

Análise de Antenas de Microfita Acopladas Eletromagneticamente a Espiras Retangulares

K. Q. da Costa e V. Dmitriev

Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado, Universidade Federal do Pará, Av. Augusto Corrêa nº 1, CEP 66075-900, Belém-Pa, Brasil

D. C. Nascimento e J. C. da S. Lacava

Laboratório de Antenas e Propagação, Instituto Tecnológico da Aeronáutica, Praça Mal. Eduardo Gomes nº 50, CEP 12228-900, S. J. Campos-SP, Brasil

Resumo — Este trabalho analisa a influência de espiras retangulares parasitas na largura de banda de antenas de microfita retangulares alimentadas via *L-Probe*. Na estrutura em questão, as espiras estão posicionadas acima do *patch* retangular e localizadas paralelamente a este. A análise teórica é realizada, via Método dos Momentos (MoM), com auxílio de um programa computacional escrito em Fortran. Resultados simulados por este programa são comparados aos calculados pelos programas comerciais HFSS e IE3D.

Palavras-chave — Antenas de microfita, antenas de faixa larga, antenas compostas, MoM.

I. INTRODUÇÃO

As antenas de microfita possuem boas características para aplicações aeroespaciais e em comunicações móveis, tais como, baixo peso, pequenas dimensões e fácil integração com circuitos impressos [1]. Uma das principais desvantagens deste tipo de antenas é a sua estreita faixa de casamento de impedância. Durante as últimas décadas, vários trabalhos sobre o aumento da largura de banda de antenas de microfita têm sido publicados. Algumas das técnicas desenvolvidas são comentadas em [2] e [3]. Uma destas utiliza a alimentação por acoplamento eletromagnético, via ponta de prova coaxial em forma de L (*L-Probe*) [4]-[8], para conseguir o aumento de banda desejado. Em geral, a largura de banda obtida nestes casos é de aproximadamente 35%, desde que a altura do *patch* em relação ao plano de terra seja da ordem de 10% do comprimento de onda no espaço livre.

Uma outra técnica desenvolvida para aumentar a largura de banda, mas de antenas lineares, é a combinação de dipolos e espiras [9]-[10]. Com esta, é possível obter uma largura de banda de 86%, para o caso de combinações destas antenas no espaço livre [9], e 73% para combinações destas antenas acima de um plano de terra, a uma altura de 30% da maior dimensão da antena [10].

Neste trabalho são apresentados os resultados da análise de uma antena de microfita composta por um *patch* retangular e duas espiras também retangulares, situadas em um plano horizontal acima do *patch*. Como alimentador é utilizado um *L-Probe*. As dimensões das espiras são otimizadas com relação ao aumento da largura de banda de casamento da referida antena. São analisadas,

K. Q. da Costa, karlocosta@yahoo.com.br, V. Dmitriev, victor@ufpa.br, Tel. +55-91-31831740, Fax +55-12-91-31831634 (www.lea.ufpa.br). D. C. Nascimento, danielcnascimento@gmail.com, J. C. da S. Lacava, lacava@ita.br, Tel. +55-12-39476811, Fax +55-12-39476930 (www.ele.ita.cta/lap).

com auxílio do Método dos Momentos (MoM) [11], a impedância de entrada, o coeficiente de reflexão, a diretividade e o diagrama de radiação. Resultados obtidos são confrontados com os simulados pelos programas comerciais HFSS e IE3D.

II. DESCRIÇÃO DA ANTENA

A geometria da antena proposta é mostrada na Fig. 1. Esta antena é constituída por um *patch* retangular, de dimensões L e W , localizado em um plano distando H do plano de terra, e por duas espiras retangulares, de dimensões L_e e W_e , situadas em um segundo plano, também paralelo ao do *patch*, distando d deste último. As espessuras destas espiras são w_1 e w_2 , conforme mostra a Fig. 1. A geometria do *L-Probe*, também mostrada nesta figura, possui dimensões L_v e L_h . Em todos os casos analisados considerou-se o ar como dielétrico e um *L-Probe* cilíndrico com raio a . O parâmetro b controla a distância entre a extremidade do *patch* e a alimentação.

