



Proceedings of the XXVII Iberian Latin American Congress on
Computational Methods in Engineering
September 3 to 6, 2006 - Belém, Pará - BRAZIL.

ANÁLISE NUMÉRICA PELO MÉTODO DOS MOMENTOS DE UMA ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR ALIMENTADA VIA *L-PROBE*

K. Q. da Costa

V. Dmitriev

karlocosta@yahoo.com.br

victor@ufpa.br

Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado, Universidade Federal do Pará

Av. Augusto Corrêa, n.1, CEP 66075-900, Belém-PA, Brasil

D. C. Nascimento

J. C. da S. Lacava

danielcnascimento@gmail.com

lacava@ita.br

Laboratório de Antenas e Propagação, Instituto Tecnológico de Aeronáutica

Praça Mal. Eduardo Gomes, n.50, CEP 12228-900, S. J. Campos-SP, Brasil

Resumo. *Antenas de microfita alimentadas por acoplamento eletromagnético do tipo L-Probe apresentam alta faixa de passagem de casamento de impedância quando comparadas com antenas de microfita convencionais. Este atributo motivou a análise de uma antena de microfita retangular alimentada via L-Probe, sendo estudados os efeitos da variação da posição do alimentador sobre suas características radiativas. A técnica utilizada para modelar a referida antena é o Método dos Momentos (MoM). Um programa computacional codificado em Fortran foi desenvolvido para calcular parâmetros como impedância de entrada, coeficiente de reflexão, taxa de onda estacionária, distribuições de corrente, diagramas de radiação e diretividade. Resultados obtidos com este programa são comparados com simulações realizadas com o HFSS e o IE3D e com resultados teóricos e experimentais da literatura.*

Palavras-chave: *Antenas de microfita, Antenas de faixa larga, Alimentação L-Probe, Método dos Momentos (MoM).*

1. INTRODUÇÃO

As antenas de microfita apresentam características desejáveis para aplicações em modernos sistemas de comunicações móveis. Exemplos de tais características são pequenas dimensões, baixo custo de fabricação, baixo peso e fácil integração com circuitos impressos (Garg et. al., 2001). A estreita largura de banda de casamento de impedância é uma das principais desvantagens destes tipos de antenas. Diversos trabalhos sobre novas técnicas para aumentar a banda de casamento desses radiadores têm sido publicados (Guha, 2003), (Kumar et. al., 2003). Uma técnica particular caracterizada pela simplicidade de implementação é a utilização de um alimentador por acoplamento eletromagnético cuja ponta de prova coaxial é em forma de L (*L-Probe*) ou H (*H-Probe*) (Luk et. al., 1998), (Mak et. al., 2000), (Guo et. al., 2001), (Guo et. al., 2003), (Kishk et. al., 2004). Em (Kishk et. al., 2004) os autores analisaram a influência das dimensões dos alimentadores sobre os parâmetros de radiação da antena. Neste estudo eles fixaram a posição da fonte coaxial próximo à extremidade do *patch* de tal forma que apenas uma polarização linear é excitada.

O presente trabalho investiga a variação das características de radiação de uma antena de microfita retangular alimentada via *L-probe* em função da posição do alimentador sobre o plano de terra. A técnica numérica do Método dos Momentos (MoM) (Harrington, 1968) foi utilizada para os cálculos, sendo que um código MoM em Fortran foi desenvolvido. Neste modelo, a corrente e a carga superficial do *patch* foram aproximadas por uma combinação linear finita de funções de base do tipo pulso retangular. O *L-Probe* foi modelado por fitas condutoras equivalentes a condutores cilíndricos com distribuição de corrente apenas longitudinal. O tipo de função de base utilizado para este elemento é igual àquele usado para o *patch*.

Resultados obtidos com o programa Fortran foram comparados com dados experimentais e teóricos disponíveis em (Guo et. al., 2003) e com simulações realizadas com o HFSS e o IE3D.

2. GEOMETRIA DA ANTENA

A Fig. 1 mostra a geometria da antena de microfita composta por um *patch* retangular, de dimensões L e W , e um alimentador tipo *L-Probe* constituído por duas fitas de espessura s e comprimentos L_v e L_h . A altura do *patch* em relação ao plano de terra infinito é H .

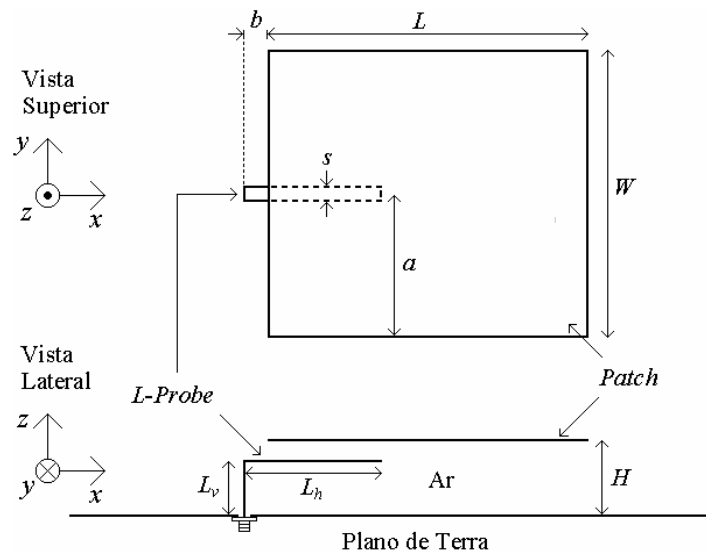


Figura 1- Geometria da antena de microfita retangular alimentada via *L-Probe*.

3. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

3.1 Equação integral dos potenciais

O Método dos Momentos (MoM) foi aplicado para analisar numericamente a antena mostrada na Fig. 1. Este método utiliza as equações integrais dos potenciais eletromagnéticos em seu desenvolvimento. Para o caso da estrutura em análise (Fig. 1), a qual é composta apenas por condutores planares, as seguintes equações foram aplicadas:

$$\bar{E}_r = -j\omega\bar{A} - \nabla\phi, \quad (1)$$

$$\bar{A} = \mu_0 \iint_S \bar{J} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} ds', \quad (2)$$

$$\phi = \frac{1}{\epsilon_0} \iint_S \sigma \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} ds', \quad (3)$$

$$\sigma = -\frac{1}{j\omega} \nabla \cdot \bar{J}, \quad (4)$$

onde \bar{E}_r é o campo elétrico radiado devido a fontes de correntes localizadas no espaço livre, \bar{A} o vetor potencial magnético, ϕ o potencial escalar elétrico, \bar{J} a densidade de corrente elétrica superficial (A/m), σ a densidade de carga elétrica superficial (C/m²), S a superfície que contém \bar{J} e σ , j a unidade imaginária, $k = \omega(\mu_0\epsilon_0)^{1/2}$, ω a frequência angular (rad/s), μ_0 e ϵ_0 a permeabilidade magnética e a permissividade elétrica do espaço livre, respectivamente.

3.2 Solução por MoM

O problema em questão consiste em determinar a distribuição de corrente na superfície condutora S composta pelo *patch* e o *L-Probe* (Fig. 1) quando um dado campo elétrico de excitação \bar{E}_i incide na estrutura. Considerando que os condutores não possuem perdas por condução, tem-se a condição de contorno $(\bar{E}_r + \bar{E}_i) \cdot \bar{a}_t = 0$ em S , onde \bar{a}_t é um vetor unitário tangencial à S . O primeiro passo para resolver este problema por MoM consiste em aproximar \bar{J} e σ por uma combinação linear finita de determinadas funções de base. As expansões utilizadas neste trabalho são:

$$\bar{J} = \sum_{n=1}^{N_x-1} \sum_{m=1}^{N_y} J_x^{n,m} P_{J_x}^{n,m} \bar{a}_x + \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y-1} J_y^{n,m} P_{J_y}^{n,m} \bar{a}_y, \quad (5)$$

$$\sigma = -\frac{1}{j\omega} \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} \left[\frac{J_x^{n,m} - J_x^{n-1,m}}{\Delta x} + \frac{J_y^{n,m} - J_y^{n,m-1}}{\Delta y} \right] P_\sigma^{n,m}, \quad (6)$$

sendo que:

$$P_{J_x}^{n,m} = \begin{cases} 1 & , \quad x_{n-1/2} < x < x_{n+1/2} \text{ e } y_{m-1} < y < y_m \\ 0 & , \quad \text{fora deste limite} \end{cases}, \quad (7)$$

$$P_{J_y}^{n,m} = \begin{cases} 1 & , y_{m-1/2} < y < y_{m+1/2} \text{ e } x_{n-1} < x < y_n \\ 0 & , \text{ fora deste limite} \end{cases}, \quad (8)$$

$$P_{\sigma}^{n,m} = \begin{cases} 1 & , x_{n-1} < x < x_n \text{ e } y_{m-1} < y < y_m \\ 0 & , \text{ fora deste limite} \end{cases}, \quad (9)$$

onde N_x e N_y são os números de divisões ao longo das direções x e y , respectivamente, $\Delta x = L/N_x$, $\Delta y = W/N_y$. A Fig. 2 mostra a malha genérica utilizada para o *patch* retangular da antena da Fig. 1, denominada uniforme, uma vez que todas as seções retangulares são iguais e de dimensões Δx e Δy . As funções (7)-(9) são definidas no interior desta malha.

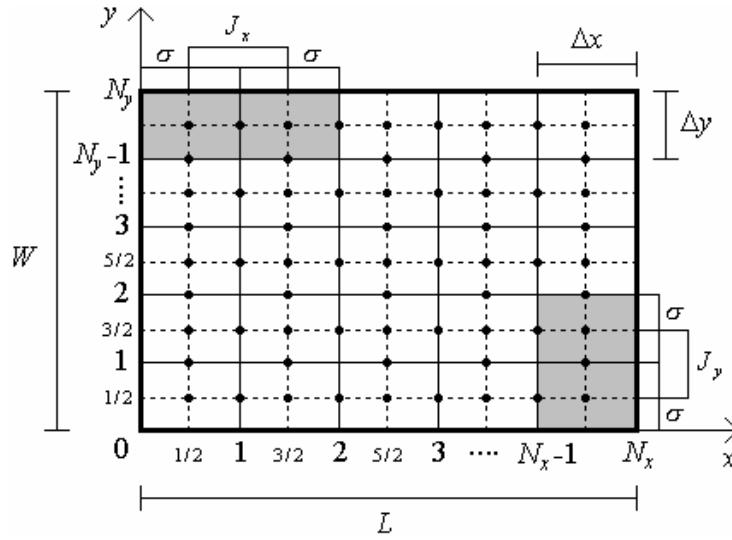


Figura 2- Malha de discretização uniforme do *patch* retangular da antena.

