

Antenas de Microfita Cilíndrico-retangulares Embutidas

Odilon M. C. Pereira Filho

Resumo—Neste artigo é apresentado o estudo de antenas de microfita cilíndrico-retangulares embutidas. A formulação é baseada em uma combinação do método dos momentos com o princípio da equivalência. São mostrados resultados para diagrama de radiação e impedância de entrada da antena.

Palavras-Chave—antenas de microfita, diagrama de irradiação, impedância de entrada.

Abstract—This article presents an analysis of flush-mounted cylindrical-rectangular microstrip antennas. The formulation is based on a combination of method of moments and equivalence principle. Examples of radiation patterns and input impedance are shown.

Keywords—microstrip antennas, radiation pattern, input impedance.

I. INTRODUÇÃO

Antenas de microfita tem sido objeto de análises através de várias técnicas [1]. Dentre suas propriedades destaca-se sua capacidade de se conformar a superfícies curvas. Antenas de microfita cilíndricas são particularmente úteis em aeronaves, tanto para comunicações quanto sensoriamento remoto. Dentre as técnicas aplicadas a antenas de microfita cilíndricas pode-se citar o método da cavidade usado em [2] e [3] para se obter o diagrama de radiação e impedância de entrada. Como também o método das correntes elétricas superficiais aplicado a antenas cilíndrico-retangulares e wraparound [4]. O método dos momentos foi utilizado para se determinar as frequências de ressonância [5], diagramas de radiação e impedância de entrada [6] de antenas wraparound alimentadas por cabo coaxial. Enquanto [7] mostra os efeitos de ressoadores parasitas cilíndrico retangulares nas propriedades da antena. Antenas cilíndrico-retangulares com superestrato foram estudados em [8] para o caso de antena retangular alimentada por acoplamento eletromagnético, em [9] para antenas wraparound, e em [10] para antenas cilíndrico-retangulares alimentadas por cabo coaxial. Uma solução combinada de FDTD e funções de Green em meios estratificados foi mostrada em [12]. Todos os trabalhos citados acima assumem que as camadas dielétricas tem comprimento infinito ($-\infty < z < +\infty$). Um método híbrido elementos finitos/equação integral de elementos de fronteira foi usado em [13] para modelar antenas de microfita cilíndricas sobre cavidades. Neste casos as antenas estão no mesmo raio do condutor infinito, i.e., não há superestrato.

Antenas planares embutidas (com superestrato) foram mostradas em [14], onde o elemento irradiador está no interior da cavidade. Esta geometria evita a geração de ondas

Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil, odilon@cpdee.ufmg.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela FAPEMIG e CNPq.

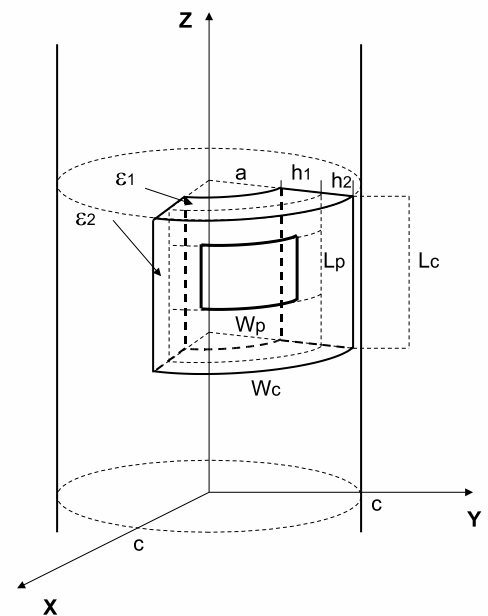


Fig. 1. Geometria da antena de microfita cilíndrico-retangular embutida.

de superfície, e o conseqüente acoplamento entre elementos de um conjunto de antenas. Este artigo analisa antenas de microfita cilíndricas embutidas (com superestrato) usando o método dos momentos. Esta estrutura combina as propriedades das antenas de multicamadas dielétricas, com as resultantes do confinamento em cavidades, como descrito acima. As antenas são alimentadas por cabo coaxial modelados por fitas de corrente. São mostrados resultados para diagrama de radiação e impedância de entrada.