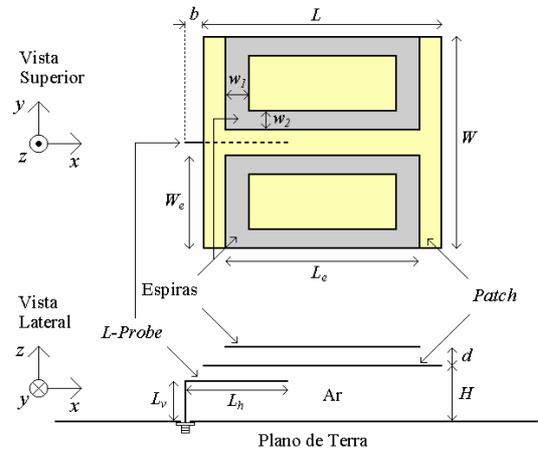


Fig. 1. Geometria da antena de microfita proposta.

III. ANÁLISE TEÓRICA

A antena em questão foi analisada via MoM, com auxílio do programa computacional desenvolvido e codificado em Fortran. Neste modelo, utilizou-se como função de expansão o pulso retangular para as componentes da densidade de corrente superficial sobre o *patch*, J_x e J_y , e como funções teste, pulsos retangulares lineares. As espiras foram modeladas por meio de fitas condutoras com densidades de corrente superficiais unidimensionais, ou seja, a componente J_x para os lados das espiras situados ao longo da direção x e a componente J_y para os

lados das espiras situados ao longo da direção y . Esta aproximação, válida para espiras finas, apresentou resultados satisfatórios para os casos analisados. Sobre o L -Probe, modelado por um fio condutor cilíndrico de raio a , admitiu-se que a distribuição de corrente possui apenas a componente axial. Neste elemento foram utilizados o pulso retangular e o delta de Dirac para as funções de expansão e de teste, respectivamente.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Com o objetivo de observar a influência das espiras sobre as características de radiação da antena, principalmente sobre a largura de banda de casamento, três estruturas foram analisadas. Em todas as análises efetuadas utilizou-se $b = 2$ mm. As dimensões (em milímetros) das três antenas estão apresentadas na Tabela I. Por Antena 1 é designada a de microfita retangular convencional, aquela sem as espiras. As estruturas radiantes com espiras acopladas eletromagneticamente são denominadas Antenas 2 e 3. Estas últimas foram as que apresentaram melhor largura de banda, sendo a terceira mais espessa ($H + d = 12$ mm) que a segunda ($H + d = 10$ mm). Nas três antenas, um raio $a = 0,5$ mm foi o utilizado para modelar o L -Probe. As dimensões da Antena 1 são as mesmas daquela apresentada em [7]. Os resultados das simulações numéricas são discutidos nas próximas seções.

TABELA I. DIMENSÕES DAS ANTENAS ANALISADAS (mm)

| | L | W | H | L_v | L_h | L_e | W_e | w_1 | w_2 | d |
|----------|-----|-----|-----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----|
| Antena 1 | 26 | 5 | 7 | 5 | 10 | - | - | - | - | - |
| Antena 2 | 26 | 5 | 7 | 5 | 10 | 19 | 12 | 2 | 2 | 3 |
| Antena 3 | 26 | 5 | 7 | 5 | 10 | 19 | 12 | 2 | 2 | 5 |

A. Impedância de entrada

Nas Figs. 2 a 4 são apresentadas curvas para as impedâncias de entrada ($Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$) das Antenas 1, 2 e 3, respectivamente. Nestas figuras são mostrados os resultados obtidos com o HFSS, com o IE3D e com o programa desenvolvido em Fortran. Nota-se destes gráficos que os resultados gerados para a Antena 1 são mais consistentes. Já para as Antenas 2 e 3 observa-se uma pequena divergência entre os calculados com o programa Fortran e aqueles simulados com os programas comerciais, acentuada na região acima de 6 GHz. Esta diferença pode ser explicada pela aproximação unidimensional adotada para a corrente superficial ao longo das espiras, pois quanto maior for a frequência de operação, mais importante será o efeito da componente transversal da densidade de corrente sobre a impedância de entrada da antena.