A Fig. 3 mostra a descrição geométrica utilizada em um elemento de corrente genérico de índice I contido na malha da Fig. 2. Nesta figura, o sentido de P_I^- para P_I^+ é o mesmo daquele do sistema de coordenada ($+x$ ou $+y$).

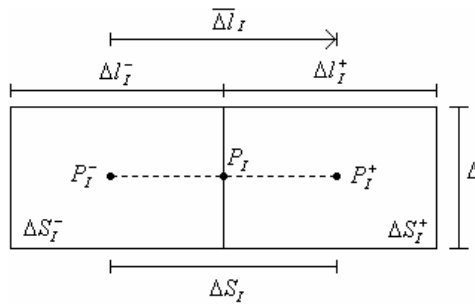


Figura 3- Elemento de corrente genérico de índice I da malha de discretização.

Substituindo (2)-(3) e (5)-(6) em (1), aplicando a condição de contorno sobre o *patch* e integrando a equação resultante na linha reta Δl_I que une os dois pontos P_I^- e P_I^+ de uma seção genérica J , obtém-se a seguinte equação:

$$\int_{\Delta I_J} \bar{E}_i \cdot \bar{dl} = \sum_{I=1}^{N_i} J_I \left[j\omega\mu_0 \Phi \bar{\Delta I}_I \cdot \bar{\Delta I}_J + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} (\Phi^{++} - \Phi^{-+} - \Phi^{+-} + \Phi^{--}) \right], \quad (10)$$

onde $N_i = (N_x - 1) \times (N_y) + (N_y - 1) \times (N_x)$ é o número total das constantes J_I desconhecidas sobre o *patch* ($J_x^{n,m}$ ou $J_y^{n,m}$), e:

$$\Phi = \frac{1}{\Delta I_I} \left. \iint_{\Delta S_I} \frac{e^{-jkR_{IJ}}}{4\pi R_{IJ}} ds' \right|^{P_J}, \quad (11)$$

$$\Phi^{++} = \frac{1}{\Delta I_I^+} \left. \iint_{\Delta S_I^+} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{++}}}{4\pi R_{IJ}^{++}} ds' \right|^{P_J^+}, \quad (12)$$

$$\Phi^{+-} = \frac{1}{\Delta I_I^+} \left. \iint_{\Delta S_I^+} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{+-}}}{4\pi R_{IJ}^{+-}} ds' \right|^{P_J^-}, \quad (13)$$

$$\Phi^{-+} = \frac{1}{\Delta I_I^-} \left. \iint_{\Delta S_I^-} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{-+}}}{4\pi R_{IJ}^{-+}} ds' \right|^{P_J^+}, \quad (14)$$

$$\Phi^{--} = \frac{1}{\Delta I_I^-} \left. \iint_{\Delta S_I^-} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{--}}}{4\pi R_{IJ}^{--}} ds' \right|^{P_J^-}. \quad (15)$$

As variáveis R 's contidas em (11)-(15) representam as distâncias entre os pontos (+ ou -) do elemento de corrente I aos pontos de observação (+ ou -) do elemento de corrente J . Se $kR \ll 1$ as integrais (11)-(15) podem ser calculadas aproximadamente por:

$$\Phi = \begin{cases} \frac{1}{4\pi\Delta I} \left[\Delta I \times \ln \frac{(\sqrt{\Delta I^2 + \Delta^2} + \Delta)}{(\sqrt{\Delta I^2 + \Delta^2} - \Delta)} + \Delta \times \ln \frac{(\sqrt{\Delta I^2 + \Delta^2} + \Delta I)}{(\sqrt{\Delta I^2 + \Delta^2} - \Delta I)} - jk\Delta I \times \Delta \right] & \text{se } I = J \\ \frac{1}{4\pi\Delta I} \frac{e^{-jkR}}{R} (\Delta I \times \Delta) & \text{se } I \neq J \end{cases} \quad (16)$$

O primeiro membro de (10) representa uma tensão ΔV aplicada entre os pontos P_J^- e P_J^+ . Quando (10) é calculada para $J = 1, 2, \dots, N_i$, tem-se um sistema de equações lineares de ordem N_i . A solução deste sistema, para uma determinada configuração de campos de excitação E_i , fornece a distribuição de corrente sobre o *patch*.

Neste trabalho, o *L-Probe* foi modelado por correntes superficiais, ou seja, as expansões (5) e (6) foram também aplicadas para este elemento, sendo que apenas uma das componentes J_x , J_y ou J_z é utilizada, visto que se considerou corrente unidimensional neste alimentador. De acordo com a Fig. 1, a seção vertical do *L-Probe* possui somente a componente J_z e a seção horizontal a componente J_x . Estas seções vertical e horizontal foram divididas em N_v e N_h segmentos retangulares de discretização, respectivamente. Desta forma, o conjunto *patch* e *L-Probe* possui

um total de $N_t = (N_x - 1) \times (N_y) + (N_y - 1) \times (N_x) + N_v + N_h$ constantes de corrente J_I a serem determinadas. Ressalta-se que até este ponto do trabalho, tanto o *patch* como o *L-Probe* encontram-se modelados no espaço livre. A inclusão do plano de terra na análise é realizada com auxílio da teoria da imagem para as correntes sobre o *patch* e o *L-Probe* (Balanis, 2005).