II. GEOMETRIA

A geometria das antenas cilíndrico retangulares está mostrada na Fig. 1. Uma cavidade setorial cilíndrica é embutida em um condutor elétrico perfeito de raio c . A cavidade está limitada pelos valores a e c na direção ρ , ϕ_1 e ϕ_2 na direção ϕ , e z_1 e z_2 na direção z , e é preenchida por 2 dielétricos de permissividades relativas ϵ_1 e ϵ_2 , e espessuras h_1 e h_2 , com interface em $\rho = b = (a + h_1)$. O irradiador é impresso na interface ($\rho = b$), com comprimentos L_p e W_p nas direções z e ϕ , respectivamente, e está centrado em z_p e ϕ_p . A antena é alimentada por um cabo coaxial em z_f e ϕ_f .

III. FORMULAÇÃO

Inicialmente o problema é dividido em regiões interna e externa à cavidade, usando o teorema da equivalência [15], com a adição de um condutor elétrico perfeito fechando a cavidade em $\rho = c$, e correntes magnéticas superficiais equivalentes. Todos os condutores são assumidos perfeitos, e uma variação da forma $e^{j\omega t}$ é assumida e suprimida.

Na região interior à cavidade os campos são devido à corrente do cabo coaxial, às correntes elétricas na antena, e às correntes magnéticas superficiais equivalentes (M_s) em $\rho = c$, e obtidos através dos potenciais vetores elétrico e magnético na direção z , i.e., através de expansão em componentes TE_z e TM_z . Para fontes de corrente elétrica superficial na interface dielétrica $\rho = b$, os potenciais podem ser escritos como:

$$\tilde{A}_{z1}^{sc}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{J\phi}^{A1}(\rho, n, q)\tilde{J}_\phi^{cs}(n, q) + \tilde{G}_{Jz}^{A1}(\rho, n, q)\tilde{J}_z^{sc}(n, q) \quad (1)$$

$$\tilde{A}_{z2}^{sc}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{J\phi}^{A2}(\rho, n, q)\tilde{J}_\phi^{cs}(n, q) + \tilde{G}_{Jz}^{A2}(\rho, n, q)\tilde{J}_z^{sc}(n, q) \quad (2)$$

$$\tilde{F}_{z1}^{cs}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{J\phi}^{F1}(\rho, n, q)\tilde{J}_\phi^{cs}(n, q) + \tilde{G}_{Jz}^{F1}(\rho, n, q)\tilde{J}_z^{sc}(n, q) \quad (3)$$

$$\tilde{F}_{z2}^{cs}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{J\phi}^{F2}(\rho, n, q)\tilde{J}_\phi^{cs}(n, q) + \tilde{G}_{Jz}^{F2}(\rho, n, q)\tilde{J}_z^{sc}(n, q) \quad (4)$$

onde $\tilde{G}_{J\phi}^{A1}(\rho, n, q)$ corresponde à transformada da função de Green para o potencial no substrato $A_{z1}(\rho, \phi, z)$ (índice 2 para o superestrato) devido a corrente elétrica superficial na direção ϕ . E similarmente para os demais termos.