Observa-se também destas figuras que na região compreendida entre 4 e 5,5 GHz, os valores de R_{in} das Antenas 2 e 3 apresentam uma menor variação com a frequência, ou seja, uma variação mais suave que a da Antena 1. Com relação aos valores de X_{in} das Antenas 2 e 3, estes estão mais próximos de zero, principalmente nas vizinhanças de 5,5 GHz, do que aqueles da antena sem espiras. Com estas observações, já se pode inferir que as antenas com espiras possuem maior largura de banda que a antena sem espiras. Esta afirmação é confirmada com as análises realizadas nas próximas seções.

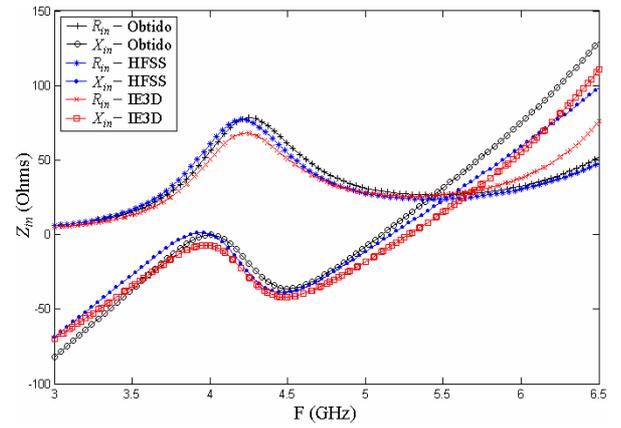


Fig. 2. Impedância de entrada da Antena 1.

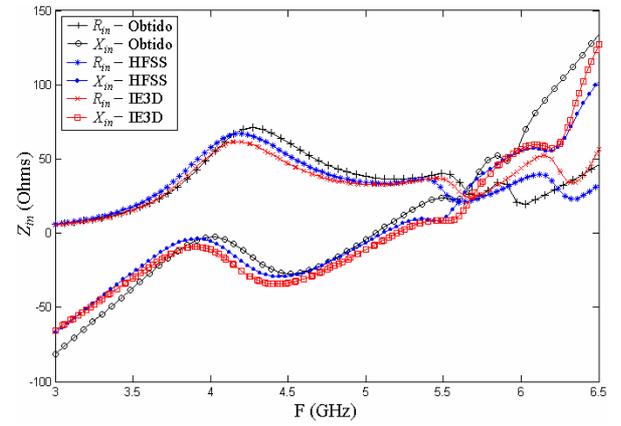


Fig. 3. Impedância de entrada da Antena 2.

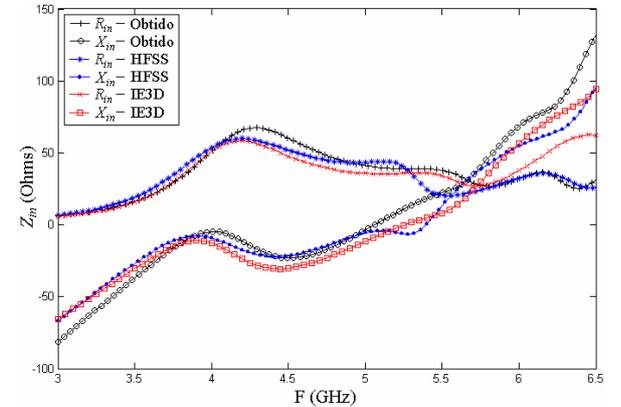


Fig. 4. Impedância de entrada da Antena 3.

B. Coeficiente de reflexão e diretividade

Nas Figs. 5 a 7 são mostradas as curvas simuladas para o módulo dos coeficientes de reflexão das Antenas 1, 2 e 3, respectivamente. Em todos os casos analisados os cálculos são realizados considerando-se uma impedância de referência de 50Ω . Observa-se destas figuras que as antenas com espiras (Figs. 6 e 7) apresentam maior largura de banda de casamento do que a antena convencional sem espiras (Fig. 5). As larguras de banda obtidas para as Antenas 1, 2 e 3, considerando-se

como limite superior o nível de -10 dB para o coeficiente de reflexão, são da ordem de 16%, 39% e 39%, respectivamente. Embora as Antenas 2 e 3 tenham apresentado larguras de banda equivalentes, o desempenho do casamento de impedância da Antena 3, dentro da banda passante, é globalmente melhor que o da Antena 2. Isto se deve, provavelmente, ao fato da altura total ($H + d$) da Antena 3 ser maior que a da Antena 2.

