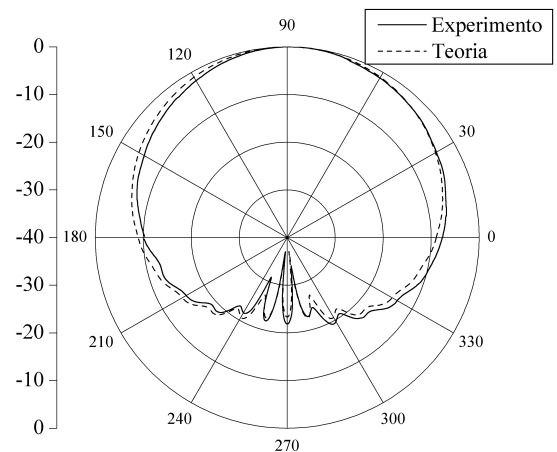


Fig. 9. Comparação entre os diagramas de irradiação teórico e experimental do segundo protótipo para a componente  $E_\phi$  no plano de roll do cilindro, em 2,25 GHz.

#### REFERÊNCIAS

- [1] Kin-Lu Wong, *Design of Nonplanar Microstrip Antennas and Transmission Lines*. John Wiley & Sons. New York, 1999.
- [2] J. G. Esteves, "Rede de antenas de microfita circularmente polarizada," Trabalho de Graduação, ITA, 1997.
- [3] F. Lumini, "Análise e projeto de antenas de microlinha retangulares moldadas sobre superfícies cilíndricas," Tese de Mestrado, ITA, 1991.
- [4] J. G. Esteves, Marcos V. T. Heckler, J. C. da S. Lacava, e Lucio Cividanes, "Rede planar de antenas de microfita circularmente polarizada com apontamento de feixe," *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, Anais: 116 – 120. Recife, Ago. 2002.
- [5] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-27, pp. 137 – 145, Mar. 1979.
- [6] W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp.38 – 46, Jan. 1981.
- [7] C. M. da Silva, "Redes de antenas de microlinha moldadas sobre superfícies cilíndricas com interface optoeletrônica," Tese de Doutorado, ITA, 1992.
- [8] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood: Artech House, 2001.
- [9] F. Lumini, L. Cividanes, and J. C. S. Lacava, "Computer aided design algorithm for singly fed circularly polarized rectangular microstrip patch antennas," *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 9, No. 1, pp. 32 – 41, Jan. 1999.
- [10] The Microsoft Developer Studio – Fortran Powerstation 4.0. *Microsoft Corporation*, USA, 1995.
- [11] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp. 767 – 772, Jun. 1986.