



COBENGE 2005

XXXIII - Congresso Brasileiro de Ensino de Engenharia

"Promovendo e valorizando a engenharia em um cenário de constantes mudanças"

12 a 15 de setembro - Campina Grande Pb

Promoção/Organização: ABENGE/UFPG-UFPE

UTILIZAÇÃO DO PROGRAMA *MATHEMATICA*TM NO ENSINO DE ANTENAS DE MICROFITA

D.C.M. Maciel – mangia@ita.br

Instituto Tecnológico de Aeronáutica
Laboratório de Antenas e Propagação
Praça Marechal Eduardo Gomes, 50
12228-900 – São José dos Campos – SP

Delx C. Lunardi – delx@ita.br

I. Bianchi – ibianchi@ita.br

J.C. da S. Lacava – lacava@ita.br

***Resumo:** Este trabalho descreve aspectos relacionados ao ensino de antenas de microfitas tal como implementado no Instituto Tecnológico de Aeronáutica. Em particular, discute a utilização do programa *Mathematica*TM como importante ferramenta de auxílio didático. São apresentados resultados para antenas retangulares e circulares.*

***Palavras Chaves:** Antenas de microfitas, Modelo da cavidade ressonante, Domínio espectral, Técnicas de ensino.*

1 INTRODUÇÃO

Antena de microfitas é, indubitavelmente, um tópico relevante e atual da teoria de antenas. Vários livros abordando esse tópico têm sido publicados ao longo da última década, como BHARTIA et al. (1991), POZAR e SCHAUBERT (1995) e GARG et al. (2001). Apesar do estágio alcançado pelo ensino de antenas em importantes centros brasileiros de excelência em engenharia elétrica, a ementa de um curso dedicado exclusivamente ao estudo de antenas de microfitas, se existente, é relativamente nova. Para a análise dessas antenas são imprescindíveis bons conhecimentos em eletromagnetismo, ondas guiadas, dispositivos passivos e, naturalmente, em teoria de antenas. Dessa forma, a proposta de uma ementa para o primeiro curso de antenas de microfitas, a ser ministrado em pós-graduação, não é uma tarefa simples. Principalmente pelo fato dos tópicos acima mencionados não serem abordados com amplitude e profundidade adequadas nas diversas escolas de engenharia elétrica do país, sem mencionar os cursos de análise vetorial e de cálculos diferencial e integral, ferramentas primordiais para quem pretende se especializar na área em questão. Por outro lado, para facultar o ingresso de alunos oriundos de diferentes centros educacionais que, por um motivo ou outro, apresentam deficiências nesses tópicos, porém possuem elevado potencial de aprendizagem, é imperativo estabelecer uma forma de conduzir a disciplina, sem a necessidade de submetê-los a um esforço adicional de cursar matérias de nivelamento. Normalmente, este preceito só deve ser aplicado a alunos com elevada qualificação.

Neste trabalho são apresentados aspectos ligados ao curso de *Antenas de Microfita* que vem sendo ministrado no *Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA*. Em particular, enfoca-se a utilização do *Mathematica™* como ferramenta de auxílio ao curso em questão, ressaltando a sua capacidade de realização de cálculos elaborados, computação simbólica e também de seus recursos gráficos. Este programa é de uso geral e, por isso, acessível à maioria das instituições de ensino brasileiras, principalmente pelo seu custo reduzido frente aos programas comerciais específicos para a análise de estruturas planas com múltiplas camadas, como, por exemplo, o *Ensemble™*, o *IE3D™* e o *HFSS™*.

2 MODELOS PARA ANÁLISE DE ANTENAS DE MICROFITA

Na sua forma mais simples, a antena de microfita é constituída por um plano de terra sobre o qual se apóia uma camada dielétrica de espessura constante, denominada substrato. Esta camada tem a finalidade de sustentar uma superfície metálica (o elemento irradiador) localizada na interface substrato-vácuo da estrutura em questão. Na Figura 1 é apresentada a topologia típica de uma antena de microfita com elemento irradiador circular.

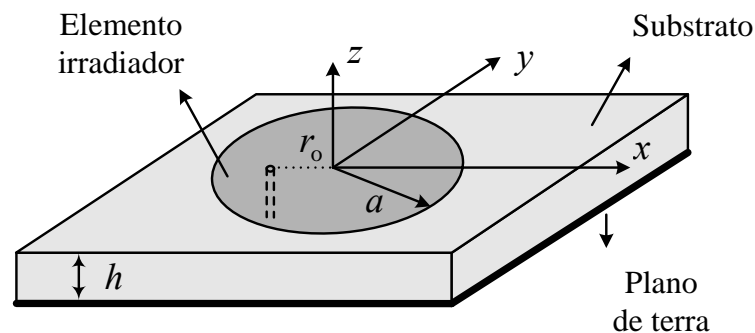


Figura 1 - Geometria típica da antena de microfita com elemento irradiador circular.

A análise deste tipo de estrutura pode ser realizada através de modelos classificados como empíricos, semi-empíricos e de onda completa (BHARTIA 1991). O último destes modelos é certamente o mais sofisticado e, conseqüentemente, o de maior complexidade. Utiliza a função de *Green* da estrutura que, em geral, é determinada no domínio espectral, em conjunto com técnicas numéricas como, por exemplo, a do método dos momentos. Certamente não é o mais adequado para ser utilizado em um primeiro curso na área. Programas comerciais como o *Ensemble™* e o *IE3D™* empregam esta técnica, com excelentes resultados. Entretanto, como mencionado anteriormente, tais programas são de custo elevado, estimulando assim a busca por soluções alternativas.