Na Fig. 8 são mostrados os resultados obtidos para a função diretividade (D_θ), sendo esta determinada com auxílio do programa Fortran na direção normal ao plano de terra ($+z$). O campo elétrico nesta direção foi calculado a partir de expressões de campo particularizadas para o plano xz ($\phi = 0^\circ$). O fato de somente a componente de polarização θ ter sido considerada nestes cálculos está relacionado com a ausência da componente de polarização ϕ neste plano. Nota-se dos resultados apresentados na Fig. 8 que as três antenas possuem similares curvas para D_θ dentro da faixa de casamento. Entretanto, diferenças significativas entre elas aparecem a partir de 5,5 GHz. Estas antenas apresentaram valores de D_θ na faixa de casamento de aproximadamente 8 dB, sendo que um valor máximo de 9 dB é observado em 4,5 GHz.

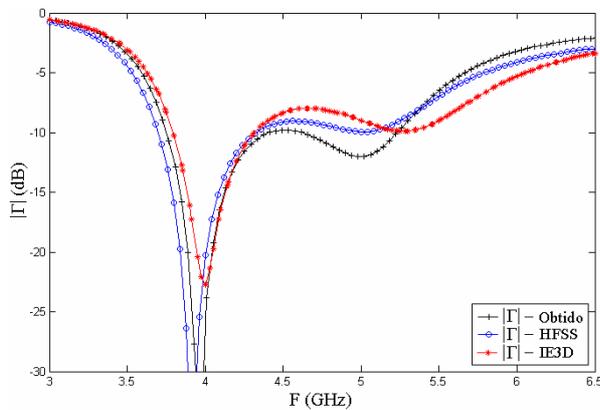


Fig. 5. Módulo do coeficiente de reflexão da Antena 1.

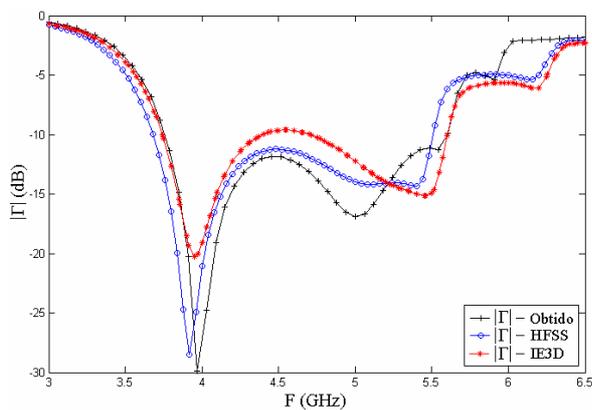


Fig. 6. Módulo do coeficiente de reflexão da Antena 2.

C. Diagramas de radiação

Nas Figs. 9 a 11 são apresentados os diagramas de radiação calculados para as Antenas 1, 2, e 3, respectivamente. Estes diagramas são das componentes de polarização θ e ϕ nos planos $\phi = 0^\circ$ (plano xz) e $\phi = 90^\circ$ (plano yz), sendo que θ e ϕ são as

coordenadas esféricas usuais. Estes diagramas foram calculados em 4,2 GHz para a Antena 1 e em 5 GHz para as Antenas 2 e 3.

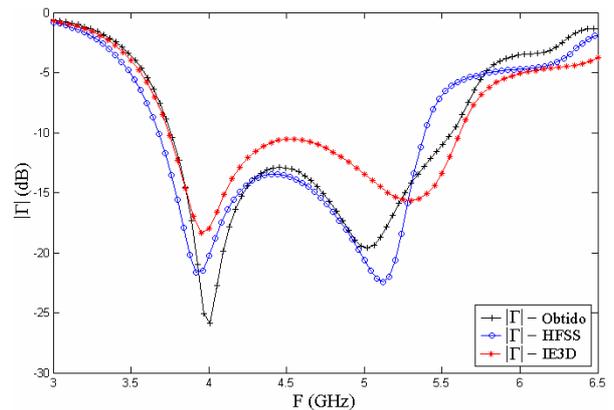


Fig. 7. Módulo do coeficiente de reflexão da Antena 3.

