

INFLUÊNCIA DAS FUNÇÕES BASE DE DOMÍNIO COMPLETO NA ANÁLISE DE ANTENAS DE MICROFITA RETANGULARES ALIMENTADAS POR PROVAS COAXIAS

Feliciano Lumini

Empresa Brasileira de Aeronáutica
12227-901 São José dos Campos – SP
feliciano@embraer.com.br

J. C. da S. Lacava

Instituto Tecnológico de Aeronáutica
12228-901 São José dos Campos – SP
lacava@ele.ita.br

SUMÁRIO

Antenas de microfita retangulares alimentadas por provas coaxiais são analisadas. Através do método dos momentos no domínio espectral, soluções numéricas para a frequência de ressonância e a impedância de entrada são obtidas. Atenção especial é dedicada ao estudo da influência de funções base de domínio completo sobre esses parâmetros. Resultados são apresentados para antenas com polarização linear e circular.

1. INTRODUÇÃO

Antenas de microfita têm sido analisadas, sob vários aspectos, através de modelos classificados como empíricos, semi-empíricos e de onda completa [1]. Desses, o de onda completa, que em geral emprega o *Método dos Momentos (MoM)* na solução das equações integrais acopladas para a densidade de corrente, é o mais utilizado na atualidade. Um aspecto relevante desse método está ligado à escolha da função base a ser usada na expansão da referida densidade de corrente. Uma variedade de funções base tem sido utilizada, porém uma análise sistemática dos resultados obtidos não é encontrada com facilidade na literatura, principalmente para antenas circularmente polarizadas. Assim sendo, neste trabalho faz-se um estudo da influência de funções base de domínio completo em parâmetros como a frequência de ressonância e a impedância de entrada de antenas de microfita retangulares alimentadas por provas coaxiais.

Comparações com resultados experimentais são apresentados tanto para a antena linearmente polarizada como para a com polarização circular.

2. TEORIA

Na Fig. 1 é mostrada a geometria da antena de microfita retangular a ser analisada. Esta antena é constituída por uma superfície condutora perfeita e infinita, localizada no plano $z = 0$ de um sistema de coordenadas retangulares, e por uma camada dielétrica de espessura d , permissividade relativa ϵ_r e permeabilidade magnética μ_0 . No caso do dielétrico apresentar perdas, a permissividade elétrica ϵ será complexa ($\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r (1 - itg\theta)$, onde $tg\theta$ é a sua tangente de perdas). A microfita retangular, de dimensões $2a$ ao longo do eixo x e $2b$ ao longo do eixo y , também perfeitamente condutora e de espessura infinitesimal, sobre a qual é definida uma densidade de corrente elétrica superficial

$$\mathbf{J}(x, y) = J_x(x, y)\hat{x} + J_y(x, y)\hat{y}, \quad (1)$$

está impressa sobre a interface $z = d$ localizada entre o substrato dielétrico e o espaço livre. Na análise em questão, a microfita

retangular é alimentada por uma prova coaxial em $x = x_F$ e $y = y_F$.

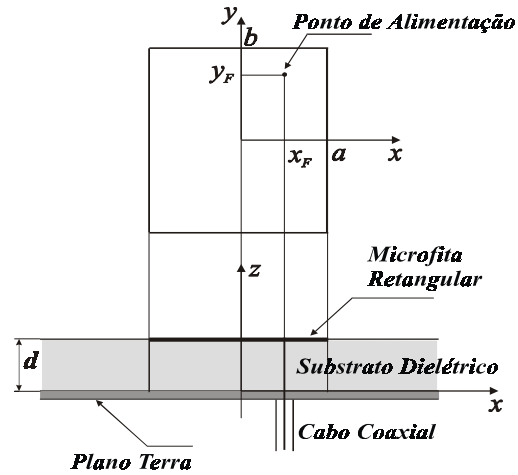


Figura 1. Antena de microfita retangular alimentada por uma prova coaxial.

Os campos eletromagnéticos na camada dielétrica e no espaço livre são determinados considerando-se a estrutura como um problema de contorno, onde a densidade superficial de corrente elétrica é a fonte virtual desses campos [2]. Partindo das equações de *Maxwell*, inicialmente são determinadas as equações de onda na camada dielétrica e no espaço livre. Tais equações são resolvidas no domínio de *Fourier*. Em seguida, são aplicadas as condições de contorno para os campos eletromagnéticos ao longo das interfaces $z = 0$ e $z = d$, resultando em um sistema de seis equações com seis incógnitas. Resolvendo-se esse sistema, expressões analíticas para os campos transformados são univocamente determinadas para qualquer ponto da região $z \geq 0$. Uma vez que os cálculos são realizados no domínio de *Fourier*, expressões compactas, fechadas e descritas por simples funções trigonométricas são obtidas para as funções de *Green* espectrais. Os campos no domínio espacial são determinados através da transformada inversa de *Fourier* dos campos transformados. Expressões para as componentes dos campos eletromagnéticos transformados e para as funções de *Green* espectrais podem ser encontradas em [3].

3. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Conhecidas as funções de *Green* para a estrutura em questão, um sistema de equações integrais é estabelecido se a condição de campo elétrico tangente nulo for imposta sobre o elemento irradiador (considerado um condutor perfeito). Métodos numéri-

cos, como o *Método dos Momentos (MoM)*, têm sido utilizados na solução desse sistema. Empregando-se a técnica de *Galerkin*, que utiliza como função teste a própria função base, a distribuição de corrente sobre o elemento irradiador pode ser então determinada.

Se a forma do elemento irradiador não puder ser estabelecida *a priori*, é usual a decomposição desse elemento em pequenas células (ou subdomínios), ao longo das quais a densidade de corrente é definida por funções simples, como por exemplo as triangulares. Retângulos e triângulos são as formas mais comuns dessas células elementares. Por outro lado, se o elemento irradiador é um simples retângulo, como no caso em questão, as funções base de domínio completo podem ser uma boa escolha [4]. Por esse motivo, essas últimas serão as utilizadas neste trabalho. Seguindo o procedimento usual do *MoM* no domínio espectral, o seguinte sistema linear de $M+N$ equações em $M+N$ incógnitas pode ser estabelecido:

$$V_{xp} = \sum_{m=1}^M I_{xm} Z_{mp}^{xx} + \sum_{n=1}^N I_{yn} Z_{np}^{xy} \quad (2)$$

$$V_{yq} = \sum_{m=1}^M I_{xm} Z_{mq}^{yx} + \sum_{n=1}^N I_{yn} Z_{nq}^{yy} \quad (3)$$

onde $m = 1, 2, \dots, M$; $n = 1, 2, \dots, N$; $p = 1, 2, \dots, M$; $q = 1, 2, \dots, N$; e

$$Z_{mp}^{xx} = -\frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} G_{xx} J_{xm} J_{xp}^* dk_x dk_y \quad (4)$$

$$Z_{np}^{xy} = -\frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} G_{xy} J_{yn} J_{xp}^* dk_x dk_y \quad (5)$$

$$Z_{mq}^{yx} = -\frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} G_{xy} J_{xm} J_{yq}^* dk_x dk_y \quad (6)$$

$$Z_{nq}^{yy} = -\frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} G_{yy} J_{yn} J_{yq}^* dk_x dk_y \quad (7)$$

$$V_{xp} = - \int_{-a}^a \int_{-b}^b E_x^S(x, y, d) J_{xp}(x, y) dx dy \quad (8)$$

$$V_{yq} = - \int_{-a}^a \int_{-b}^b E_y^S(x, y, d) J_{yq}(x, y) dx dy \quad (9)$$

Nas expressões anteriores, $G_{xx} = G_{xx}(k_x, k_y, d)$, $G_{xy} = G_{xy}(k_x, k_y, d)$ e $G_{yy} = G_{yy}(k_x, k_y, d)$, são funções de *Green* espectrais calculadas na interface $z = d$, I_{xm} e I_{yn} são coeficientes numéricos a serem determinados, M e N definem o número de funções base nas direções x e y , $J_{\eta\tau}^*$ é o complexo conjugado da função teste $J_{\eta\tau} = J_{\eta\tau}(k_x, k_y)$ no domínio espectral ($\eta = x$ ou y ; $\tau = m, n, p$ ou q), $J_{\eta\tau} = J_{\eta\tau}(k_x, k_y)$ é a transformada de *Fourier* de $J_{\eta\tau}(x, y)$ e $E_x^S(x, y, d)$ e $E_y^S(x, y, d)$ são as componentes tangenciais do campo elétrico, sobre a microfita retangular, produzido pela densidade de corrente elétrica superficial localizada sobre a mesma microfita.

Na solução do sistema de equações (2)–(3) deparamos com integrais de *Sommerfeld* que, em geral, são computacionalmente ineficientes. Para melhorar a eficiência do cálculo numérico dessas integrais, três técnicas foram utilizadas: redução ao primeiro quadrante, mudança de variável e extração do termo dominante.