Já o modelo empírico, de aplicação restrita a antenas com geometrias simples, porém adequado para o início do curso em questão, está baseado em observações também simplificadas de seus mecanismos de operação. Apresentam desempenhos satisfatórios até frequências típicas da faixa baixa de microondas e seu exemplar mais relevante é o da cavidade ressonante. Por outro lado, o modelo semi-empírico é um pouco mais complexo, pois é um híbrido entre o empírico e o de onda completa. Duas etapas distintas são necessárias para a aplicação desse modelo: o cálculo aproximado da densidade de corrente sobre o elemento irradiador que, em geral, pode ser realizado com auxílio do método da cavidade ressonante, e a determinação da expressão exata para a função de *Green* da estrutura. Esta última tem sido realizada com a assistência da conhecida capacidade de computação simbólica do programa *Mathematica™*, diminuindo consideravelmente o tempo normalmente utilizado nessa etapa. Além disso, a facilidade de apresentação dos resultados na forma gráfica do referido programa é muito útil no estudo do comportamento dessas funções, de fundamental importância para a montagem eficiente de métodos numéricos, como o método dos momentos, em preparação para disciplinas

mais avançadas. Em resumo, o curso de *Antenas de Microfita* ministrado atualmente no ITA utiliza, no seu início, o modelo empírico para analisar o denominado problema interno e o semi-empírico para estabelecer as características associadas aos campos distantes.

3 ANÁLISE DA ANTENA CIRCULAR

Neste item é apresentada a seqüência estabelecida para o início do curso, escolhida com o objetivo de propiciar também uma revisão supervisionada de conceitos importantes do eletromagnetismo, imprescindíveis ao amadurecimento do aluno na área. É esta revisão que possibilita avançar na disciplina sem a necessidade de cursos de nivelamento. A escolha da geometria circular para o elemento irradiador, logo na primeira análise, também se deve a pouca maturidade dos estudantes com soluções em coordenadas cilíndricas.

3.1 Impedância de entrada

A geometria da estrutura irradiante em consideração é apresentada na Figura 1. O plano de terra da antena está posicionado em $z = -h$ de um sistema de coordenadas retangulares. Este plano sustenta uma camada dielétrica de permissividade ϵ_d , permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$, espessura h e tangente de perdas δ_d . O elemento irradiador de raio a situa-se no plano $z = 0$, ou seja, na interface que separa o substrato do vácuo ($z > 0$).

O modelo da cavidade ressonante é, na atualidade, bem documentado, o que facilita sobremaneira o estudo inicial. De validade comprovada para antenas finas ($h \ll \lambda$), permite a determinação de expressões simples, de fácil implementação computacional, aliada a uma boa descrição dos fenômenos eletromagnéticos inerentes à antena. Outra característica interessante é o tempo computacional reduzido, em comparação com programas comerciais mais complexos, sendo, portanto, indicado para CAD's simples, de baixo custo e com potencial para serem empregados em atividades de ensino. Nesse modelo, a região entre o irradiador e o plano de terra é tratada como uma cavidade ressonante limitada por paredes elétricas perfeitas localizadas em $z = 0$ e $z = -h$ e paredes laterais magnéticas também perfeitas.

A excitação da antena é realizada por uma ponta de prova coaxial localizada em ($r = r_0, \phi = \pi$), modelada por uma fita de largura efetiva $2r_0\Delta$ e densidade superficial de corrente definida por:

$$\vec{J} = \hat{z} A_0 \frac{\delta(r - r_0)}{r_0}, \quad \text{para } \pi - \Delta < \phi < \pi + \Delta, \quad (1)$$

onde A_0 é uma constante que tem o ampère como unidade e $\delta(r - r_0)$ é a função *Delta de Dirac* localizada em $r = r_0$.

No caso da antena circular, a expressão para o campo elétrico no interior da cavidade equivalente, excitada por uma fonte de corrente elétrica, é dada por:

$$E_z = i \omega \mu_0 A_0 \left\{ \frac{2 \Delta}{\pi k^2 a^2} + \sum_{m=2}^{\infty} \frac{2 \Delta J_0(k_{0m} r_0) J_0(k_{0m} r)}{\pi a^2 (k^2 - k_{0m}^2) J_0^2(k_{0m} a)} + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4(-1)^n \text{sen}(n\Delta) J_n(k_{nm} r_0) J_n(k_{nm} r) k_{nm}^2 \cos(n\phi)}{n \pi (k^2 - k_{nm}^2) (k_{nm}^2 a^2 - n^2) J_n^2(k_{nm} a)} \right\}, \quad (2)$$

com

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_d}, \quad (3)$$

onde ω é a frequência angular, μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo, $J_n(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem n , $k_{nm} = \chi_{nm}/a$, sendo χ_{nm} a m -ésima raiz de $J_n(x)$, primeira derivada de $J_n(x)$ em relação ao argumento x . Note que estes primeiros cálculos permitem a revisão de conceitos como, equação de onda, condições de contorno, modos de ressonância, método da separação de variáveis e representação de campos via modos de ressonância.

