

UTILIZAÇÃO DO PROGRAMA MATHEMATICATM NO ENSINO DE ANTENAS DE MICROFITA

Denis da Cruz Mângia Maciel¹

Delx Castagna Lunardi²

Ildfonso Bianchi³

José Carlos da Silva Lacava⁴

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 MathematicaTM como importante ferramenta de auxílio didático. São apresentados resultados para antenas retangulares e circulares.

Palavras-chave: Antenas de microfitas, modelo da cavidade ressonante, domínio espectral, técnicas de ensino.

ABSTRACT

This paper discusses how the MathematicaTM package has been used as an auxiliary tool in the first subject of graduated courses on microstrip antennas at Technological Institute of Aeronautics – ITA, Brazil.

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

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 de os 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 possuam 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 Microfitas que vem sendo ministrado no Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA). Em particular, enfoca-se a utilização do MathematicaTM 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 EnsembleTM, o IE3DTM e o HFSSTM.

¹ Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Laboratório de Antenas e Propagação, Praça Marechal Eduardo Gomes, 50, 12228-900 – São José dos Campos – SP. mangia@ita.br

² delx@ita.br

³ ibianchi@ita.br

⁴ lacava@ita.br

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.

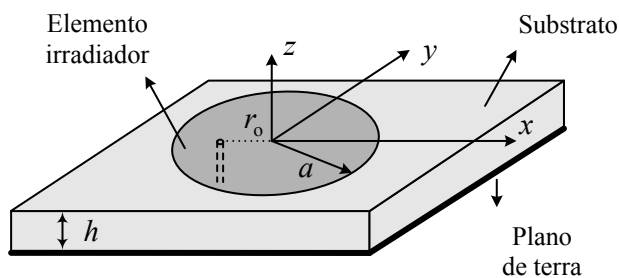


Figura 1 - Geometria típica da antena de microfita com elemento irradiador circular.

A análise desse tipo de estrutura pode ser realizada através de modelos classificados como empíricos, semi-empíricos e de onda completa (BHARTIA 1991). O último desses 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 essa 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.

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 essa 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 à pouca maturidade dos estudantes com soluções em coordenadas cilíndricas.

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 , permeabilidade magnética relativa $\mu = 1$, espessura h e tangente de perdas δ . 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 CADs 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:⁰

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

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:

$$E_z = i \omega \mu_0 A_0 \left\{ \frac{2 \Delta}{\pi k^2 a^2} + \sum_{m=2}^{\infty} \frac{2 \Delta J_0(k_{0m} r_0) J_0(k_{0m} r)}{\pi a^2 (k^2 - k_{0m}^2) J_0^2(k_{0m} a)} \right. \quad (2)$$

$$\left. + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4(-1)^n \text{sen}(n\Delta) J_n(k_{nm} r_0) J_n(k_{nm} r) k_{nm}^2 \cos(n\phi)}{n \pi (k^2 - k_{nm}^2) (k_{nm}^2 a^2 - n^2) J_n^2(k_{nm} a)} \right\},$$

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

onde ω é a frequência angular, μ é a permeabilidade magnética do vácuo, $J(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem n , $k = \chi/a$, sendo χ a m -ésima raiz de $J'(x)$, primeira derivada de $J(x)$ em relação ao argumento x . Note-se 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 é a tensão nesses terminais, I_a é a corrente de alimentação da cavidade e Z_{in} , o valor médio de Z_{in} , 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:

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

$$\left. + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_n^2(k_{nm} r_0) k_{nm}^2}{(k^2 - k_{nm}^2) (k_{nm}^2 a^2 - n^2) J_n^2(k_{nm} a)} \left(\frac{\text{sen}(n\Delta)}{n\Delta} \right)^2 \right\}.$$

Essa 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 per-

das no dielétrico no condutor, via onda de superfície e a relacionada com a irradiação. Observe-se que esse 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:

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

e

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

onde $p = k_0 a \text{sen}(\theta)$, f_{NM} é a frequência de ressonância do modo (N, M) , k_0 é o número de onda do vácuo e σ 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