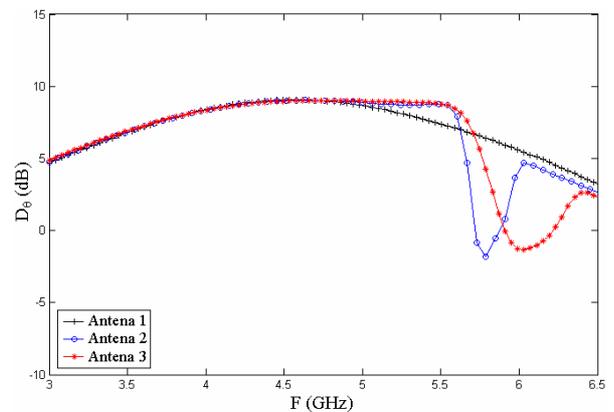


Fig. 8. Curvas para D_θ em função da frequência.

Destes resultados observa-se que as antenas com espiras possuem diagramas semelhantes ao do caso sem espiras. Em todos os casos analisados, os diagramas obtidos são linearmente polarizados no plano $\phi = 0^\circ$, e possuem um nível de polarização cruzada máximo no plano $\phi = 90^\circ$, da ordem de -10 dB. Nota-se também destes diagramas uma simetria no plano $\phi = 90^\circ$ e uma assimetria no plano $\phi = 0^\circ$, a qual é causada pelo *L-Probe*. As antenas, portanto, são linearmente polarizadas.

Uma diferença na forma dos diagramas de radiação destas três antenas, traçados no plano $\phi = 0^\circ$, pode ser observada. As antenas com espiras possuem lóbulos secundários mais aparentes do que a antena sem espiras. Isto se deve ao fato que as Antenas 2 e 3 se comportam aproximadamente como um arranjo de antenas, e sabe-se que, dependendo das distâncias entre os elementos de um arranjo e da frequência de operação, arranjos de antenas tendem a possuir lóbulos secundários, sendo que, nesta situação, a antena apresentará menor largura de feixe [12]. É devido a isto que a Antena 3, a que tem a maior altura total (distância entre os planos das espiras e o de terra), possui lóbulos secundários mais aparentes que a Antena 2. Este fato deve ser levado em conta quando esta distância for alterada para um valor maior com o intuito de melhorar o casamento de impedância da antena.

Com relação à comparação entre os resultados numéricos obtidos com o programa Fortran e os simulados com o HFSS e o

IE3D, isto é, entre os diagramas apresentados nas Figs. 9 a 11, nota-se que os calculados com o Fortran estão em boa concordância com os obtidos com o IE3D. Entretanto, é visível a diferença com relação aos pontos calculados com o HFSS. Esta diferença é atribuída às dimensões do plano de terra utilizado. Nas simulações com os programas em Fortran e no IE3D são utilizados planos de terra infinitos. No HFSS, entretanto, os cálculos foram realizados considerando o plano de terra finito, isto é, um elemento metálico quadrado de 150 mm de lado.