4. RESULTADOS NUMÉRICOS

O modelo de análise descrito na seção anterior foi implementado computacionalmente em linguagem de programação Fortran. Este código MoM calcula apenas a distribuição de corrente sobre o *patch* e o *L-Probe*, após a estrutura ser excitada por uma tensão $\Delta V = 1$ V aplicada entre o plano de terra e o *L-Probe* (Fig. 4). Outros parâmetros, como a impedância de entrada, o coeficiente de reflexão, a taxa de onda estacionária, a distribuições de corrente, os diagramas de radiação e a diretividade, são determinados por meio de programas adicionais escritos em Matlab, tendo como entrada os resultados para as distribuições de corrente obtidos com o programa Fortran.

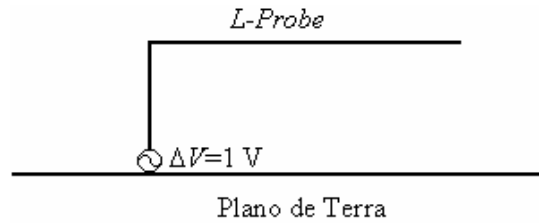


Figura 4- Excitação do *L-Probe*.

A seguir são mostrados os resultados obtidos para a antena convencional e para a antena modificada. Na primeira o *L-Probe* é posicionado em $a = W/2$ (Fig. 1) e próximo da extremidade do *patch*. Na segunda os parâmetros a e b são variados. As dimensões das antenas analisadas são as mesmas daquelas utilizadas em (Guo et. al., 2003), isto é, $L = 26$ mm, $W = 30$ mm, $L_v = 5$ mm, $L_h = 10$ mm, $b = 2$ mm, $a = 15$ mm e raio do *L-Probe* igual a 0,5 mm. Em consonância com a equivalência entre fita e condutor cilíndrico (Balanis, 2005), utilizou-se $s = 2$ mm.

4.1 Resultados da antena convencional

Nos resultados apresentados nesta seção, obtidos pelo programa MoM escrito em Fortran, foram utilizados os seguintes parâmetros de discretização da malha: $N_x = 20$, $N_y = 20$, $N_v = 5$ e $N_h = 10$. Com estes valores tem-se $N_t = 775$.

Impedância de entrada e taxa de onda estacionária (TOE). A Fig. 5 mostra os resultados de impedância de entrada ($Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$) e taxa de onda estacionária (TOE) da antena convencional cujas dimensões foram definidas na seção anterior. O parâmetro taxa de onda estacionária é definido por $TOE = (1 + |\Gamma|)/(1 - |\Gamma|)$, onde $|\Gamma| = |(Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0)|$ é o coeficiente de reflexão da antena e Z_0 é a impedância característica da linha de alimentação. Um valor de $Z_0 = 50 \Omega$ foi utilizado nos cálculos de TOE. Na Fig. 5a são comparados os resultados de Z_{in} calculados pelo programa MoM escrito em Fortran, com os simulados pelo HFSS e pelo IE3D. Já a Fig. 5b mostra o resultado de TOE frente aos teóricos e experimentais de (Guo et. al., 2003), sendo que os resultados teóricos obtidos por estes autores foram calculados via FDTD.

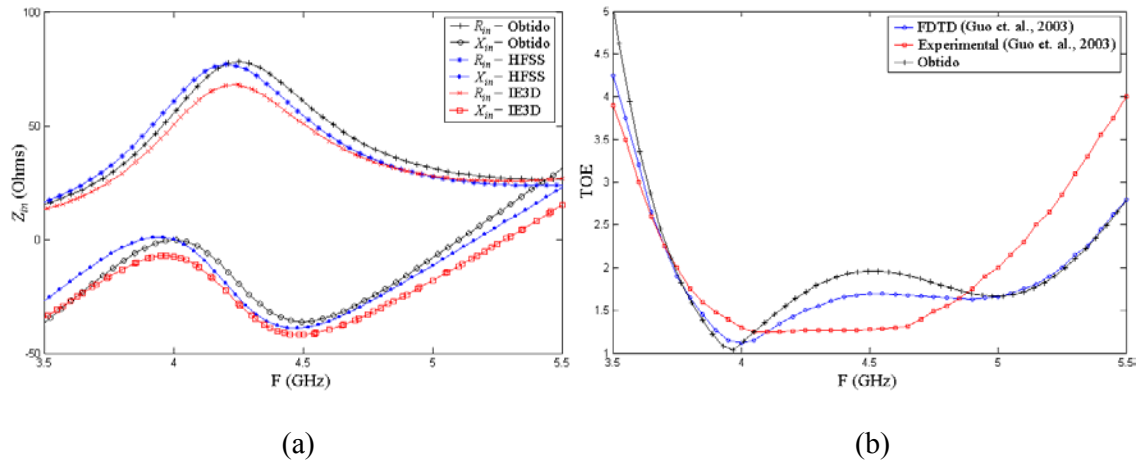


Figura 5- Resultados da antena convencional. (a) Z_{in} . (b) TOE.