Para fontes de corrente magnética superficial equivalentes em $\rho = c$, os potenciais podem ser escritos como:

$$\tilde{A}_{z1}^{sc}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{M\phi}^{A1}(\rho, n, q)\tilde{M}_\phi^{sc}(n, q) + \tilde{G}_{Mz}^{A1}(\rho, n, q)\tilde{M}_z^{cs}(n, q) \quad (5)$$

$$\tilde{A}_{z2}^{sc}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{M\phi}^{A2}(\rho, n, q)\tilde{M}_\phi^{sc}(n, q) + \tilde{G}_{Mz}^{A2}(\rho, n, q)\tilde{M}_z^{cs}(n, q) \quad (6)$$

$$\tilde{F}_{z1}^{cs}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{M\phi}^{F1}(\rho, n, q)\tilde{M}_\phi^{sc}(n, q) + \tilde{G}_{Mz}^{F1}(\rho, n, q)\tilde{M}_z^{cs}(n, q) \quad (7)$$

$$\tilde{F}_{z2}^{cs}(\rho, n, q) = \tilde{G}_{M\phi}^{F2}(\rho, n, q)\tilde{M}_\phi^{sc}(n, q) + \tilde{G}_{Mz}^{F2}(\rho, n, q)\tilde{M}_z^{cs}(n, q) \quad (8)$$

onde $\tilde{G}_{M\phi}^{A1}(\rho, n, q)$ corresponde à transformada da função de Green para o potencial no substrato $A_{z1}(\rho, \phi, z)$ (índice 2 para o superestrato) devido a corrente magnética superficial na direção ϕ . E similarmente para os demais termos.

Na região externa à cavidade os campos são devido à corrente magnética superficial equivalente em $\rho = c$ na presença de um condutor cilíndrico infinito. Os potenciais são dados por:

$$\tilde{A}_{zo}^{ef}(\rho, n, k_z) = \tilde{G}_{M\phi}^{Ao}(\rho, n, k_z)\tilde{M}_\phi^{ef}(n, k_z) \quad (9)$$

$$\tilde{F}_{zo}^{ef}(\rho, n, k_z) = \tilde{G}_{M\phi}^{Fo}(\rho, n, k_z)\tilde{M}_\phi^{ef}(n, k_z) + \tilde{G}_{Mz}^{Fo}(\rho, n, k_z)\tilde{M}_z^{ef}(n, k_z) \quad (10)$$

onde $\tilde{G}_{M\phi}^{Ao}(\rho, n, k_z)$ corresponde à transformada da função de Green para o potencial no ar $A_{zo}(\rho, \phi, z)$ devido à corrente magnética superficial na direção ϕ . E similarmente para os demais termos.

As correntes elétricas na antena e as correntes magnéticas equivalentes são expandidas em um conjunto de funções de base de domínio completo, com variações harmônicas nas

direções longitudinais e transversais:

$$J_z(\phi, z) = \sum_{u=0}^{U_1} \sum_{t=1}^{T_1} d_{ut} J_{zut}(\phi, z) \quad (11)$$

$$J_\phi(\phi, z) = \sum_{u=1}^{U_2} \sum_{t=0}^{T_2} e_{ut} J_{\phi ut}(\phi, z) \quad (12)$$

$$M_z(\phi, z) = \sum_{u=0}^{U_3} \sum_{t=1}^{T_3} g_{ut} M_{zut}(\phi, z) \quad (13)$$

$$M_\phi(\phi, z) = \sum_{u=1}^{U_4} \sum_{t=0}^{T_4} h_{ut} M_{\phi ut}(\phi, z) \quad (14)$$

onde d_{ut} , e_{ut} , g_{ut} e h_{ut} são coeficientes a serem determinados. Equações integrais são obtidas das condições de contorno sobre a antena (campo tangencial nulo), e da continuidade do campo magnético tangencial na interface entre as duas regiões. O mesmo conjunto de funções acima é usado como funções de teste, resultando no método de Galerkin. Este procedimento resulta em uma matriz de impedância do método dos momentos que pode ser dividida em 16 submatrizes ($Z^{(11)}$ a $Z^{(44)}$), e a matriz de tensão que pode ser dividida em 4 submatrizes ($V^{(1)}$ a $V^{(4)}$) na forma:

$$\begin{bmatrix} Z^{(11)} & Z^{(12)} & Z^{(13)} & Z^{(14)} \\ Z^{(21)} & Z^{(22)} & Z^{(23)} & Z^{(24)} \\ Z^{(31)} & Z^{(32)} & Z^{(33)} & Z^{(34)} \\ Z^{(41)} & Z^{(42)} & Z^{(43)} & Z^{(44)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d \\ e \\ g \\ h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{(1)} \\ V^{(2)} \\ V^{(3)} \\ V^{(4)} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Uma vez que os coeficientes sejam determinados pela solução do sistema linear acima, os campos irradiados podem ser obtidos dos potenciais vetores através de avaliações assintóticas das integrais. A impedância de entrada é obtida usando a fórmula estacionária [15]:

$$Z_{in} = -\frac{1}{I_o^2} \iint \iint_V [\bar{E}(\bar{J}_s) + \bar{E}(\bar{M}_s)] \cdot \bar{J}_f dv \quad (16)$$

Da matriz de tensão do método dos momentos pode ser mostrado que a impedância de entrada pode ser escrita como:

$$Z_{in} = \frac{1}{I_o^2} \left[\sum_{u=0}^{U_1} \sum_{t=1}^{T_1} d_{ut} V_{ut}^{(1)} + \sum_{u=1}^{U_2} \sum_{t=0}^{T_2} e_{ut} V_{ut}^{(2)} - \sum_{u=0}^{U_3} \sum_{t=1}^{T_3} g_{ut} V_{ut}^{(3)} - \sum_{u=1}^{U_4} \sum_{t=0}^{T_4} h_{ut} V_{ut}^{(4)} \right] \quad (17)$$

IV. RESULTADOS

Inicialmente considere o caso em que o raio $a = 250$ mm e a camada dielétrica tem constante $\epsilon_r = 2.55$ e espessura $h = 3.048$ mm. A antena é impressa sobre o dielétrico e está centrada em $z_p = 0$ mm e $\phi_p = 90^\circ$, com comprimentos $L_p = 38.117$ mm e $W_p = 39.608$ mm. A antena é alimentada por um cabo coaxial em $z_f = 5.6555$ mm, e 5.594 mm do centro na direção ϕ . As dimensões da cavidade são $L_c = 60$ mm, e $W_c = 60$ mm. As figuras 2-5 mostram os campos radiados pela antena em 2.25 GHz. Também são mostrados resultados para o caso em que o dielétrico se estende ao infinito na direção z , obtidos pelo método das correntes elétricas superficiais [16], e medidas para o mesmo caso aberto [17]. Pode-se

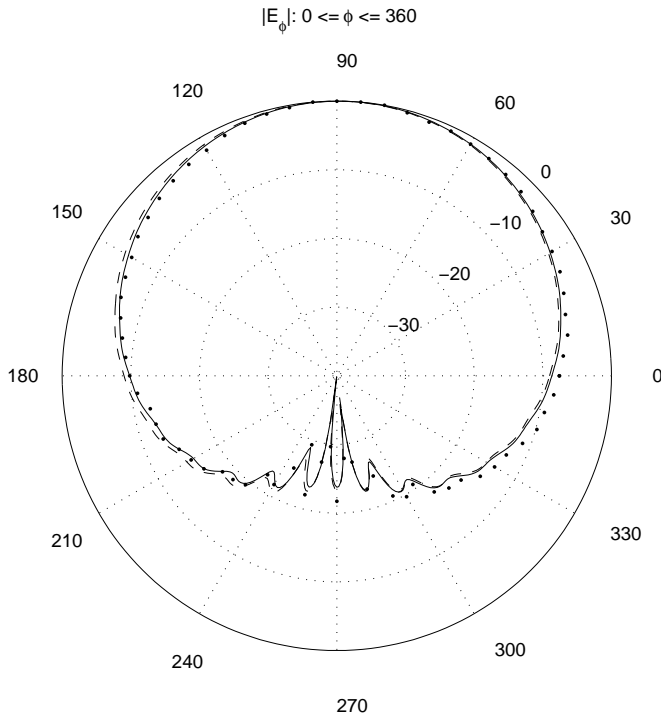


Fig. 2. E_ϕ no plano xy. --- esta formulação, - - - método das correntes elétricas superficiais [16], ... medidas [17].