A impedância nos terminais de entrada da cavidade que modela a antena pode ser calculada por:

$$Z_{in} = V_a / I_a, \quad (4)$$

onde $V_a = -h \bar{E}_z$ é a tensão nesses terminais, $I_a = 2 A_0 \Delta$ é a corrente de alimentação da cavidade e \bar{E}_z o valor médio de E_z , dado por:

$$\bar{E}_z = \frac{1}{2 r_0 \Delta} \int_{\pi-\Delta}^{\pi+\Delta} E_z(\phi, r = r_0) r_0 d\phi. \quad (5)$$

Efetuada os cálculos, encontra-se a seguinte expressão para a impedância de entrada:

$$Z_{in} = -i \omega \mu_0 h \left\{ \frac{1}{\pi k^2 a^2} + \sum_{m=2}^{\infty} \frac{J_0^2(k_{0m} r_0)}{\pi a^2 (k^2 - k_{0m}^2) J_0^2(k_{0m} a)} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_n^2(k_{nm} r_0) k_{nm}^2}{(k^2 - k_{nm}^2) (k_{nm}^2 a^2 - n^2) J_n^2(k_{nm} a)} \left(\frac{\sin(n\Delta)}{n\Delta} \right)^2 \right\}. \quad (6)$$

Esta expressão, sendo obtida na condição de cavidade sem perdas, indica que sua impedância de entrada é puramente reativa. Uma forma inteligente de incorporar as perdas à estrutura foi proposta em RICHARDS et al. (1981), através do conceito da *tangente de perdas efetiva* (δ_{ef}), que inclui as perdas no dielétrico, no condutor, via onda de superfície e a relacionada com a irradiação. Observe que este conceito, neste ponto do curso, possibilita rever o teorema de *Poynting* complexo, o procedimento para o cálculo da energia armazenada nos campos eletromagnéticos da cavidade, o efeito pelicular (de fundamental importância no cálculo de perdas metálicas), os modos guiados no substrato da antena, o princípio da equivalência, as aproximações para os campos distantes, entre outros. Resolvendo para o modo de ressonância (N, M), encontra-se que:

$$\delta_{ef} = \delta_d + \frac{1}{h \sqrt{\pi} f_{NM} \mu_0 \sigma_c} + \frac{h k_0^2 a^2 \mu_0 f_{NM} T_N}{120 (k_{NM}^2 a^2 - N^2)}, \quad (7)$$

e

$$T_N = \int_0^{\pi/2} \left\{ [J_{N-1}(p) - J_{N+1}(p)]^2 + \cos^2(\theta) [J_{N+1}(p) + J_{N-1}(p)]^2 \right\} \sin(\theta) d\theta, \quad (8)$$

onde $p = k_0 a \sin(\theta)$, f_{NM} é a frequência de ressonância do modo (N, M) , k_0 é o número de onda do vácuo e σ_c é a condutividade das paredes metálicas da cavidade equivalente. Para antenas finas, a eficiência de excitação de ondas de superfície é muito baixa, de forma que a perda associada a esse fenômeno não está incorporada à Equação (7). Como resultado, o parâmetro k na Equação (6) é substituído pelo número de onda efetivo k_{ef} , calculado por:

$$k_{ef}^2 = (1 - i\delta_{ef}) k^2. \quad (9)$$

3.2 Campo elétrico irradiado

Embora o campo eletromagnético distante irradiado pela antena possa ser determinado, de forma aproximada, via correntes magnéticas localizadas ao longo da borda do elemento irradiador, nesta etapa do curso emprega-se o modelo semi-empírico com o objetivo de preparar os alunos para tarefas mais complexas. Primeiramente, determina-se a função de *Green* espectral para a estrutura da Figura 1. Os cálculos são realizados com auxílio da capacidade simbólica do programa *Mathematica*TM conforme BIANCHI et al. (2002) e MOREANO et al. (2003). Em seguida, a densidade de corrente superficial sobre o elemento irradiador é determinada através da condição de contorno do campo magnético estabelecido pelo método da cavidade ressonante segundo LACAVALA e CIVIDANES (1988). Neste ponto são trabalhados conceitos associados às ondas de superfície, da transformada dupla de *Fourier* e do método da fase estacionária. Para a antena circular operando no modo TM_{11}^z são obtidas as seguintes expressões para as componentes do campo elétrico distante:

$$E_\theta \cong C \varepsilon_{rd} \frac{e^{-ik_0 r}}{r} \frac{\cos(\theta) \cos(\phi)}{\varepsilon_{rd} - \sin^2(\theta)} [J_2(p) - J_0(p)] \times \frac{A_1 \sin(A_2)}{A_1 \sin(A_2) - i \varepsilon_{rd} \cos(\theta) \cos(A_2)}, \quad (10)$$

$$E_\phi \cong C \frac{e^{-ik_0 r}}{r} \cos(\theta) \sin(\phi) [J_2(p) + J_0(p)] \frac{\sin(A_2)}{\cos(\theta) \sin(A_2) - i A_1 \cos(A_2)}, \quad (11)$$

com

$$C = -\frac{E_0 a J_1(ka)}{2}, \quad (12)$$

$$A_1 = \sqrt{\varepsilon_{rd} - \sin^2(\theta)}, \quad (13)$$

$$A_2 = A_1 k_0 h, \quad (14)$$

onde E_0 é a amplitude do campo elétrico e ε_{rd} é a permissividade relativa do substrato.