Observa-se das curvas apresentadas na Fig. 5a uma boa concordância entre os resultados calculados pelo programa escrito em Fortran e os obtidos pelos programas HFSS e IE3D. Uma boa concordância também é observada entre as curvas da Fig. 5b, sendo que neste caso os resultados teóricos obtidos com o Fortran estão mais próximos daqueles calculados por FDTD do que daqueles experimentais. Uma possível explicação para isto pode ser a existência de pequenas diferenças geométricas entre as antenas medidas e calculadas.

Distribuição de corrente. A Fig. 6 mostra o resultado obtido da variação da amplitude de J_I em função do índice I calculada na frequência $f = 4,2$ GHz. Nesta figura os valores de $I = 1$ até 15 são referentes à corrente no *L-Probe*, e os índices de $I = 16$ até 775 são referentes à corrente no *patch* ($J_I = J_x$ ou J_y). A ordem de numeração utilizada para a corrente no *patch* foi primeiro J_x da esquerda para a direita (+x) e de baixo para cima (+y) e depois J_y de baixo para cima (+y) e da esquerda para a direita (+x) (veja a Fig. 2 para referência). Desta forma os índices de $I = 16$ até 395 são da componente J_x e aqueles de 395 até 775 são da componente J_y . Observa-se desta figura que os valores de J_x são em geral bem maiores que os de J_y . Isto quer dizer que esta antena possui polarização linear proveniente da corrente ao longo do eixo x nesta frequência de operação.

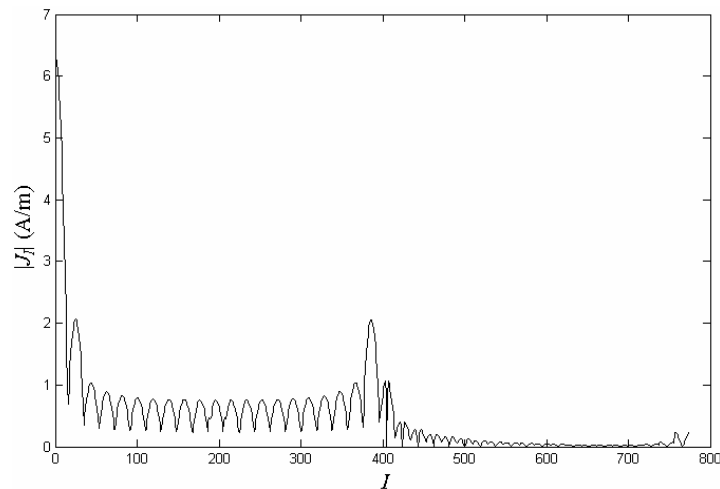


Figura 6- Amplitude de J_I em função de I para $f = 4,2$ GHz.

Na Fig. 7 são mostrados os resultados obtidos para a distribuição da amplitude da corrente sobre o *patch*, também calculados na frequência de 4,2 GHz. A Fig. 7a apresenta a distribuição da componente J_x e a Fig. 7b a distribuição de J_y . Observa-se desta figura que o *L-Probe* posicionado em $b = 2$ mm e $a = 15$ mm excita predominantemente o modo TM_{10}^z nesta frequência, pois as amplitudes da componente $|J_x|$ são em média bem maiores que as da componente $|J_y|$, conforme anteriormente constatado na Fig. 6.

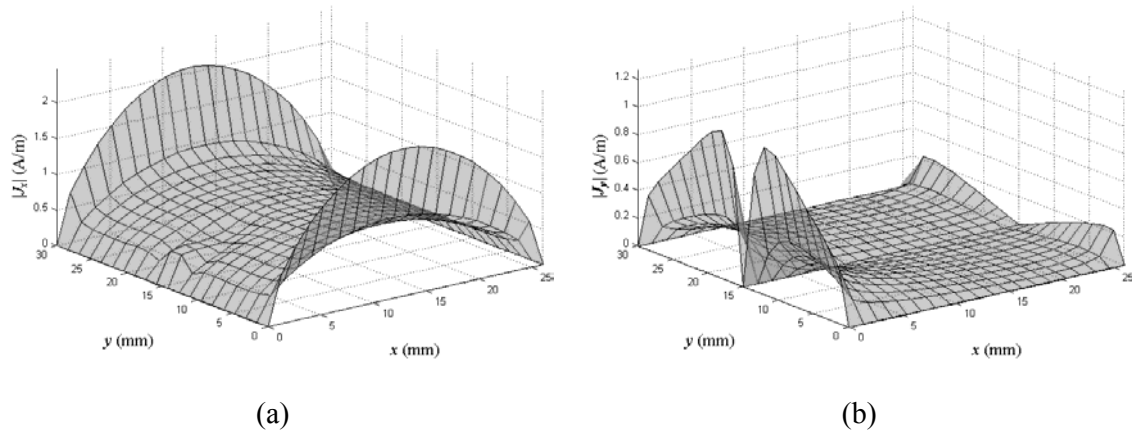


Figura 7- Distribuição da amplitude de corrente sobre o *patch* em $f = 4,2$ GHz. (a) J_x . (b) J_y .

Diagrama de radiação. A Fig. 8 mostra os diagrama de radiação, na frequência de 4,2 GHz, obtidos com os resultados gerados pelo programas MoM escrito em Fortran, comparados com os simulados pelo HFSS e pelo IE3D. Estes resultados mostram que esta antena possui polarização linear de radiação nos dois planos $\phi = 0^\circ$ (Fig. 8a) e $\phi = 90^\circ$ (Fig. 8b), sendo que em $\phi = 90^\circ$ a antena apresenta um pequeno nível de polarização cruzada.