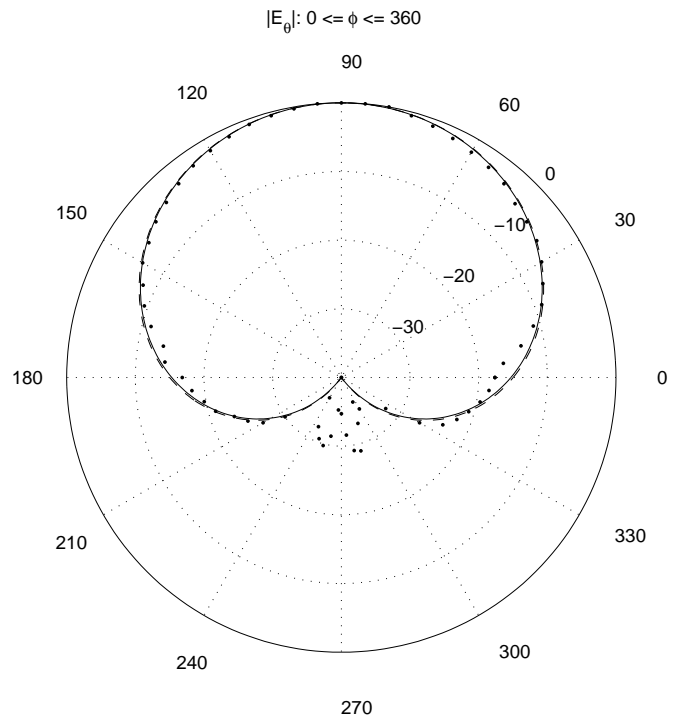


Fig. 3. E_θ no plano xy. --- esta formulação, - - - método das correntes elétricas superficiais [16], ... medidas [17].

observar que a cavidade não tem um efeito significativo sobre os diagramas de irradiação, sendo obtida boa concordância com os resultados medidos e através do método das correntes elétricas superficiais.

A impedância de entrada é mostrada na Fig. 6. Nesta caso o raio $a = 50$ mm, e o substrato tem espessura $h = 0.795$ mm e constante dielétrica $\epsilon_r = 2.32$. A antena tem dimensões $L_p = 30$ mm, e $W_p = 40$ mm, centrada em $z_p = 0$ e $\phi_p = 0$, e é alimentada pelo cabo coaxial em $z_f = 10$ mm e $\phi_f = 0$. A cavidade tem 45 mm na direção z , e 60 mm na direção ϕ . A Fig. 6 mostra a impedância de entrada da antena e a compara com medidas obtidas em [7] para o caso em que os dielétricos se estendem ao infinito na direção z . Uma diferença pequena é observada para a resistência de entrada, enquanto o efeito da cavidade é mais pronunciado para a reatância de entrada.

V. CONCLUSÕES

Esta artigo mostrou a formulação e resultados da análise de antenas de microfita cilíndrico-retangulares embutidas. A formulação é baseada em uma combinação do método dos momentos com o princípio da equivalência. Comparação dos resultados obtidos com o caso de dielétricos infinitos indicam que o efeito da cavidade é mais acentuado nos lóbulos trazeiros e na reatância de entrada, enquanto que o lóbulo principal e a resistência de entrada mantêm-se quase inalterados.

REFERÊNCIAS

- [1] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "Microstrip Antennas: the Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays", Wiley-IEEE Press, 2001.
- [2] K. M. Luk, K. F. Lee, and J. S. Dahele, "Analysis of the cylindrical-rectangular microstrip patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, No. 2, pp. 143-147, Feb. 1989.