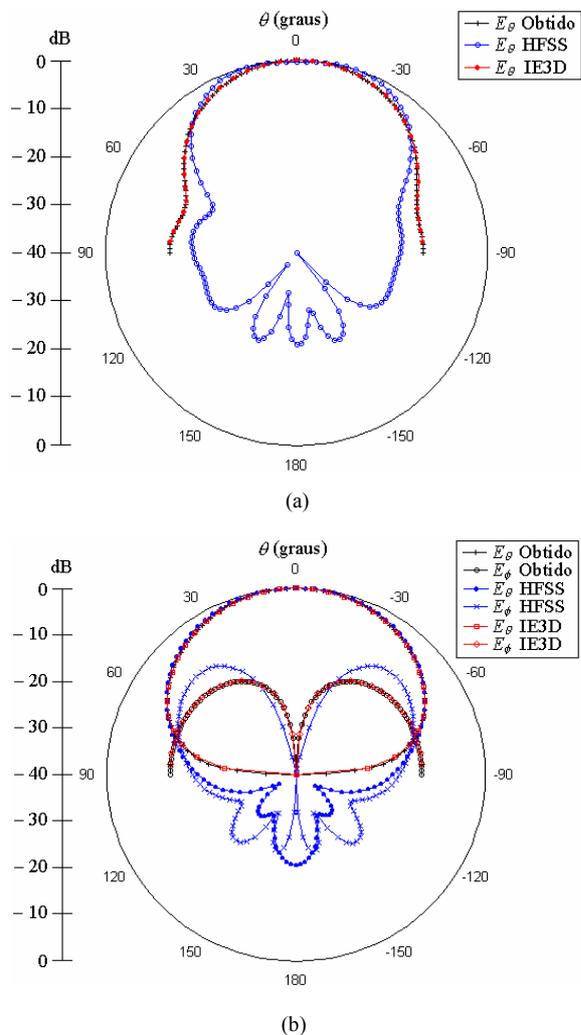


Fig. 9. Diagrama de radiação de Antena 1. (a) Plano $\phi = 0^\circ$. (b) Plano $\phi = 90^\circ$.

V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou a análise de antenas de microfita retangulares acopladas a dois elementos parasitas em forma de espiras retangulares. As antenas foram alimentadas por intermédio de *L-Probes*. Os resultados mostraram que estas antenas podem exibir larguras de banda de casamento de impedância maiores que as das antenas de microfita convencionais sem espiras parasitas. Nos casos analisados, este aumento foi de 16% para 39%, considerando-se como limite superior o nível de -10 dB para o coeficiente de reflexão. Observou-se também que houve uma melhora no

casamento de entrada quando se afastou o plano das espiras do plano de terra da antena. Finalmente, foi constatado que o ato de afastar o plano das espiras, embora melhore o casamento da antena, pode causar o aparecimento de lóbulos secundários no diagrama de radiação.

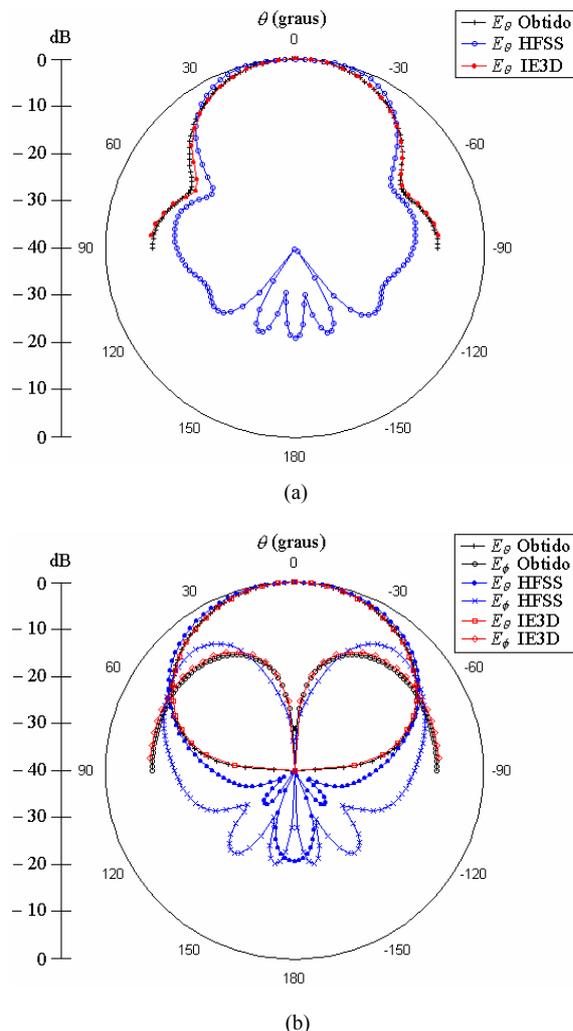
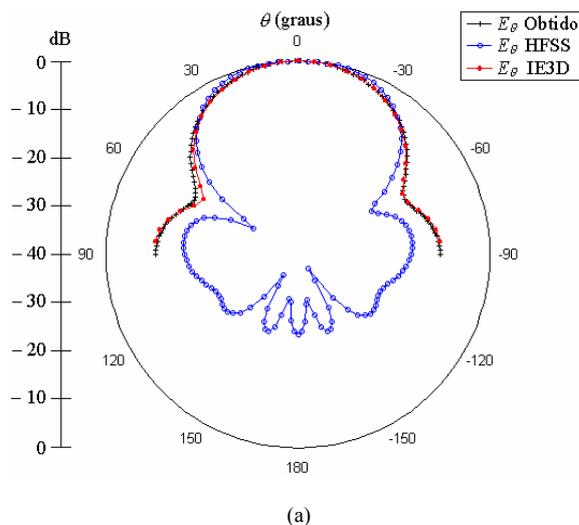