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

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™ 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 Lacava e Cividanis (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 são obtidas as seguintes expressões para as componentes do campo elétrico distante:

$$E_{\theta} \cong C \varepsilon_{rd} \frac{e^{-ik_0 r}}{r} \frac{\cos(\theta) \cos(\phi)}{\varepsilon_{rd} - \text{sen}^2(\theta)} [J_2(p) - J_0(p)] \quad (10)$$

$$\times \frac{A_1 \text{sen}(A_2)}{A_1 \text{sen}(A_2) - i \varepsilon_{rd} \cos(\theta) \cos(A_2)},$$

$$E_{\phi} \cong C \frac{e^{-ik_0 r}}{r} \cos(\theta) \text{sen}(\phi) [J_2(p) + J_0(p)] \quad (11)$$

$$\times \frac{\text{sen}(A_2)}{\cos(\theta) \text{sen}(A_2) - i A_1 \cos(A_2)}$$

com

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

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

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

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

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).

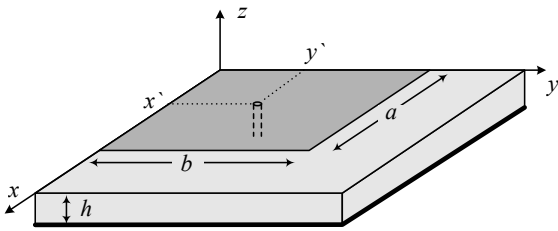


Figura 2 - Geometria típica da antena de microfita retangular.

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

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

$$\times \cos^2\left(\frac{m\pi}{a} x'\right) \cos^2\left(\frac{n\pi}{b} y'\right),$$

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

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

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

$$I_{\theta_{MN}} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \left| k_0^2 \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi) \cos(\phi) [\cos(M\pi) e^{ik_0 a \text{sen}(\theta) \cos(\phi)} - 1] \right.$$

$$\times [\cos(N\pi) e^{ik_0 b \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} - 1] \left. \left\{ [k_0^2 \text{sen}^2(\theta) \cos^2(\phi) - (M\pi/a)^2]^{-1} \right. \right.$$

$$\left. \left. + [k_0^2 \text{sen}^2(\theta) \text{sen}^2(\phi) - (N\pi/b)^2]^{-1} \right\} \right|^2 \text{sen}(\theta) d\theta d\phi, \quad (17)$$

$$I_{\phi_{MN}} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} \left| k_0^2 \text{sen}(\theta) \cos(\theta) [\cos(M\pi) e^{ik_0 a \text{sen}(\theta) \cos(\phi)} - 1] \right.$$

$$\times [\cos(N\pi) e^{ik_0 b \text{sen}(\theta) \text{sen}(\phi)} - 1] \left. \left\{ \cos^2(\phi) / [k_0^2 \text{sen}^2(\theta) \cos^2(\phi) - (M\pi/a)^2] \right. \right.$$

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

ω é a frequência angular de ressonância e η_0 é a impedância intrínseca do vácuo.

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. Esse 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.