Se $E_x^F(x, y, d)$ e $E_y^F(x, y, d)$ são as componentes tangenciais do campo elétrico, também sobre a microfita retangular, produzidas pela densidade volumétrica de corrente $\mathbf{J}^F(x, y, z)$, contida no volume V_F da prova coaxial de alimentação, as seguintes relações de contorno podem ser estabelecidas sobre a microfita retangular:

$$E_x^S(x, y, d) + E_x^F(x, y, d) = 0 \quad (10)$$

$$E_y^S(x, y, d) + E_y^F(x, y, d) = 0 \quad (11)$$

Introduzindo (10) e (11) em (8) e (9), e aplicando, em seguida o teorema da reciprocidade [5], as grandezas V_{xp} e V_{yq} podem ser assim rescritas:

$$V_{xp} = \iiint_{V_F} \mathbf{E}_{xp}^S(x, y, z) \cdot \mathbf{J}^F(x, y, z) dx dy dz \quad (12)$$

$$V_{yq} = \iiint_{V_F} \mathbf{E}_{yq}^S(x, y, z) \cdot \mathbf{J}^F(x, y, z) dx dy dz \quad (13)$$

onde o campo elétrico $\mathbf{E}_{np}^S(x, y, z)$ é produzido pela densidade de corrente elétrica superficial $\mathbf{J}_{np}(x, y)\hat{\eta}$.

Para antenas finas, o conector coaxial é usualmente modelado por uma prova de corrente constante, isto é,

$$\mathbf{J}_F(x, y, z) = \hat{z} I_0 \delta(x - x_F) \delta(y - y_F), \quad (14)$$

de modo que as expressões (12) e (13) resultam ser:

$$V_{xp} = I_0 \int_0^d \mathbf{E}_{xp}^S(x_F, y_F, z) \cdot \hat{z} dz \quad (15)$$

$$V_{yq} = I_0 \int_0^d \mathbf{E}_{yq}^S(x_F, y_F, z) \cdot \hat{z} dz \quad (16)$$

Escrevendo os campos elétricos $\mathbf{E}_{xp}^S(x_F, y_F, z)$ e $\mathbf{E}_{yq}^S(x_F, y_F, z)$ através de suas representações integrais, são finalmente obtidas as seguintes expressões para as grandezas V_{xp} e V_{yq} :

$$V_{xp} = \frac{I_0}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} J_{xp} e^{-i(k_x x_F + k_y y_F)} \int_0^d G_{zx}(k_x, k_y, z) dz dk_x dk_y \quad (17)$$

$$V_{yq} = \frac{I_0}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} J_{yq} e^{-i(k_x x_F + k_y y_F)} \int_0^d G_{zy}(k_x, k_y, z) dz dk_x dk_y \quad (18)$$

onde $G_{zx}(k_x, k_y, z)$ e $G_{zy}(k_x, k_y, z)$ são funções de *Green* tomadas no interior do substrato da antena [3].

Neste ponto do trabalho a expressão para a impedância de entrada da antena de microfita em questão já pode ser estabelecida. Seguindo o procedimento descrito em [4], tal impedância, nas vizinhanças da ressonância, é calculada por:

$$Z_{in} = -\frac{1}{I_0} \left\{ \sum_{p=1}^M I_{xp} V_{xp} + \sum_{q=1}^N I_{yq} V_{yq} \right\}. \quad (19)$$

4. FUNÇÕES BASE

A escolha das funções base é de fundamental importância na aplicação do método dos momentos uma vez que a eficiência e a acurácia do procedimento de *Galerkin* depende dessa escolha. Tais funções devem representar adequadamente a densidade de corrente sobre o elemento irradiador, objetivando minimizar o esforço computacional que, no *MoM*, não é pequeno. A importância dessa escolha pode ser realçada pelos inúmeros trabalhos disponíveis na literatura.

No presente trabalho discute-se a influência de três diferentes tipos de funções base de domínio completo (as do tipo *co-seno* [6], as introduzidas por *Itoh* [7], e as do tipo *Chebyshev* [8]) no cálculo de parâmetros como a frequência de ressonância e a impedância de entrada de antenas de microfita retangulares, alimentadas por provas coaxiais. Por questões de espaço somente as transformadas de *Fourier* dessas funções são apresentadas abaixo:

- Função do tipo *co-seno* com condição de borda

$$j_{xm}(k_x, k_y) = -C_x ab\pi^2 J_0(bk_y)(2m-1) \frac{\cos(ak_x)}{\text{sen}[(2m-1)\pi/2] (ak_x)^2 - [(2m-1)\pi/2]^2} \quad (20)$$

$$j_{yn}(k_x, k_y) = -C_y ab\pi^2 J_0(ak_x)(2n-1) \frac{\cos(bk_y)}{\text{sen}[(2n-1)\pi/2] (bk_y)^2 - [(2n-1)\pi/2]^2} \quad (21)$$