Fig. 10. Diagrama de radiação de Antena 2. (a) Plano $\phi = 0^\circ$. (b) Plano $\phi = 90^\circ$.



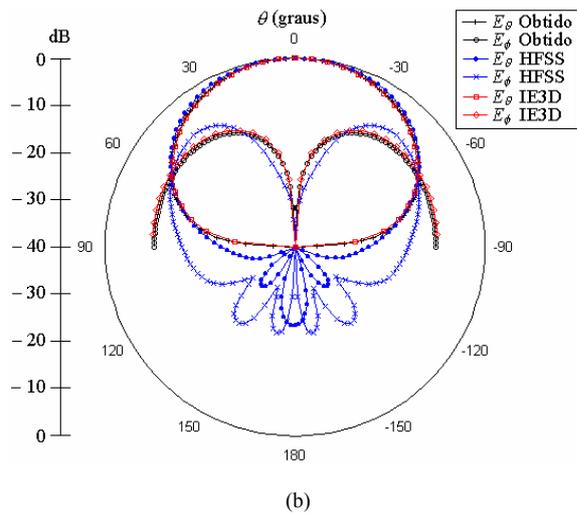


Fig. 11. Diagrama de radiação de Antena 3. (a) Plano $\phi=0^\circ$. (b) Plano $\phi=90^\circ$.

REFERÊNCIAS

- [1] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboom, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Ed. Boston/London: Artech House, 2001.
- [2] D. Guha, "Broadband design of microstrip antennas: recent trends and developments", *FACTA Universitatis: Mechanics, Automatic Control and Robotics*, vol. 3, N15, pp. 1083-1088, 2003.
- [3] G. Kumar, K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Ed. Boston/London: Artech House, 2003.
- [4] K. M. Luk, C. L. Mak, Y. L. Chow, K. F. Lee, "Broadband microstrip patch antenna", *Electronics Lett.*, vol. 34, N15, pp. 1442-1443, July 1998.
- [5] C. L. Mak, K. M. Luk, K. F. Lee, Y. L. Chow, "Experimental study of a microstrip patch antenna with an L-shaped probe", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 48, N5, pp. 777-783, May 2000.
- [6] Y. X. Guo, C. L. Mak, K. M. Luk, K. F. Lee, "Analysis and design of L-probe proximity fed-patch antennas", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 49, N2, pp. 145-149, February 2001.
- [7] Y. X. Guo, K. M. Luk, K. F. Lee, "L-probe fed thick-substrate patch antenna mounted on a finite ground plane", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 51, N8, pp. 1955-1963, August 2003.
- [8] A. A. Kishk, K. F. Lee, W. C. Mok, K. M. Luk, "A wide-band small size microstrip antenna proximately coupled to a hook shape probe", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 52, N1, pp. 59-65, January 2004.
- [9] K. Q. da Costa, V. Dmitriev, "Combination of electric and magnetic dipoles with single-element feeding for broadband applications", *Microw. and Opt. Techn. Lett.*, vol. 48, N1, pp. 8-12, January 2006.
- [10] K. Q. da Costa, V. Dmitriev, A. O. Silva, "A broadband combined (linear and loop) antenna above a ground plane", *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, White Plains: New York, March 2006, ISBN: 0-7803-9444-5.
- [11] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, Ed. New York: Macmillan, 1968, pp. 62-81.
- [12] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., Ed. New York: John Wiley, 2005.