Os resultados obtidos pelo programa escrito em Fortran estão bem próximos daqueles calculados pelo IE3D. Isto se deve ao fato do IE3D utilizar também o MoM e os cálculos terem sido realizados na condição de plano de terra infinito. Já a diferença observada entre estes dois resultados e aquele obtido pelo HFSS se deve principalmente ao plano de terra finito (150×150 mm) utilizado nesta última simulação.

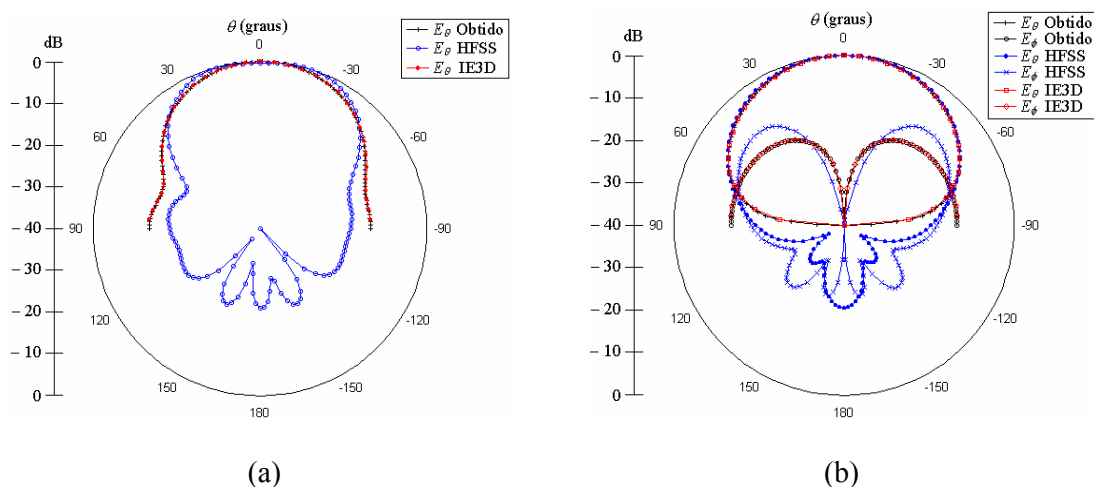


Figura 8- Diagrama de radiação de antena. (a) Plano $\phi = 0^\circ$. (b) Plano $\phi = 90^\circ$.

4.2 Resultados da antena modificada

Esta seção apresenta os resultados obtidos para a antena da Fig. 1 quando os parâmetros a e b são modificados. As dimensões das antenas analisadas aqui são as mesmas daquela antena da seção anterior. Os parâmetros de discretização da malha usados nos cálculos apresentados nesta seção são: $N_x = 15$, $N_y = 15$, $N_v = 5$ e $N_h = 10$. Com estes valores tem-se $N_t = 435$. Apenas os resultados obtidos pelo programa MoM em Fortran são mostrados aqui.

Impedância de entrada. Os resultados apresentados na Fig. 9 mostram a variação de Z_{in} em função dos parâmetros a e b (Fig. 1), onde na Fig. 9a variou-se b e fixou-se $a = 15$ mm, e na Fig. 9b variou-se a e fixou-se $b = 0$ mm. Os resultados da Fig. 9a mostram que quando b varia de 3 mm (L -Probe próximo da borda do patch) a $b = -12$ mm (L -Probe próximo do centro do patch) os valores de R_{in} tornam-se cada vez menores e a curva de R_{in} se aproxima de uma reta. Ou seja, quando o L -Probe está próximo do centro do patch o modo TM_{10}^z não é excitado eficientemente. Este comportamento é similar àqueles observados quando se utiliza outro tipo de alimentador, por exemplo, cabo coaxial e linha de microfita (Garg et. al., 2001).

Já quando a posição do L -Probe é variada de $a = 15$ mm e $b = 0$ mm para $a = 0$ mm e $b = 0$ mm (Fig. 9b), observa-se que os valores de R_{in} entre $f = 3,5$ e 4 GHz tornam-se maiores. Isto é devido ao aparecimento gradual do modo TM_{01}^z , o qual é excitado quando o L -Probe é deslocado do centro ($y = W/2$) ao longo do eixo y (Fig. 1). Quando o L -Probe está posicionado no canto do patch ($a = 0$ mm e $b = 0$ mm), modos TM_{mn}^z podem ser excitados.