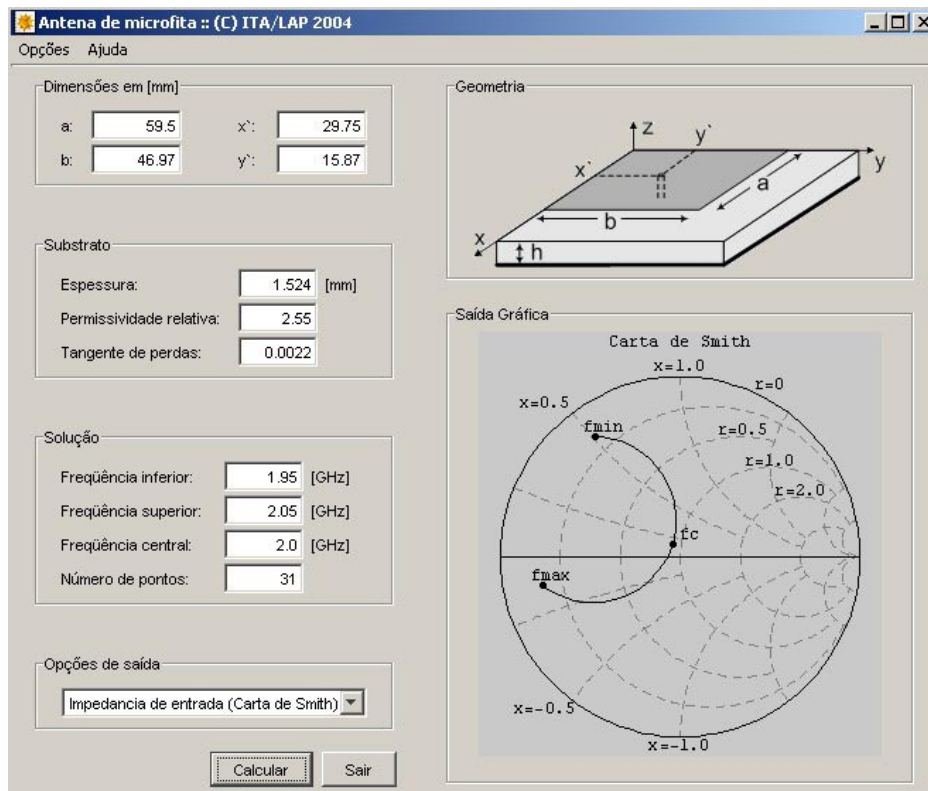


Figura 3 - Janela do programa desenvolvido no Mathematica™.

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 H_{10} , 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 H_{10} , o raio da cavidade que a modela é da ordem de 27,52 mm.

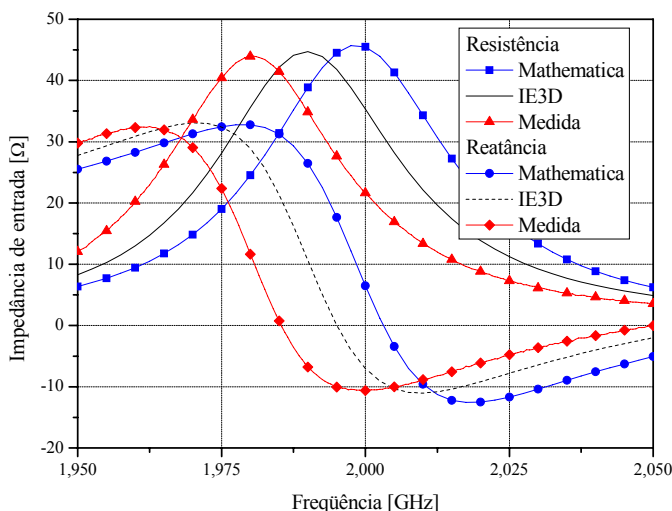


Figura 4 - Curvas para a impedância de entrada da antena retangular.

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. Esse 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 reescalonamento nas dimensões da antena poderá fazer com que opere na frequência desejada. Comportamento semelhante pode ser observado nos gráficos da Figura 5 para a antena circular.

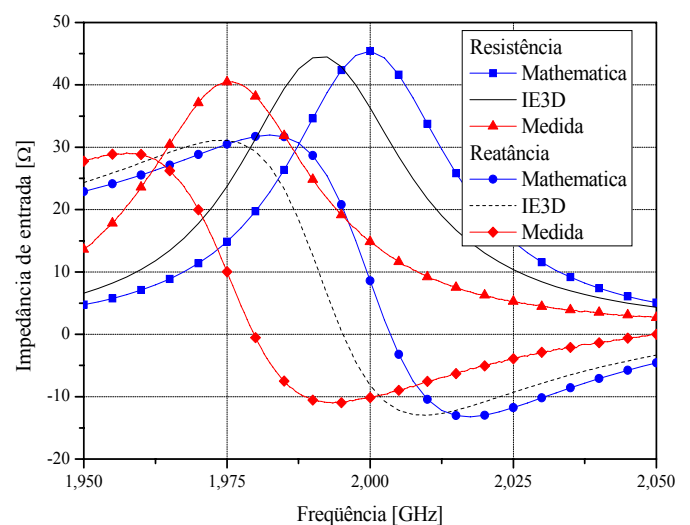


Figura 5 - Curvas para a impedância de entrada da antena circular.

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 de um tempo bem maior, pois, inicialmente, é preciso desenhar a estrutura a ser analisada numa 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™. Os valores obtidos através dos programas do LAP e do IE3D™ para a diretividade da antena circular foram 7,2 dB e 7,3 dB, respectivamente.