4 ANÁLISE DA ANTENA RETANGULAR

Após a apresentação do procedimento de cálculo da impedância de entrada da antena circular, via cavidade ressonante equivalente, os alunos são incentivados a aplicá-lo em uma

antena com geometria mais simples. Em geral, utiliza-se a antena retangular para este exercício (Figura 2).

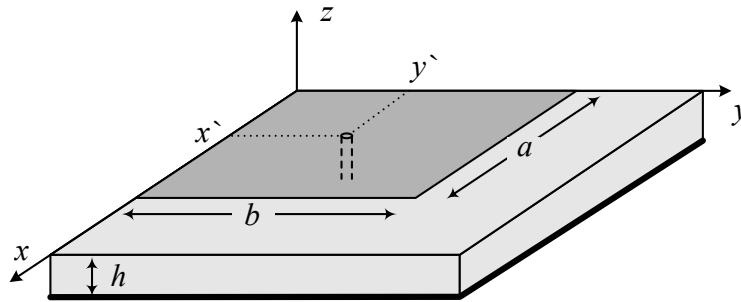


Figura 2 - Geometria típica da antena de microfita retangular.

A expressão a ser obtida pelos alunos para a impedância de entrada da antena, neste caso, é apresentada a seguir conforme ESTEVES (1997):

$$Z_{in} = \frac{i \omega \mu_0 h}{a b} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\xi_m \xi_n}{k_{mn}^2 - k_{ef}^2} \left[\frac{\text{sen}(m \pi L / 2 a)}{m \pi L / 2 a} \right]^2 \times \cos^2\left(\frac{m \pi}{a} x'\right) \cos^2\left(\frac{n \pi}{b} y'\right), \quad (15)$$

onde $\xi_q = 1$ se $q = 0$ e $\xi_q = 2$ se $q \neq 0$, e (x', y') é a localização da ponta de prova coaxial modelada por uma fita de corrente uniforme de largura efetiva L .

Para o modo de ressonância (M, N) , a tangente de perdas efetiva é dada por:

$$\delta_{ef} = \delta_d + \frac{1}{h \sqrt{\pi} f_{MN} \mu_0 \sigma_c} + \frac{\xi_M \xi_N h}{4 \pi^2 a b \eta_0 \varepsilon_d \omega_{MN}} (I_{\theta_{MN}} + I_{\phi_{MN}}), \quad (16)$$

onde

$$I_{\theta_{MN}} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \left| k_0^2 \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi) \cos(\phi) [\cos(M \pi) e^{i k_0 a \text{sen}(\theta) \cos(\phi)} - 1] \right. \\ \times [\cos(N \pi) e^{i k_0 b \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} - 1] \left. \{ [k_0^2 \text{sen}^2(\theta) \cos^2(\phi) - (M \pi / a)^2]^{-1} \right. \\ \left. + [k_0^2 \text{sen}^2(\theta) \text{sen}^2(\phi) - (N \pi / b)^2]^{-1} \right\}^2 \text{sen}(\theta) d\theta d\phi, \quad (17)$$

$$I_{\phi_{MN}} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \left| k_0^2 \text{sen}(\theta) \cos(\theta) [\cos(M \pi) e^{i k_0 a \text{sen}(\theta) \cos(\phi)} - 1] \right. \\ \times [\cos(N \pi) e^{i k_0 b \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} - 1] \left. \{ \cos^2(\phi) / [k_0^2 \text{sen}^2(\theta) \cos^2(\phi) - (M \pi / a)^2] \right\}$$

$$- \left. \sin^2(\phi) / [k_0^2 \sin^2(\theta) \sin^2(\phi) - (N\pi/b)^2] \right\}^2 \sin(\theta) d\theta d\phi, \quad (18)$$

ω_{MN} é a frequência angular de ressonância e η_0 é a impedância intrínseca do vácuo.

5 PROGRAMA DE ANÁLISE

Uma vez estabelecida a base para o estudo de antenas de microfita, neste ponto do curso os alunos têm acesso a um programa desenvolvido no *Laboratório de Antenas e Propagação - LAP* do *Departamento de Telecomunicações do ITA* e escrito no *Mathematica™*, com o objetivo de verificar os cálculos por eles realizados, além de permitir um estudo aprofundado dos efeitos das variações de parâmetros da antena sobre suas características elétricas. Este procedimento é essencial para o aluno sedimentar os conceitos estudados, de fundamental importância quando projetos mais complexos forem desenvolvidos. Salienta-se neste ponto que os programas comerciais anteriormente citados só possuem a capacidade de analisar as estruturas a eles fornecidas, cabendo ao usuário as correções necessárias para atingir as especificações de projeto. Com o programa concebido no *LAP*, além da análise, a síntese de antenas simples também é contemplada. Na Figura 3 é apresentada a janela utilizada no estudo de antenas retangulares. São analisados parâmetros como impedância de entrada (com saídas gráficas na forma retangular e sobre a carta de *Smith*), diagrama de irradiação, diretividade e coeficiente de onda estacionária. Para a antena circular, adiciona-se o diagrama traçado com auxílio de um dipolo girante.

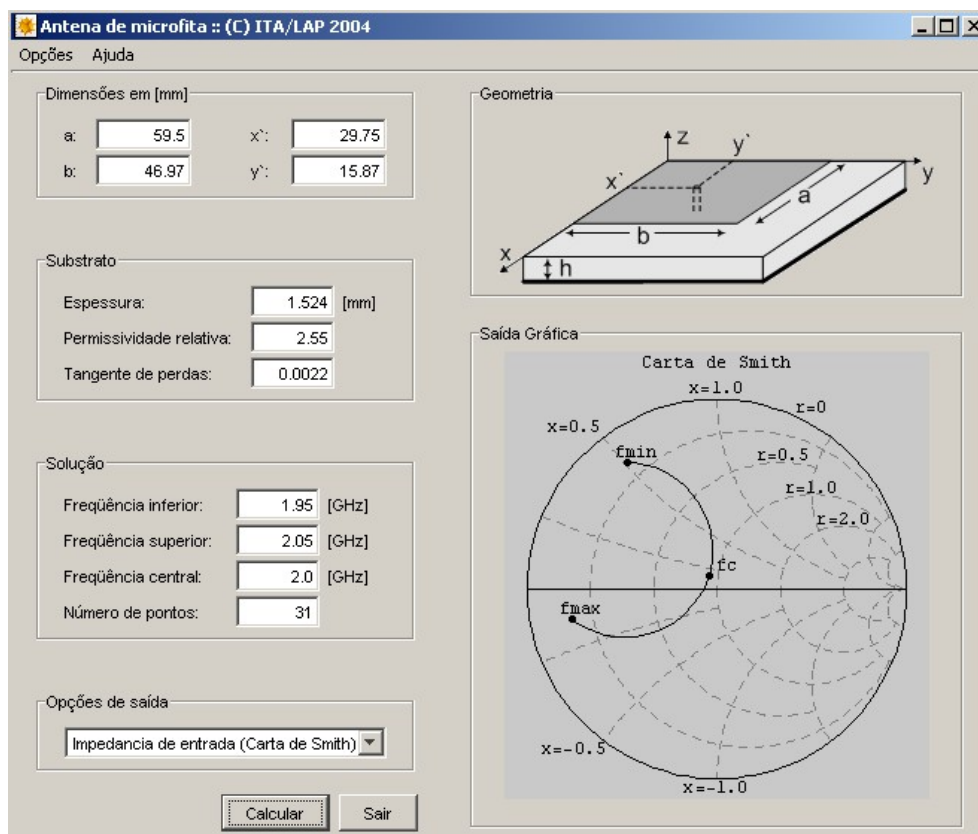


Figura 3 - Janela do programa desenvolvido no *Mathematica™*.

Nas Figuras 4 e 5 são apresentadas simulações comparando a eficiência desse programa frente ao programa comercial *IE3D™*. Para tanto foi utilizado como substrato o dielétrico *CuClad 250 GX* da *Arlon™*, com as seguintes características: 1,524 mm de espessura, permissividade relativa igual a 2,55 e 0,0022 de tangente de perdas. Duas antenas, uma

retangular e outra circular, foram projetadas para operarem na frequência de 2 GHz. A retangular, operando no modo TM_{01}^z , possui as seguintes dimensões teóricas para a cavidade que modela a antena: $a = 59,5$ mm e $b = 46,97$ mm. Para a antena circular operando no modo TM_{11}^z , o raio da cavidade que a modela é da ordem de 27,52 mm.

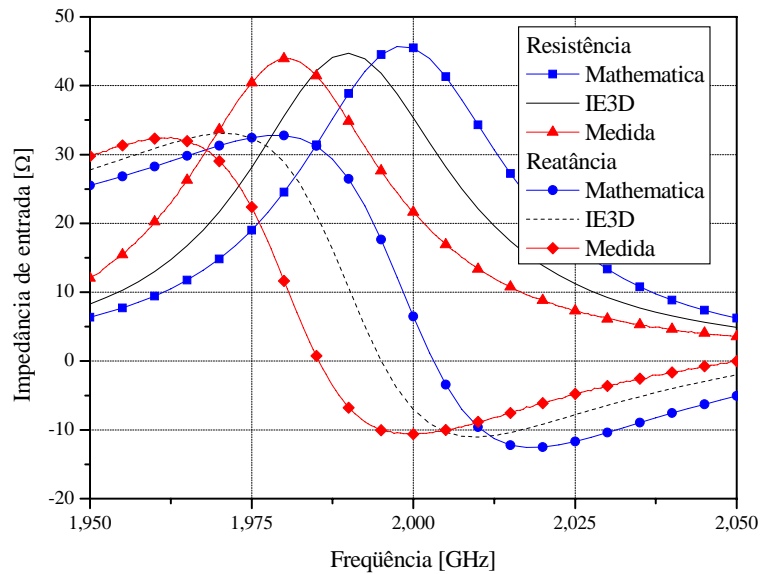


Figura 4 - Curvas para a impedância de entrada da antena retangular.

Inicialmente, na Figura 4 são comparados resultados simulados e experimentais para a impedância de entrada da antena retangular. Observa-se uma boa concordância entre as curvas teóricas e experimentais. Este fato dá maior segurança ao aluno nos cálculos por ele realizados, além de mostrar o potencial da teoria frente a outras formulações mais complexas. É importante salientar que, estando muito próximo o experimento da previsão teórica, um simples re-escalonamento nas dimensões da antena poderá fazer com que a mesma opere na frequência desejada. Comportamento semelhante pode ser observado nos gráficos da Figura 5 para a antena circular.

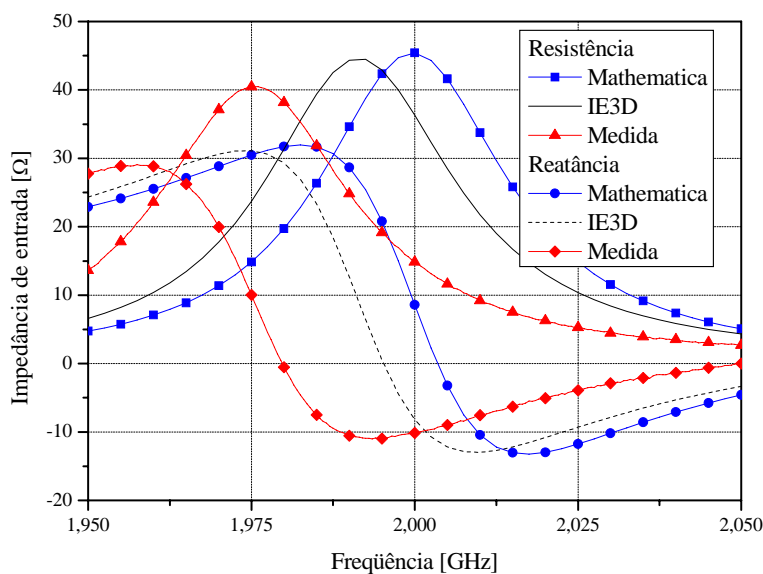


Figura 5 - Curvas para a impedância de entrada da antena circular.

Como mencionado anteriormente, o programa possibilita traçar a curva da impedância de entrada sobre a carta de *Smith*, como mostrado na Figura 3. Os alunos podem alterar tanto as dimensões físicas quanto as características do substrato da estrutura irradiante e avaliar seus efeitos sobre os parâmetros da antena. Isso pode ser obtido com grande rapidez, sem a necessidade de se recorrer a um programa comercial que, mesmo para estruturas simples, necessita um tempo bem maior, pois, inicialmente, é preciso *desenhar* a estrutura a ser analisada em uma planilha adequada, realizar os cálculos e, somente um tempo depois, verificar os resultados obtidos.

Os diagramas de irradiação também são contemplados e podem ser visualizados, na versão atual, em planos $\phi = \text{constante}$. Nas Figuras 6 e 7 são mostrados os diagramas de irradiação das componentes θ e ϕ do campo elétrico da antena circular. Observa-se uma excelente concordância com os diagramas simulados no *IE3D*TM. Os valores obtidos através dos programas do *LAP* e do *IE3D*TM para a diretividade da antena circular foram 7,2 dB e 7,3 dB, respectivamente.

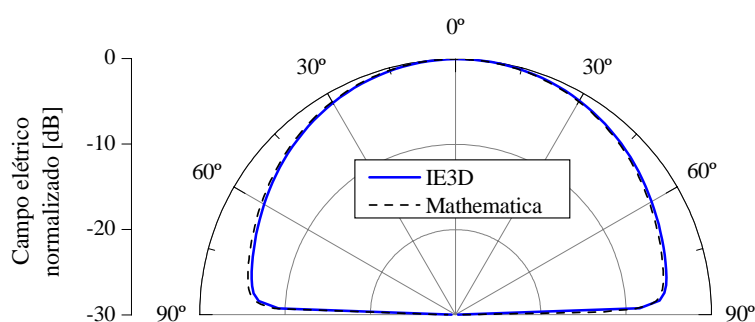


Figura 6 - Diagramas de irradiação da componente E_{θ} traçados no plano $\phi = 0^{\circ}$.

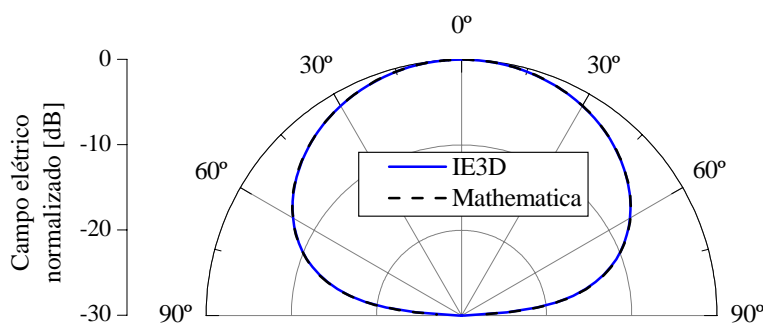


Figura 7 - Diagramas de irradiação da componente E_{ϕ} traçados no plano $\phi = 90^{\circ}$.

Uma das grandes vantagens da utilização do programa *Mathematica*TM é a sua saída gráfica. A partir dela, as apresentações das características de irradiação da estrutura, principalmente os diagramas *3D*, são facilmente implementadas. A Figura 8 mostra como exemplo desta saída o diagrama *3D* da antena circular. O ângulo de observação desse diagrama também pode ser modificado.

Para antenas circularmente polarizadas, a razão axial, definida como o quociente entre o eixo maior e o eixo menor da elipse de polarização da onda irradiada, é um importante parâmetro de projeto. A técnica do dipolo girante é, em geral, utilizada como forma de medição. Do ponto de vista teórico, este aparato pode ser simulado de forma simples pela seguinte equação, conforme HECKLER (2003):

$$E_d = \sqrt{|E_\theta(\theta, \phi)|^2 \cos^2(\omega_d t) + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \cos^2(\omega_d t + \psi)}, \quad (19)$$

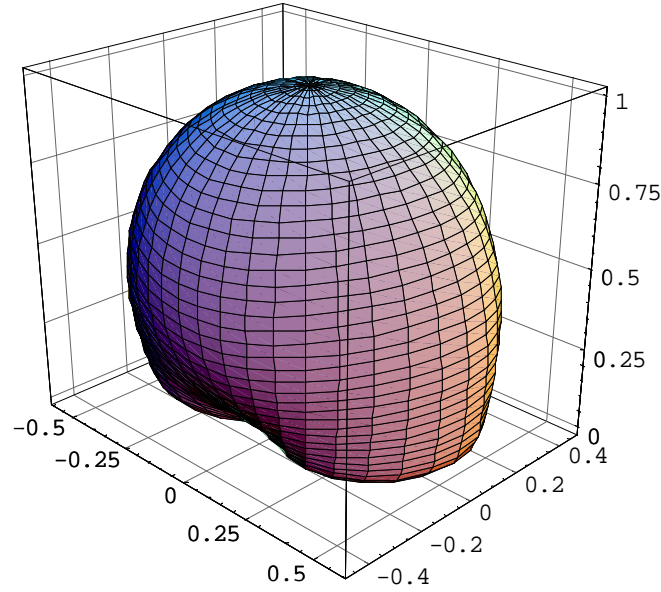


Figura 8 - Diagrama de irradiação 3D da antena circular.

onde $\theta = \omega_a t$, ω_a é a velocidade angular com que gira a antena em teste, ω_d é a velocidade angular de rotação do dipolo girante, ψ é a defasagem entre as componentes de campo elétrico E_θ e E_ϕ irradiadas pela antena em teste. Neste trabalho, o estudo do dipolo girante é realizado para a antena de microfita com elemento irradiador circular (Figura 1). A polarização circular é obtida alimentando simultaneamente a antena em dois pontos deslocados de 90° , tanto na posição como no tempo. Isto feito são obtidas as seguintes expressões para as componentes normalizadas do campo elétrico irradiado:

$$e_\theta = e^{-i\phi} \left\{ \frac{A_1 \varepsilon_{rd} \cos(\theta) \sin(A_2) [J_2(p) - J_0(p)]}{[A_1 \sin(A_2) - i \varepsilon_{rd} \cos(\theta) \cos(A_2)] [\varepsilon_{rd} - \sin^2(\theta)]} \right\}, \quad (20)$$

$$e_\phi = i e^{-i\phi} \left\{ \frac{\sin(A_2) \cos(\theta) [J_2(p) + J_0(p)]}{\cos(\theta) \sin(A_2) - i A_1 \cos(A_2)} \right\}. \quad (21)$$

O diagrama traçado pelo programa com a técnica do dipolo girante, para uma antena circular projetada para operar em 8,2 GHz, é mostrado na Figura 9, juntamente com os diagramas das componentes e_θ (contorno externo) e e_ϕ (contorno interno) do campo elétrico distante normalizado. Neste exemplo, os cálculos foram realizados para um substrato com permissividade relativa igual a 6 e o plano escolhido foi o xz . A grande vantagem deste tipo de gráfico é permitir ao aluno a identificação visual imediata da razão axial da antena para diferentes ângulos.

A Figura 9 mostra que o diagrama traçado com a técnica do dipolo girante extrapola os dois contornos devido ao fato da defasagem ψ afastar-se de 90° na medida em que o valor de θ aumenta. Fixando-se $\psi = 90^\circ$ em todo o domínio de θ , o diagrama agora tangencia os traçados para as componentes θ e ϕ (Figura 10). Isto acontece porque neste

último caso ($\psi = 90^\circ$) os eixos principais da elipse de polarização são coincidentes com as direções θ e ϕ .

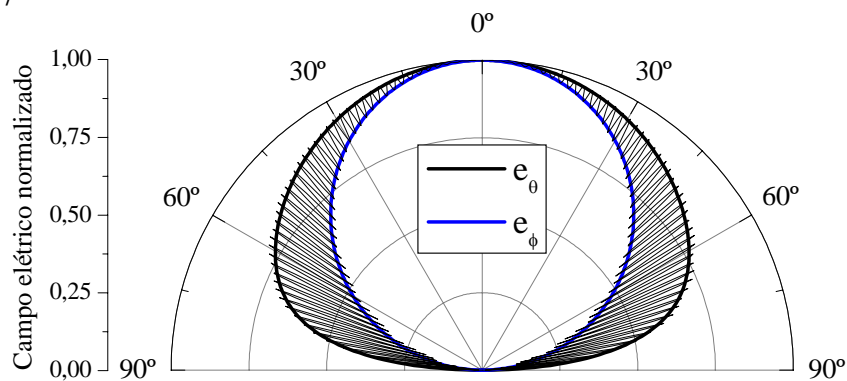


Figura 9 - Diagrama de irradiação da antena de microfita circular traçado com a técnica do dipolo girante.

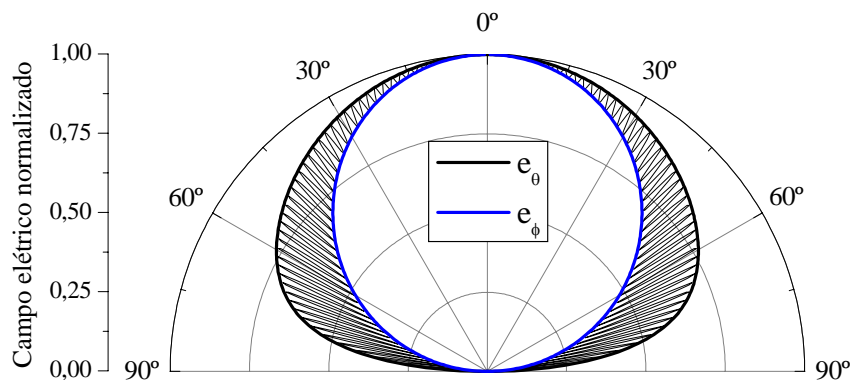


Figura 10 - Diagrama de irradiação traçado com a técnica do dipolo girante para a antena de microfita circular com $\psi = 90^\circ$.

Admitindo um valor máximo permitido para a razão axial da antena em análise, o programa indica o ângulo θ máximo a partir do qual a razão axial ultrapassa o valor estipulado. Tal parâmetro é de grande importância no dimensionamento de um radioenlace.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foram analisados aspectos relacionados ao ensino, em nível de pós-graduação, de *antenas de microfita* tal como implementado no *Instituto Tecnológico de Aeronáutica*. Em particular, discutiui-se a utilização do programa *Mathematica*TM como importante ferramenta de auxílio didático.

Os alunos que cursam a disciplina em apreço estão vinculados ao *Laboratório de Antenas e Propagação* (LAP) do ITA e ao programa de pós-graduação na área de Telecomunicações. São oriundos de diversas universidades do país, tais como: UFES, UFRGS, UFRJ, UFSM, UNIFEI, UNITAU, entre outras. Os resultados alcançados pelos alunos confirmam a eficácia do procedimento implantado, tendo em vista a complexidade dos projetos desenvolvidos pelo LAP, os temas das teses defendidas e os trabalhos publicados.

Outro aspecto importante que dever ser considerado está relacionado aos *softwares* de grande porte, como o *Ensemble*TM, o *HFSS*TM e o *IE3D*TM, imprescindíveis no desenvolvimento de estruturas irradiantes complexas. Estes, entretanto, são poderosas ferramentas de análise, mas não

de síntese. Dessa forma, sólidos conhecimentos na área de antenas e, principalmente, na de antenas de microfita, são indispensáveis aos seus operadores. Além deste fato, *softwares* mais leves, em geral baseados em fundamentos físicos, como o apresentado neste trabalho, têm grande utilidade. Estes auxiliam o projetista nas modificações a serem introduzidas na estrutura irradiante, até que o resultado da análise realizada com o *software* de grande porte se enquadre nas especificações de projeto.

Para finalizar, consideramos muito bom o nível alcançado pelos alunos do LAP ao término de suas atividades no ITA. Alguns ex-alunos estão hoje trabalhando na indústria aeronáutica, em universidades, em centros de pesquisas nacionais, como o INPE, e no exterior, como o Centro Aeroespacial Alemão (Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt - DLR).

Agradecimentos

Os autores agradecem a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo – FAPESP, a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES, a Financiadora de Estudos e Projetos – FINEP e ao projeto CNS-ATM que propiciaram a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BHARTIA, P. et al. **Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas**. Norwood: Artech House, 1991.

BIANCHI, I.; LACAVA, J. C. S.; CIVIDANES, L. Análise de antenas de microfita realizada com auxílio do programa *Mathematica*TM. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, 5, 2002, Gramado, RS. **Anais** em CD.

*Ensemble*TM, Ansoft Corporation.

ESTEVES, J. G. **Rede de antenas de microfita circularmente polarizada**. 1997. Trabalho de Graduação / Divisão de Engenharia Eletrônica, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

GARG, P. R. et al. **Microstrip antenna design handbook**. Norwood: Artech House, 2001.

HECKLER, M. V. T. **Redes de antenas de microfita circularmente polarizadas moldadas sobre superfícies cilíndricas**. 2003. Tese (Mestrado) / Divisão de Engenharia Eletrônica, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

*HFSS*TM, Ansoft Corporation.

*IE3D*TM, Zeland Corporation.

LACAVA, J. C. S.; CIVIDANES, L. Um novo método para análise de antenas de microlinha. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICROONDAS, 3, 1988, Natal, RN. **Anais**: 258-266.

*Mathematica*TM, Wolfram Research Corporation.

MOREANO, R.; BONADIMAN, M.; LACAVA, J. C. S. Uma ferramenta para análise de antenas impressas em estruturas multicamadas, In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 20, 2003, Rio de Janeiro, RJ, **Anais** em CD.

POZAR, D. M.; SCHAUBER, D. H. (Eds), **Microstrip antennas: analysis and design of microstrip antennas and arrays**. Piscataway: IEEE Press, 1995.

RICHARDS, W. F. et al. An improved theory for microstrip antennas and applications. **IEEE Transaction on Antennas and Propagation**, v. 29, p. 38-46, 1981.

USING THE *MATHEMATICA*TM PACKAGE IN MICROSTRIP ANTENNA EDUCATION

Abstract: *This paper discusses how the MathematicaTM package has been used as an auxiliary tool in the first discipline of graduated courses on microstrip antennas at Technological Institute of Aeronautics.*

Key words: *Microstrip antennas, resonant cavity model, spectral domain, antenna education.*