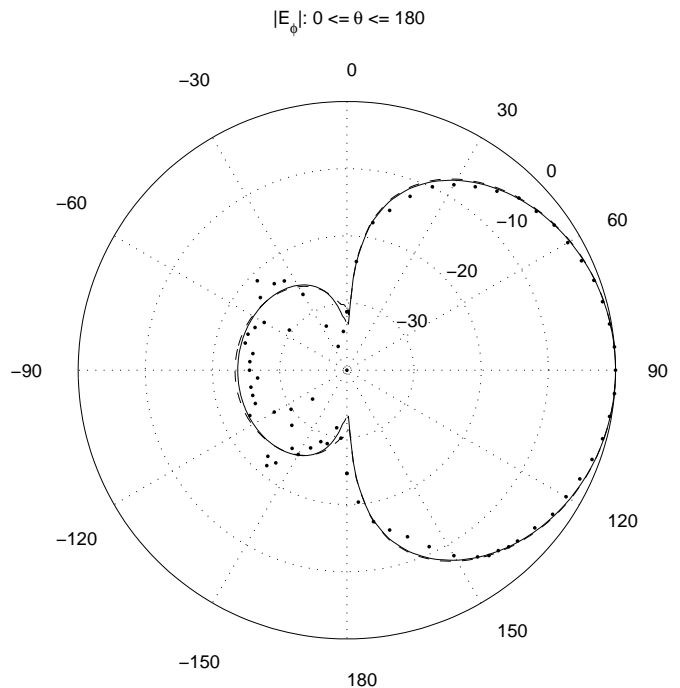


Fig. 4. E_ϕ no plano yz. --- esta formulação, - - - método das correntes elétricas superficiais [16], ... medidas [17].

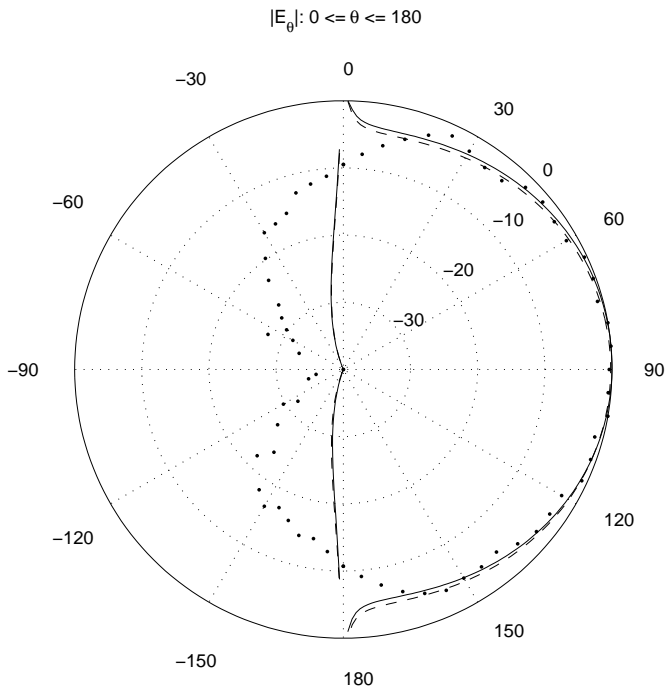


Fig. 5. E_θ no plano yz. --- esta formulação, - - - método das correntes elétricas superficiais [16], ··· medidas [17].

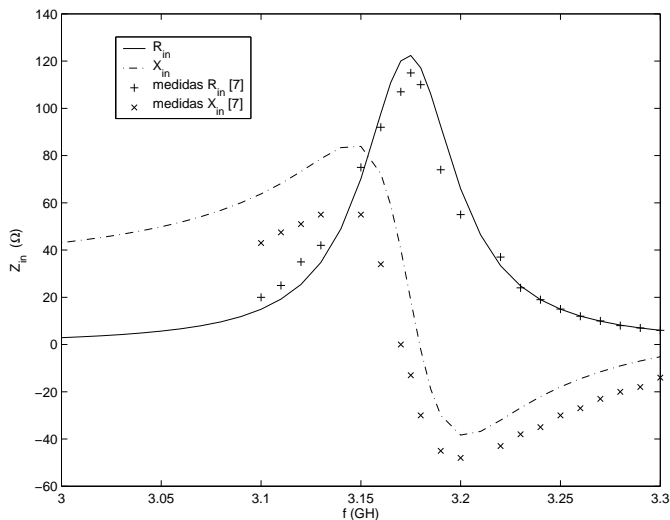


Fig. 6. Impedância de entrada.

[8] F. C. Franklin, S. B. A. Fonseca, J. M. Soares, and A. J. Giarola, "Analysis of microstrip antennas on circular-cylindrical substrates with a dielectric overlay," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, No. 9, pp. 1398-1403, Sep. 1991.

[9] C. C. Silva, "Redes de antenas de microlinha moldadas sobre superfícies cilíndricas com interface optoeletrônica." Ph.D. Thesis (in portuguese), Instituto Tecnológico da Aeronáutica, 1992.

[10] K. L. Wong, Y. T. Cheng, and J. S. Row, "Resonance in a superstrate-loaded cylindrical-rectangular microstrip structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, No. 5, pp. 814-819, May 1993.

[11] S.-Y. Ke, and K.-L. Wong, Input Impedance of a Probe-fed Superstrate-loaded Cylindrical-rectangular Microstrip Antenna, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 7, No. 5, April 1994, pp. 232-36.

[12] H. Mang, and X. Xiaowen, "Full-wave Analysis and Wide-band Design of Probe-fed Multilayered Cylindrical-rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 7, July 2004, pp. 1749-57.

[13] L. C. Kempel, and J. L. Volakis, "Scattering by Cavity-Backed Antennas on a Circular Cylinder", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. 42, No. 9, September 1994, pp. 1268-79.

[14] J. R. Descardec, "Analysis of a flush mounted stacked rectangular microstrip antenna with three dielectric media", *MOMAG 2006 Digest*, Aug. 2006, Belo Horizonte, Brazil.

[15] R. F. Harrington, "Time-Harmonic Electromagnetic Fields", 1961.

[16] F. S. Oliveira, "Antenas de Microfita conformais cilíndricas com superstrato", Ms.C. Thesis (in portuguese), Federal University of Minas Gerais, Brazil, 2006.

[17] M. V. T. Heckler, "Redes de antenas circularmente polarizadas moldadas sobre superfícies cilíndricas", Ms.C. Thesis (in portuguese), Aeronautics Institute of Technology, Brazil, 2003.

[3] F. Lumini, "Análise e projeto de antenas de microlinha retangulares moldadas sobre superfícies cilíndricas," MsC. Thesis, Instituto Tecnológico da Aeronáutica, 1991 (in portuguese).

[4] J. Ashkenazy, S. Shrikman, and D. Treeves, "Electric surface current model for the analysis of microstrip antennas on cylindrical bodies," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, pp. 295-300, Mar. 1985.

[5] S. M. Ali, T. M. Habashy, J. F. Kiang, and J. A. Kong, "Resonance in cylindrical-rectangular and wraparound structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, No. 11, pp. 1773-1783, Nov. 1989.

[6] T. M. Habashy, S. M. Ali, and J. A. Kong, "Input impedance and radiation pattern of cylindrical-rectangular and wraparound microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, No. 5, pp. 722-731, May 1990.

[7] W. Y. Tam, A. K. Y. Lai, and K. M. Luk, "Cylindrical rectangular microstrip antennas with coplanar parasitic patches", *IEE Proc. Microwave, Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 4, Aug. 1995, pp. 300-306.