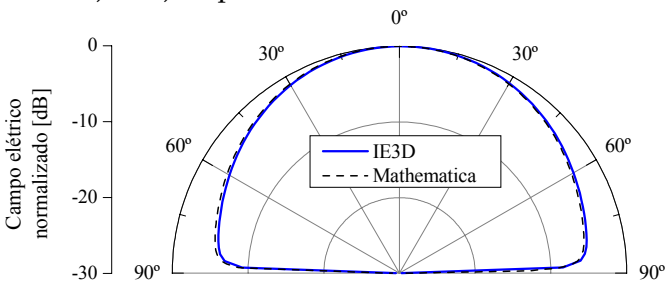


Figura 6 - Diagramas de irradiação da componente E traçados no plano $\phi = 0^\circ$.

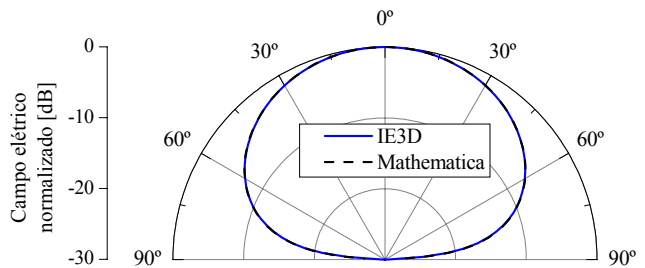


Figura 7 - Diagramas de irradiação da componente E traçados no plano $\phi = 90^\circ$.

Uma das grandes vantagens da utilização do programa Mathematica™ 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 medi-la. Do ponto de vista teórico, este aparato pode ser simulado de forma simples pela seguinte equação, conforme Heckler (2003):

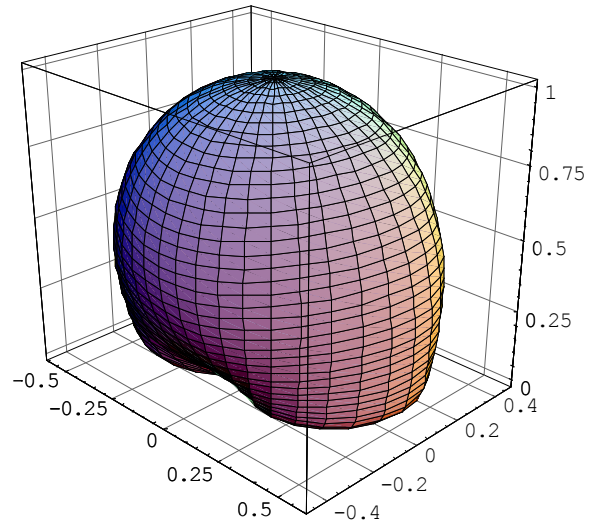


Figura 8 - Diagrama de irradiação 3D da antena circular.

onde $\theta = \omega t$, ω é a velocidade angular com que gira a antena em teste, ω é a velocidade angular de rotação do dipolo girante, ψ é a defasagem entre as componentes de campo elétrico E e E 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. Isso feito, são obtidas as seguintes expressões para as componentes normalizadas do campo elétrico irradiado:

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

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

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 (contorno externo) e e (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 de a defasagem ψ afastar-se de 90° à medida 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 .

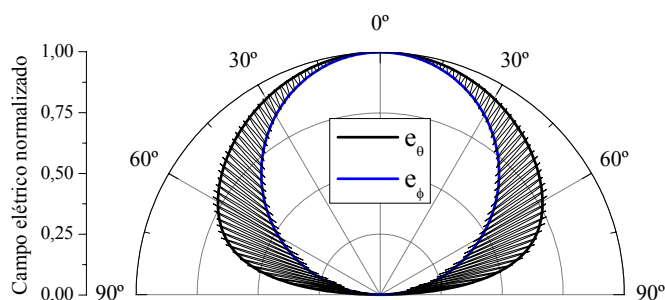


Figura 9 - Diagrama de irradiação da antena de microfita circular traçado com a técnica do dipolo girante.

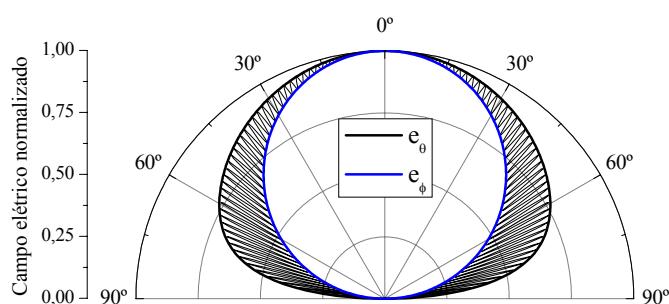


Figura 10 - Diagrama de irradiação traçado com a técnica do dipolo girante para a antena de microfita circular com $\psi = 90^\circ$.

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.

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, discutiu-se a utilização do programa Mathematica™ como importante ferramenta de auxílio didático.

Os alunos que cursam a disciplina em apreço estão vinculados ao Laboratório de Antenas e Propagação do ITA e ao programa de pós-graduação na área de Telecomunicações. São oriundos de diversas universidades do país, tais como UFES, UFRGS, UFRJ,

UFESM, 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 deve ser considerado está relacionado aos softwares de grande porte, como o Ensemble™, o HFSS™ e o IE3D™, imprescindíveis no desenvolvimento de estruturas irradiantes complexas. Esses 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 desse 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 à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), à 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™. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, 5. *Anais...* 2002, Gramado, RS. CD-ROM.
- Ensemble™, Ansoft Corporation.
- ESTEVEZ, 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 Enge-

nharia Eletrônica, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

HFSS™, Ansoft Corporation.

IE3D™, 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™, 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...* CD-ROM.

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.

DADOS BIOGRÁFICOS DOS AUTORES



Denis da Cruz Mângia Maciel

Graduado em Engenharia Elétrica - ênfase em Eletrônica na [Universidade Federal de Itajubá \(UNIFEI\)](#) em Itajubá – MG (2002). De janeiro de 2000 a fevereiro de 2001 cursou disciplinas da graduação na Universidade de Stuttgart, Stuttgart, Alemanha, sendo bolsista do programa graduação-sanduíche da parceria CAPES/DAAD. Também durante este período fez estágio nas firmas Alcatel AG e Bosch SatCom GmbH. Mestre em Engenharia Eletrônica e Computação pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica, no Laboratório de Antenas e Propagação do Departamento de Telecomunicações do ITA. Seus principais interesses são: antenas de microfitas, ferramentas de ensino e desenvolvimento de CAD's.



Delx Castagna Lunardi

Graduado em Engenharia Elétrica – Ênfase Eletrônica na Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS (2003). Atuou como aluno de Iniciação Científica e Estagiário junto ao Centro Regional Sul de Pesquisas Espaciais na área de Radiointerferometria de março de 2000 a julho de 2003, em Santa Maria. Em julho de 2003, iniciou curso de mestrado junto ao Departamento de Telecomunicações do ITA, no Laboratório de Antenas e Propagação. Seus principais interesses são antenas de microfitas e circuitos ativos em microondas.



Ildelfonso Bianchi

Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo (1991), Mestre (1998) e Doutor (2006) em Engenharia Eletrônica e Computação pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica. Atuou como Engenheiro de Prospecção de novas tecnologias na NEC do Brasil. Atualmente é Professor Adjunto do Departamento de Telecomunicações do ITA, onde desenvolve projetos junto ao Laboratório de Antenas e Propagação. Atua nas áreas de antenas e microondas, com principal interesse em técnicas numéricas para análise de antenas e dispositivos passivos em microfitas.



José Carlos da Silva Lacava

Graduado em Engenharia Elétrica (opção Eletrônica) pela Faculdade de Engenharia de São José dos Campos (1974); Mestre em Engenharia Eletrônica (1979) e Doutor em Ciências (1985) pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), São José dos Campos. É Professor Associado da Divisão de Engenharia Eletrônica e coordenador do Laboratório de Antenas e Propagação do Departamento de Telecomunicações do ITA. Foi Auxiliar de Ensino na FESJC em 1975 e ingressou no ITA em 1976. Teoria eletromagnética, dispositivos passivos em microondas e antenas são suas áreas de interesse. É membro fundador da Sociedade Brasileira de Microondas e Optoeletrônica.