- Função utilizada por *Itoh* com condição de borda

$$j_{xm}(k_x, k_y) = C_x ab(\pi^2/2) J_0(bk_y) \cdot \{J_0[ak_x + (2m-1)\pi/2] + J_0[ak_x - (2m-1)\pi/2]\} \quad (22)$$

$$j_{yn}(k_x, k_y) = C_y ab(\pi^2/2) J_0(ak_x) \cdot \{J_0[bk_y + (2n-1)\pi/2] + J_0[bk_y - (2n-1)\pi/2]\} \quad (23)$$

- Função do tipo *Chebyshev* com condição de borda

$$j_{xm}(k_x, k_y) = -C_x ab\pi^2 (2m-1)(-1)^m \frac{J_{2m-1}(ak_x)}{ak_x} J_0(bk_y) \quad (24)$$

$$j_{yn}(k_x, k_y) = -C_y ab\pi^2 (2n-1)(-1)^n$$

$$\frac{J_{2n-1}(bk_y)}{bk_y} J_0(ak_x) \quad (25)$$

onde $J_n(u)$ é a função de *Bessel* de primeira espécie e ordem n e C_η é um parâmetro com dimensão A/m .

5. RESULTADOS NUMÉRICOS

Para antenas linearmente polarizadas, construídas com substratos eletricamente finos, a frequência de ressonância pode ser definida como sendo aquela na qual a impedância de entrada é puramente resistiva. Por outro lado, para antenas circularmente polarizadas, um parâmetro importante é a frequência na qual o campo eletromagnético irradiado possui a melhor razão axial. Esses dois conceitos serão utilizados neste trabalho.

Empregando-se o formalismo descrito nos itens anteriores, foi escrito um programa em *FORTRAN 77* com a finalidade de calcular os coeficientes da expansão da densidade de corrente sobre o elemento irradiador, a frequência de ressonância e a impedância de entrada de antenas retangulares alimentadas por provas coaxiais. Além das características físicas e geométricas da antena, os dados de entrada desse programa são as frequências inicial e final, o incremento de frequência e o número de funções base ao longo de x e ao longo de y a serem utilizadas. Tal programa foi concebido com a maior flexibilidade de análise possível. De fato, tanto a impedância de entrada como a frequência de ressonância podem ser calculadas utilizando-se qualquer um dos três tipos de funções base anteriormente mencionadas, com ou sem a condição de borda.

Para ilustrar o potencial desse programa, na Fig. 2 são apresentados os gráficos da impedância de entrada de uma antena linearmente polarizada com as seguintes dimensões geométricas:

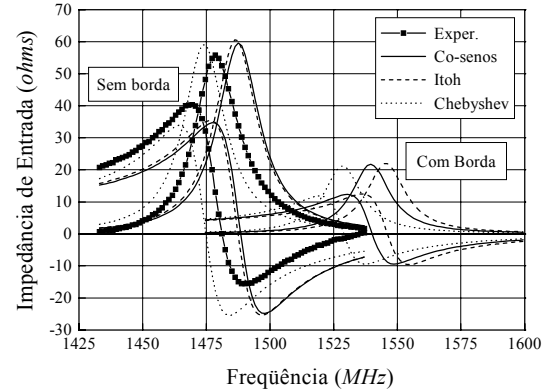


Figura 2. Gráficos da impedância de entrada de uma antena linearmente polarizada.

$a = 32,25 \text{ mm}$, $b = 39,10 \text{ mm}$, $d = 1,57 \text{ mm}$, $x_F = 11,25 \text{ mm}$, e $y_F = 0,0 \text{ mm}$, e constantes elétricas: $\epsilon_r = 2,33$ e $\text{tg } \theta = 0,0012$. Os cálculos foram realizados com os três tipos de funções base descritos neste trabalho, com e sem a condição de borda. Em todos esses cálculos foram utilizadas três funções base ao longo do eixo x e uma única função base ao longo do eixo y . Na Fig. 2 encontram-se também os dados experimentais. As frequências de ressonância (FR) estão resumidas na Tabela 1.

Comparando-se a frequência de ressonância medida, $1,481,1 \text{ MHz}$, com as calculadas, com e sem a condição de borda, verifica-se que as obtidas a partir de funções base com condições de

Tipo de Função Base		FR (MHz)
Sem condição de borda	Co-senos	1.488,5
	Chebyshev	1.474,8
	Tipo Itoh	1.487,4
Com condição de borda	Co-senos	1.540,2
	Chebyshev	1.529,0
	Tipo Itoh	1.546,1
Resultado Experimental		1.481,1

Tabela 1. Frequências de ressonância (FR) calculadas para a antena linearmente polarizada.

borda apresentam resultados distantes de até 4 % da frequência medida. Por outro lado, os resultados obtidos com funções base sem condições de borda apresentam uma discrepância de, no máximo, 0,5 %. Além disso, como era de se esperar, as funções sem condições de borda necessitaram de um menor tempo de integração. Da Fig. 2 pode-se notar também que os valores de impedância obtidos com as funções base com condições de borda são muito baixos, aproximadamente 30% dos valores medidos.

Nas Figs. 3 a 5 são apresentados os efeitos, sobre a impedância de entrada da referida antena, do número de funções base ao longo do eixo x , isto é, das funções base ao longo do lado do elemento irradiador que determina a frequência de ressonância da antena. Em todos esses casos, o número de funções base ao longo da direção transversal y foi fixado em um e os cálculos foram realizados com funções base sem condições de borda. Resultados experimentais também foram incorporados aos gráficos dessas figuras. Uma síntese da influência do número de funções base ao longo do eixo x , na frequência de ressonância da antena, é apresentada na Fig. 6.

No caso das funções base do tipo *co-seno*, analisando-se as Figs. 3 e 6 nota-se que, mesmo quando são utilizadas dez funções base ao longo de x , ainda não há a necessária convergência no cálculo da impedância de entrada da antena. Os valores obtidos, tanto para a parte resistiva quanto para a parte reativa, dessa impedância, ainda são fortemente dependentes do número de funções base utilizadas. Por exemplo, se o número de funções base ao longo de x for elevado de oito para nove, a frequência de ressonância sofre uma variação (diminuição) de 0,6 MHz. Esta diminuição ainda é de 0,5 MHz quando se eleva o número de funções base ao longo de x de nove para dez. Claramente, para que essa tendência de diminuição atinja valores ainda menores, o número de funções base ao longo de x deve ser superior a dez.

Para as funções base introduzidas por *Itoh*, observa-se das Figs. 4 e 6 que, após sete funções base ao longo de x , o cálculo da impedância de entrada da antena de microfita tende a se estabilizar. Por exemplo, passando de oito para nove funções base ao longo de x , ocorre uma diminuição de apenas 0,2 MHz na frequência de ressonância da antena em questão.

Finalmente, no caso das funções base do tipo *Chebyshev*, nota-se das Figs. 5 e 6 que a partir de três funções base, o cálculo da impedância de entrada da antena está praticamente estabilizado. Aumentando-se o número de funções base ao longo da direção x , nenhuma mudança apreciável é verificada no gráfico da impedância de entrada. Por exemplo, elevando de sete para oito o número de funções base ao longo de x , há um aumento na frequência de ressonância da antena de apenas 0,1 MHz.

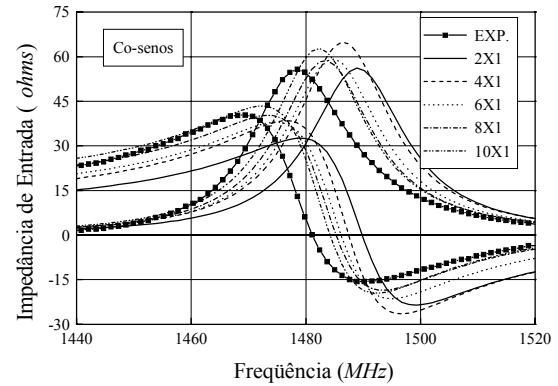


Figura 3. Impedância de entrada: funções base *co-seno*.

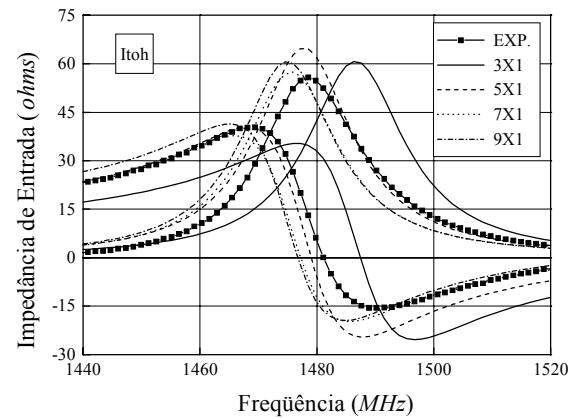


Figura 4. Impedância de entrada: funções do tipo *Itoh*.

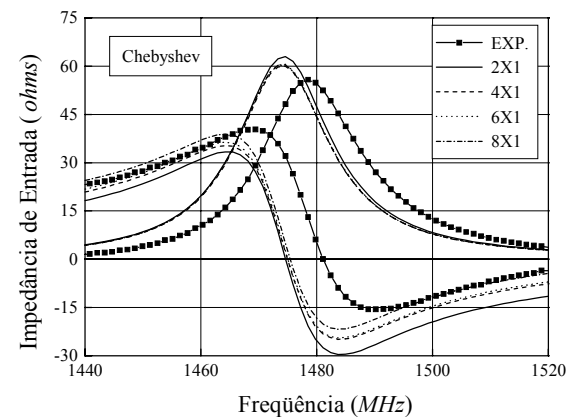


Figura 5. Impedância de entrada: funções *Chebyshev*.

A influência do número de funções base ao longo da direção transversal y , na impedância de entrada da mesma antena linearmente polarizada, também foi analisada. Para isso, foram utilizadas quatro funções base do tipo *Chebyshev* ao longo de x e diferentes números de funções base ao longo da direção transversal y . Notou-se que a dependência da impedância de entrada com o número de funções base ao longo de y é mínima. Por exemplo, passando de uma para quatro funções base ao longo de y , a variação na frequência de ressonância da referida antena é menor do que 0,1 MHz.

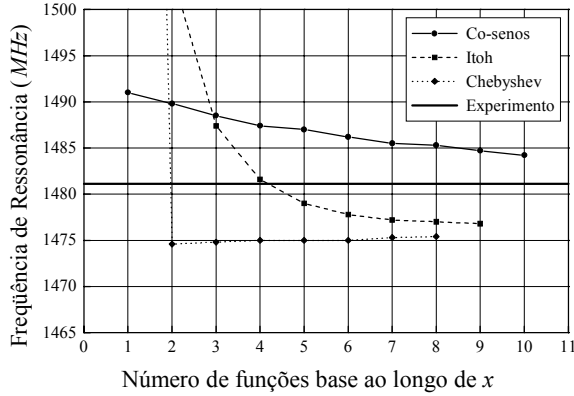


Figura 6. Frequência de ressonância em função do número de funções base ao longo de x .

Em conclusão, os cálculos acima indicam um melhor desempenho das funções base do tipo *Chebyshev* pois estas permitem uma estabilização mais rápida do cálculo da impedância de entrada da referida antena, com um número menor de funções base, reduzindo substancialmente o tempo de cálculo numérico.

Um estudo equivalente foi realizado para a antena circularmente polarizada para a esquerda, com as seguintes dimensões geométricas: $a = 20,225 \text{ mm}$, $b = 19,875 \text{ mm}$, $d = 1,524 \text{ mm}$, $x_F = 5,425 \text{ mm}$, e $y_F = 5,375 \text{ mm}$, e constantes elétricas: $\epsilon_r = 2,55$ e $\text{tg}\theta = 0,0018$. Uma vez que a geometria da antena de microfita circularmente polarizada é quase quadrada, o número de funções base ao longo das direções x e y deve ser o mesmo. Partindo desta hipótese, nas Figs. 7 a 9 são apresentados os gráficos da impedância de entrada da antena de microfita em questão, para os três tipos de funções base.

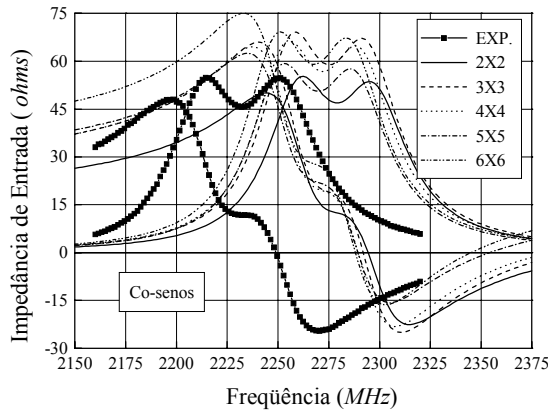


Figura 7. Impedância de entrada da antena circularmente polarizada: funções base do tipo *co-seno*.

Com relação à parte reativa da impedância de entrada, nestas três figuras nota-se que, para os três tipos de funções base, a reatância aumenta com o aumento do número de funções base. Com relação à parte resistiva, quando são utilizadas as funções base do tipo *Chebyshev*, ocorre uma estabilização no cálculo da resistência de entrada com um número menor de funções base. As frequências nas quais a irradiação eletromagnética possui a melhor razão axial (*FMRA*), calculadas com as três funções base (na ausência da condição de borda), são apresentadas na Tabela 2.

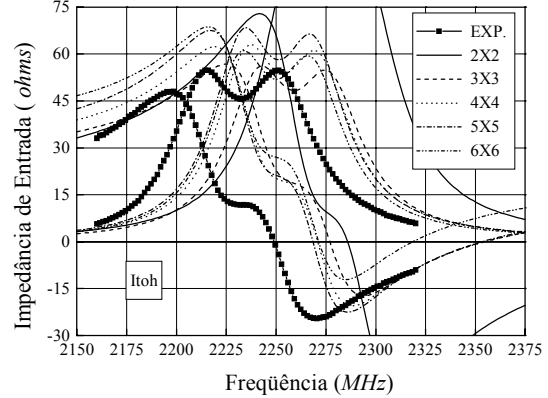


Figura 8. Impedância de entrada da antena circularmente polarizada: funções introduzidas por *Itoh*.

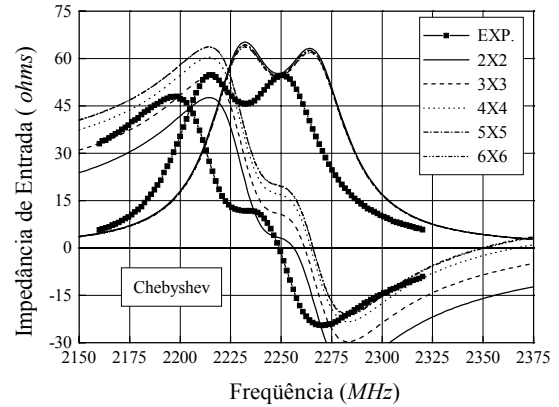


Figura 9. Impedância de entrada da antena circularmente polarizada: funções base do tipo *Chebyshev*.

Tipo de Função Base	$M \times N$	<i>FMRA</i> (MHz)
<i>Co-senos</i>	2x2	2.279
<i>Co-senos</i>	4x4	2.272
<i>Co-senos</i>	6x6	2.268
Tipo <i>Itoh</i>	2x2	2.277
Tipo <i>Itoh</i>	4x4	2.253
Tipo <i>Itoh</i>	6x6	2.250
<i>Chebyshev</i>	2x2	2.249
<i>Chebyshev</i>	4x4	2.248
<i>Chebyshev</i>	6x6	2.248
<i>Resultado Experimental</i>		2.232

Tabela 2. Frequências para a melhor razão axial.

Os resultados acima recomendam a utilização de funções base de domínio completo do tipo *Chebyshev* na análise de antenas retangulares circularmente polarizadas.

Em resumo, a impedância de entrada de antenas retangulares linearmente polarizadas, alimentadas por provas coaxiais, pode ser adequadamente calculada com quatro funções base de domínio completo, do tipo *Chebyshev*, ao longo de x e duas outras ao longo de y . Nas circularmente polarizadas, podem ser utilizadas três funções ao longo de x e um igual número ao longo de y . Gráficos teóricos para a impedância de entrada, calculados nas condições acima para as antenas linearmente polarizada e com polarização circular, discutidas ao longo deste trabalho, são apresentados nas Figs. 10 e 11, respectivamente. Resultados

teóricos, obtidos com o programa *Ensemble*TM [9], e experimentais, também são mostrados nesses gráficos.

Sendo $\pm 0,02$ a tolerância da permissividade elétrica relativa do substrato da antena linearmente polarizada, curvas para os valores nominal (2,33), máximo (2,35) e mínimo (2,31) estão traçadas na Fig. 10. Nota-se dessa figura que a curva experimental para a impedância de entrada está em boa concordância com a curva teórica, obtida considerando o valor mínimo da permissividade elétrica relativa. De fato, as frequências de ressonância são coincidentes e o máximo da parte resistiva experimental é apenas 4 *ohms* menor do que o máximo da parte resistiva teórica. Com relação à parte reativa, nota-se que a curva experimental sofreu um deslocamento, quase uniforme, em direção à região indutiva, de aproximadamente 5 *ohms*. Esta discrepância pode ser justificada pelo fato da indutância introduzida pela prova coaxial de alimentação não ter sido incorporada ao programa de cálculo numérico.

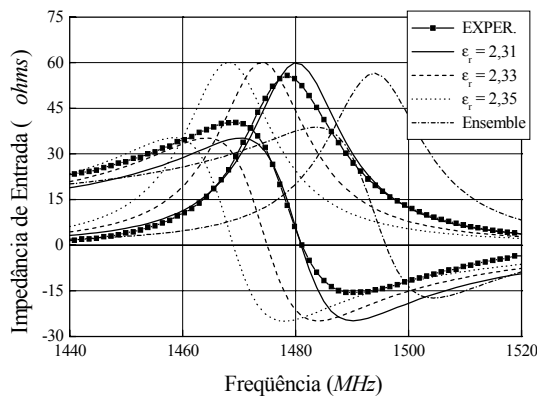


Figura 10. Impedância de entrada da antena linearmente polarizada: funções base do tipo *Chebyshev*.

Para a antena circularmente polarizada, a tolerância da permissividade elétrica relativa do substrato é de $\pm 0,04$. Desta vez nota-se da Fig. 11 que os resultados experimentais estão em razoável concordância com os teóricos, calculados com o valor máximo da permissividade elétrica relativa. A frequência teórica na qual a razão axial é ótima, isto é, na qual a resistência de entrada, entre os dois máximos, é mínima, coincide com a experimental. Entretanto, todos os valores experimentais estão, em valor absoluto, 15 % abaixo dos valores teóricos.

Nota-se desses dois últimos gráficos que os resultados obtidos pelo programa de computador, desenvolvido em *FORTRAN 77*, são compatíveis com as tolerâncias dos substratos utilizados e que, tanto para a antena com polarização linear como para a circularmente polarizada, as simulações realizadas com o *Ensemble*TM produziram resultados acima das respectivas frequências experimentais. Por exemplo, a ressonância da antena linearmente polarizada é prevista, pelo *Ensemble*TM, ocorrer na frequência de 1.496,0 MHz (a experimental foi medida em 1.481,1 MHz) enquanto que para a circularmente polarizada, a *FMRA* é prevista para 2.286 MHz (a experimental foi medida em 2.232 MHz).

6. CONCLUSÕES

Através do método dos momentos no domínio espectral, da técnica de *Galerkin* e dos teoremas de *Parseval* e da reciprocidade, soluções numéricas para o cálculo das correntes superficiais,

frequência de ressonância e impedância de entrada de antenas de microfita retangulares, alimentadas por provas coaxiais, foram implementadas. Três diferentes funções de domínio completo, com ou sem condições de borda, foram consideradas. Após intensa análise numérica determinou-se que o melhor compromisso entre tempo computacional e acurácia do resultado, em comparação com resultados experimentais, é a utilização de funções base do tipo *Chebyshev*, sem condição de borda, por requerem um número menor de funções, seja para antenas com polarização linear como para as circularmente polarizadas.

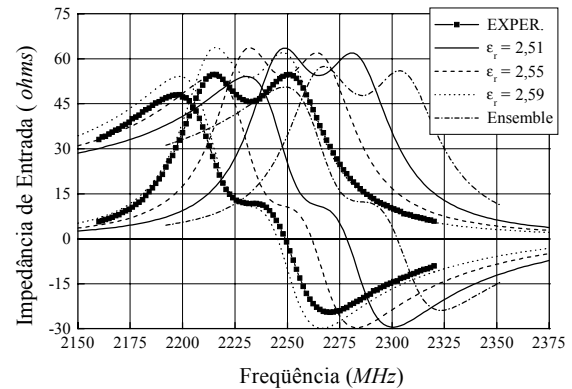


Figura 11. Impedância de entrada da antena circularmente polarizada: funções base do tipo *Chebyshev*.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi realizado com apoio parcial da OACI/PNUD-BRA-006/92, Objetivo 6.

7. REFERÊNCIAS

- [1] P. Bhartia, K. V. S. Rao, and R. S. Tomar, *Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas*. Norwood: Artech House, 1991.
- [2] J. C. S. Lacava e L. B. T. Cividanes, "Um novo método para análise de antenas de microlinha," *3ª Simpósio Brasileiro de Microondas*, Natal. Anais: 258-266, jul. 1988.
- [3] J. C. S. Lacava, "Função de Green transformada de estruturas em microfita com substratos isotrópicos." *Publicação Interna do Departamento de Eletricidade da Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá*, UNESP. Novembro de 1993.
- [4] T. Itoh (Editor), *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*. New York: John Wiley, 1989.
- [5] R. F. Harrington, *Time-harmonic electromagnetic fields*. New York: McGraw-Hill, 1961.
- [6] L. B. T. Cividanes, Análise de antenas de microlinha em estruturas multicamadas com dielétricos uniaxiais. *Tese de Doutorado*, ITA, São José dos Campos, 1992.
- [7] T. Itoh and W. Menzel, "A full-wave analysis method for open microstrip structures", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 29, pp. 63-68, Jan. 1981.
- [8] G. Splitt, "Rectangular electromagnetically coupled microstrip antennas in multilayered structures", *Proceedings of European Microwave Conference*. Stockholm, Sweden, pp. 1043-1048, 1988.
- [9] ENSEMBLETM - Version 4.02, *Design, review, & ID array synthesis*. Boulder Microwave Technologies, Inc., 1996.