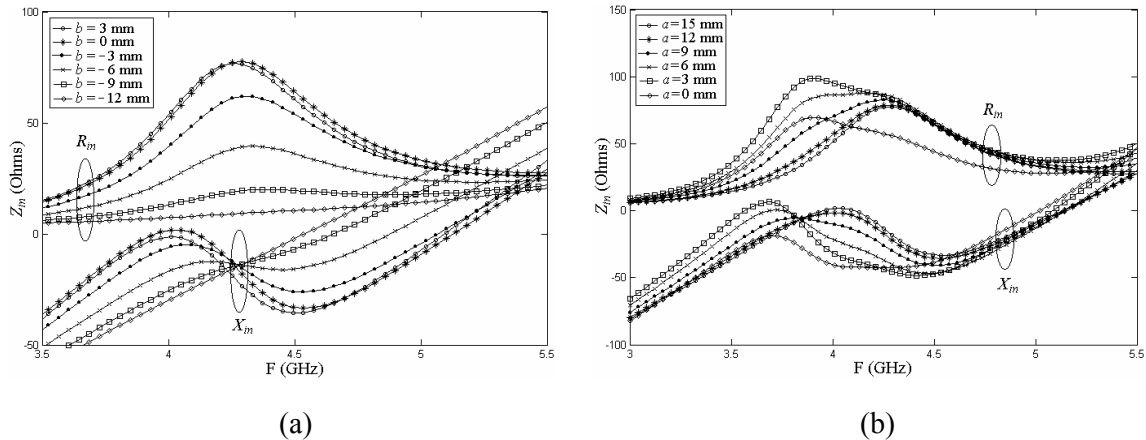


Figura 9- Variação de Z_{in} em função da posição de fonte. (a) Variação de b com $a = 15$ mm. (b) Variação de a com $b = 0$ mm.

Distribuição de corrente. A Fig. 10 mostra as distribuições de corrente sobre o patch de duas antenas com diferentes posições do L -Probe, calculadas em $f = 4,2$ GHz. Na Fig. 10a o alimentador está posicionado em $b = 0$ mm e $a = 15$ mm, de modo que a antena assim excitada é linearmente polarizada. Por outro lado, deslocando-se o alimentador para $b = 0$ mm e $a = 0$ mm, nos modos TM_{01}^z e TM_{10}^z são excitados simultaneamente na antena, e a distribuição de corrente resultante é vista na Fig. 10b. Analisando-se a diferença de fase entre as componentes desta distribuição de corrente, conclui-se que a mesma é elipticamente polarizada.

Diretividade. Os resultados obtidos para a variação da diretividade D (dB) em função da frequência, para as duas antenas com $b = 0$ mm e $a = 15$ mm, e $b = 0$ mm e $a = 0$ mm, são apresentados na Fig. 11. Desta figura observa-se que a antena com $b = 0$ mm e $a = 15$ mm possui uma componente de polarização (E_θ) ao longo da faixa de 3 a 7 GHz, enquanto que a outra possui duas componentes de polarização (E_θ e E_ϕ) nesta faixa.

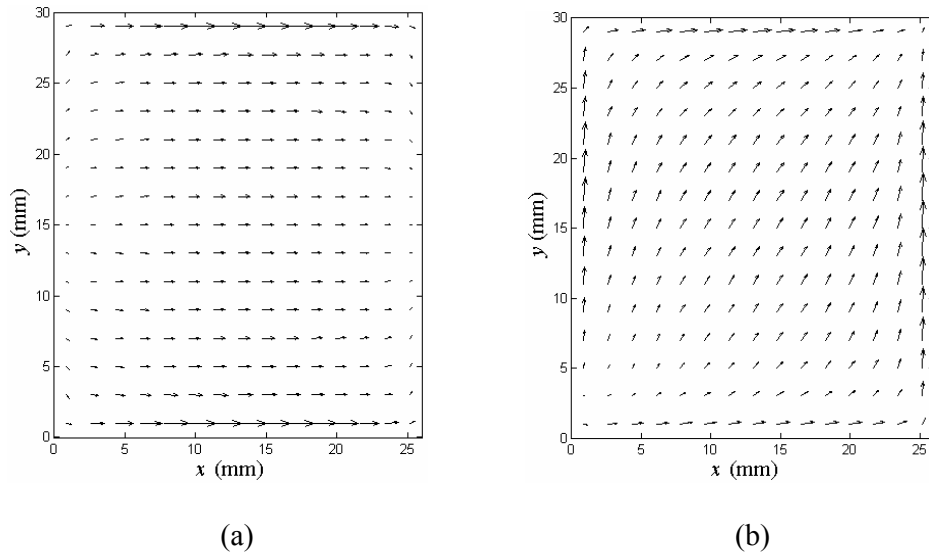


Figura 10- Distribuição de corrente sobre o *patch* em $f = 4,2$ GHz. (a) $b = 0$ mm e $a = 15$ mm. (b) $b = 0$ mm e $a = 0$ mm.

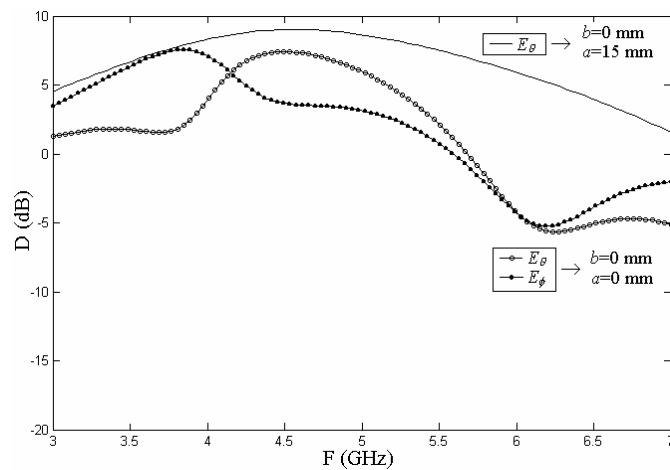


Figura 11- Diretividade em função da frequência.

Coefficiente de reflexão. Com o objetivo de comparar o casamento de impedância e a largura de banda de antenas com polarização linear e elíptica, a Fig.12 mostra o coeficiente de reflexão das seguintes antenas (dimensões em milímetros):

- Antena 1: $b = 2$, $a = 15$, $L_v = 5$ e $L_h = 10$
- Antena 2: $b = 0$, $a = 1$, $L_v = 4,7$ e $L_h = 12$
- Antena 3: $b = 0$, $a = 0$, $L_v = 5$ e $L_h = 12$

Em todos estes cálculos utilizou-se $Z_0 = 50 \Omega$. A antena 1 possui polarização linear e é aquela cujos resultados de Z_{in} e TOE são mostrados na Fig. 5. As antenas 2 e 3 são elípticamente polarizadas, sendo as dimensões do *L-Probe* ajustadas para melhorar o casamento com a linha de $Z_0 = 50 \Omega$. As larguras de banda, para um nível de TOE = 2, obtidas para as antenas 1, 2 e 3 são 34%, 36% e 35%, respectivamente. Observa-se que as larguras de banda das antenas elípticamente polarizadas são ligeiramente maiores que aquela da antena com polarização linear.

Nota-se também que as antenas elipticamente polarizadas possuem bandas de casamento situadas em uma região de frequência inferior (aproximadamente entre 3,5 e 5 GHz) àquela da antenna com polarização linear (aproximadamente entre 3,75 e 5,25 GHz). Isto implica na necessidade de se reduzir as dimensões das primeiras quando se deseja que todas operem na mesma faixa de frequência.

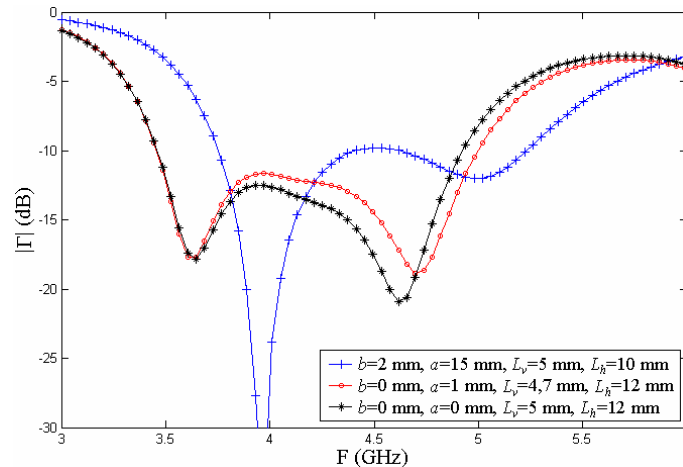


Figura 12- Comparação do coeficiente de reflexão entre antenas com diferentes polarizações.

5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma análise teórica pelo MoM de uma antena de microfita retangular alimentada via *L-Probe*. Com esta análise pôde-se estudar a variação das características da referida antena em função da posição do *L-Probe* sobre o plano de terra. Os resultados mostraram que é possível melhorar o casamento de impedância e diminuir suas dimensões quando o *L-Probe* é posicionado sob um dos cantos do *patch* ($a = 0$ ou $a = W$). Neste caso a antena possui polarização elíptica, ao invés de linear, podendo radiar uma onda circularmente polarizada se as dimensões do *patch* forem ligeiramente modificadas. Observou-se também se a posição do *L-Probe* for deslocada da extremidade ($b = 0$) ao centro do *patch* ($b = -L/2$), a amplitude da resistência de entrada é reduzida de forma semelhante àquela observada quando se utiliza outro tipo de alimentação. Com relação à exatidão do programa desenvolvido, os resultados obtidos mostraram boa concordância quando comparados com os calculados pelos programas HFSS e IE3D, e com resultados apresentados por outros autores. Com pequenas modificações, o programa desenvolvido neste trabalho permite análise e síntese de outros tipos de antenas de microfita, como as com múltiplas camadas e elementos *patch* adicionais.

REFERÊNCIAS

- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboom, A., 2001. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House.
- Guha, D., 2003. Broadband design of microstrip antennas: recent trends and developments. *FACTA Universitatis: Mechanics, Automatic Control and Robotics*, vol. 3, n. 15, pp. 1083-1088.
- Kumar, G., Ray, K. P., 2003. *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House.

- Luk, K. M., Mak, C. L., Chow, Y. L., Lee, K. F., 1998. Broadband microstrip patch antenna. *Electronics Lett.*, vol. 34, n. 15, pp. 1442-1443.
- Mak, C. L., Luk, K. M., Lee, K. F., Chow, Y. L., 2000. Experimental study of a microstrip patch antenna with an L-shaped probe. *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 48, n. 5, pp. 777-783.
- Guo, Y. X., Mak, C. L., Luk, K. M., Lee, K. F., 2001. Analysis and design of L-probe proximity fed-patch antennas. *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 49, n. 2, pp. 145-149.
- Guo, Y. X., Luk, K. M., Lee, K. F., 2003. L-probe fed thick-substrate patch antenna mounted on a finite ground plane. *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 51, n. 8, pp. 1955-1963.
- Kishk, A. A., Lee, K. F., Mok, W. C., Luk, K. M., 2004. A wide-band small size microstrip antenna proximately coupled to a hook shape probe. *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 52, n. 1, pp. 59-65.
- Harrington, R. F., 1968. *Field Computation by Moment Method*. Macmillan.
- Balanis, C. A., 2005. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley.