

ANTENA DE MICROFITA PARA TELEFONE CELULAR

Eduardo S. Neves e J.C. da S. Lacava

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

Lucio Cividanes

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
12001-970 São José dos Campos – SP
lucio@dea.inpe.br

SUMÁRIO

Neste trabalho são analisadas três formas diferentes de alimentação para uma antena de microfita, tendo em vista a sua potencial utilização em telefones celulares. A análise foi realizada para a faixa de 1,85 a 1,99 GHz e os resultados das simulações indicam a antena alimentada por prova coaxial como a mais promissora das três analisadas. Bons resultados entre simulações e experimentos foram obtidos.

1. INTRODUÇÃO

A crescente popularização de telefones celulares, em consonância com a própria natureza de suas aplicações, têm sinalizado para a diminuição progressiva de suas dimensões. Consequentemente, soluções alternativas para o projeto de suas antenas têm sido pesquisadas com muita intensidade. Devido à sua portabilidade, uma possível e interessante solução é o emprego de antenas internas. Entretanto, na medida em que esses aparelhos têm suas dimensões reduzidas, o projeto de tais antenas se eleva em complexidade, dificultando enormemente a obtenção de requisitos como faixa de operação e relação frente-costa.

É de conhecimento geral que um dos principais problemas de antenas de microfita é sua faixa estreita de operação, tipicamente da ordem de 1% para antena finas [1]. Várias técnicas têm sido propostas para minorar esse problema [2-7]. Dentre elas podemos citar a do carregamento reativo [2], a utilização de fendas sobre o elemento irradiador [2,3], a alimentação com provas em L ou T [4,5], a alimentação por acoplamento eletromagnético [6] e o emprego de elementos parasitas [7]. Essas técnicas, em última análise, buscam excitar na antena, dois ou mais modos de ressonância, com o objetivo de alargar a sua faixa de operação. Por outro lado, a utilização de antenas de microfita é potencialmente interessante no sentido de minimizar a irradiação na direção da cabeça do usuário do telefone celular e, como consequência, diminuir a quantidade de energia por ela absorvida. Para exposições localizadas, um parâmetro dosimétrico largamente utilizado para medir essa absorção é o **SAR** (*Specific Absorption Rate*) [8].

Recentemente em [9] foi reportada uma geometria simples, construída com tecnologia de microfita, capaz de apresentar uma faixa de passagem da ordem de 7,5 %, potencialmente útil para aplicações em telefones celulares. Por outro lado, sabe-se que tais estruturas irradiantes podem ser alimentadas de várias formas e que a escolha do tipo de alimentação influencia suas características elétricas. Por exemplo, uma antena circularmente polarizada, alimentada por prova coaxial, apresenta, na frequência de melhor razão axial, uma indutância residual que dificulta o seu casamento com a linha de alimentação [10]. Entretanto, se a mesma antena for alimentada por acoplamento eletromagnético, a antena pode ser facilmente casada nessa frequência.

Neste trabalho são analisados os efeitos provocados por três diferentes tipos de alimentação em geometrias derivadas da apresentada em [9], que denominaremos de *antena base*. A faixa de operação escolhida, tendo em vista a sua potencial utilização em telefones celulares, vai de 1,85 a 1,99 GHz. Estas três geometrias serão descritas no decorrer do trabalho e os resultados obtidos amplamente discutidos.

Na análise destas antenas foram utilizados os *softwares Ensemble*TM [11] e o *IE3D*TM [12], que são baseados no método dos momentos, além do *Tline* [13] e o *Covmic* [14], usados no projeto preliminar das linhas de alimentação das antenas dos itens 3 e 4, respectivamente. Foram realizadas diversas simulações com o objetivo de obter a faixa de operação desejada e, ao mesmo tempo, avaliar outros importantes parâmetros como impedância de entrada, diagramas de irradiação, polarização e ganho. Uma vez que o *IE3D*TM permite a análise de antenas com planos de terra finitos, serão apresentados diagramas de campo onde se verifica o nível da irradiação traseira, permitindo calcular a relação frente-costa da antena.

Além disso, um protótipo da antena discutida no item 5 foi confeccionado e medido com auxílio do analisador de redes 8714C da HP. A faixa de passagem foi determinada considerando aceitável um $VSWR \leq 2$.

Para os três casos o substrato utilizado foi o *CuClad 250GX* da Arlon, cujas características são: $\epsilon_r = 2,55 \pm 0,04$ e $tg\delta = 0,0022$. A espessura total das antenas é a mesma para esses casos, $h = 3,048$ mm (0,120 pol.). Na confecção da antena foi utilizado um conector tipo *SMA* de 50 Ω cujo diâmetro da prova vale 1,2 mm.

2. CARACTERÍSTICAS DA ANTENA BASE

Na antena apresentada em [1], a estrutura irradiante é constituída por um retângulo com um recorte em um de seus cantos. Tal recorte atua como um elemento perturbador dos modos TM_{01} e TM_{10} excitados na antena, de forma similar à utilizada no projeto de antenas circularmente polarizadas [10]. Atuando nas dimensões do recorte, nas dimensões da antena e na posição da alimentação, é possível controlar a proximidade com que esses modos são excitados. Dessa forma, a faixa de operação da antena pode ser dimensionada.

Quanto ao campo irradiado, a polarização é predominantemente elíptica, como será mostrado no decorrer desse trabalho. Essa polarização pode ser benéfica para a comunicação com a **ERB**, *Estação Rádio Base*, pois a posição relativa entre a antena do aparelho celular e da **ERB** é definida pelo usuário.

3. ANTENA ALIMENTADA POR MICROFITA

Na Fig. 1 é apresentada a geometria da referida antena. Esse tipo de alimentação é amplamente utilizado por ser de fácil implementação. Entretanto, uma de suas principais desvantagens,

especialmente em telefonia celular, é o aumento da superfície da antena devido às dimensões da linha (ou sistema) de alimentação. Como, em geral, na ressonância, a impedância na borda da antena é elevada, da ordem de 200Ω para antenas retangulares usuais, pode-se escolher entre penetrar com a linha de alimentação, objetivando o casamento da antena com a referida linha, ou realizar externamente esse casamento, via transformador $\lambda/4$. Neste trabalho optou-se pela segunda solução pois a primeira apresentou dificuldades em excitar os modos de ressonância na proximidade desejada.

Inicialmente, considerando a geometria da *antena base*, várias simulações foram realizadas para estimar o nível, na ressonância, da impedância de entrada na borda da antena. Dessas simulações resultou um valor de 150Ω para a *média* da referida impedância, dentro da faixa de interesse. Em seguida, projetou-se um transformador $\lambda/4$ ($Z_0 = 87 \Omega$, $W_1 = 3,3 \text{ mm}$) para casar tal impedância *média* com a linha de alimentação de 50Ω ($W_2 = 8,4 \text{ mm}$) de impedância característica. Isto feito, pequenos ajustes foram realizados com o objetivo de otimizar a faixa de operação da antena. As dimensões resultantes, após esses ajustes, são apresentadas na Fig. 1.

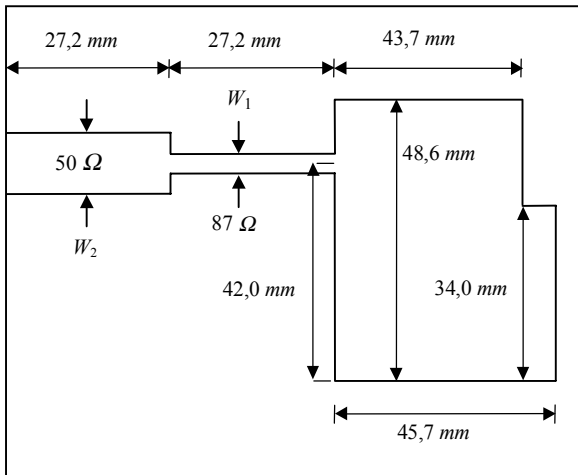


Figura 1. Vista de topo da antena alimentada por microfita.

Para a geometria otimizada, resultados numéricos são apresentados nas Figs. 2 a 6. Gráficos para o *VSWR* em função da frequência, considerada a tolerância do substrato, são mostrados na Fig. 2. Nota-se desses gráficos que, na permissividade nominal ($\epsilon = 2,55\epsilon_0$), a faixa de passagem da antena é a desejada. Entretanto, para $\epsilon_r = 2,51$, essa faixa é deslocada da ordem de 15 MHz para valores superiores da nominal. Situação oposta ocorre para $\epsilon_r = 2,59$. Neste caso, a faixa é deslocada da ordem 15 MHz para valores inferiores da nominal.

Obtida a desejada faixa de passagem, outro parâmetro calculado foi o ganho G_0 da antena. O resultado desse cálculo, para frequências variando de $1,80$ a $2,04 \text{ GHz}$, é mostrado na Fig. 3. Nota-se que a curva de ganho não sofre variações consideráveis e que estas são menores que 1 dB na faixa analisada..

Diagramas de irradiação para as componentes E_θ e E_ϕ , simulados em $\phi = 0$ e $\phi = \pi/2$ para a antena com plano de terra *infinito*, são apresentados na Fig. 4 ($f = 1,92 \text{ GHz}$). Uma sensível deformação

é observada nesses diagramas. Tal fenômeno pode ser atribuído à irradiação do sistema de alimentação (linha de 50Ω + transformador $\lambda/4$) e à sua assimetria.

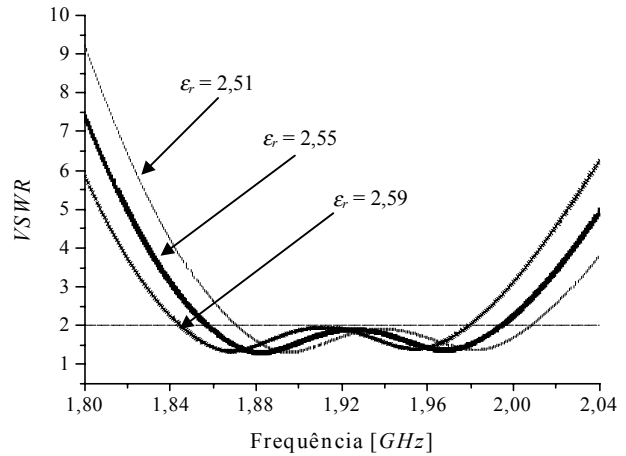


Figura 2. Curvas simuladas para o *VSWR* da antena alimentada por microfita.

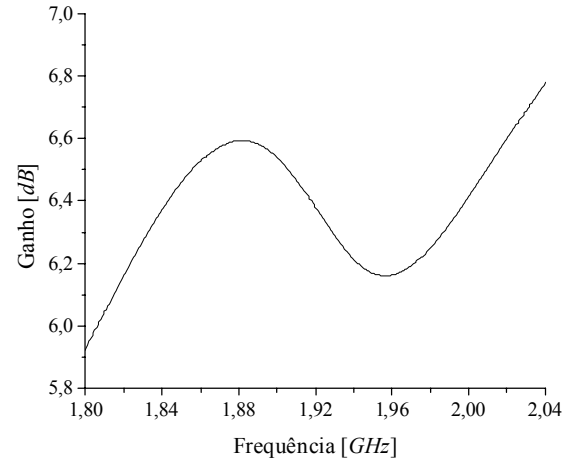


Figura 3. Ganho G_0 da antena alimentada por microfita.

A polarização da onda eletromagnética irradiada pela antena é predominantemente elíptica, com razão axial, ao longo do eixo z , de aproximadamente 2 dB para o caso em questão. A defasagem entre as componentes E_θ e E_ϕ é da ordem de 40° a 50° , no plano $\phi = 0$, e de 130° a 140° , no plano $\phi = 90^\circ$, como ilustrado na Fig. 5 ($f = 1,92 \text{ GHz}$).

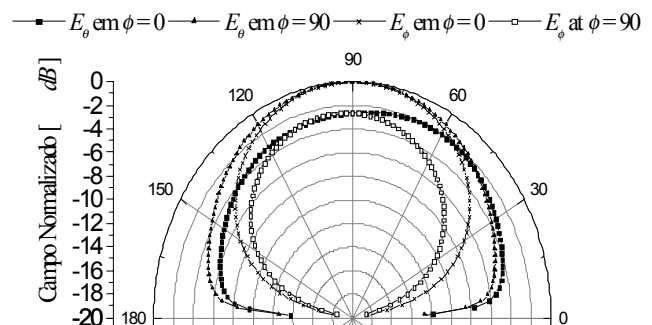


Figura 4. Diagramas de irradiação da antena alimentada por microfita: plano de terra *infinito*.

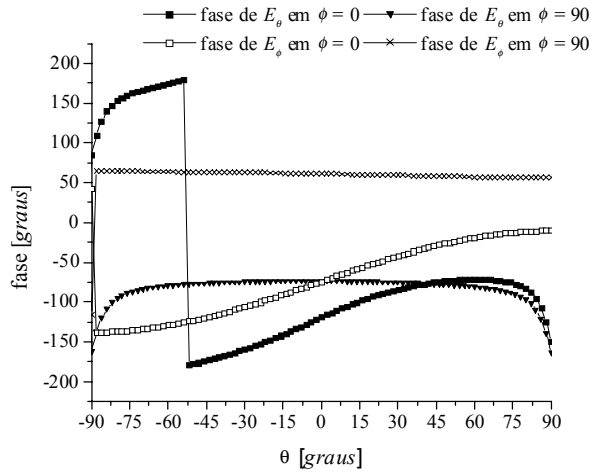


Figura 5. Fase das componentes E_ϕ e E_θ , para a antena alimentada por microfita ($f = 1,92 \text{ GHz}$): plano de terra infinito.

Diagramas de irradiação para o campo elétrico, nos planos $\phi = 0$ e $\phi = \pi/2$, no caso de um plano de terra *finito*, com dimensões $56,8 \text{ mm} \times 108,3 \text{ mm}$, são apresentados na Fig. 6 ($f = 1,92 \text{ GHz}$). Nesta situação, a simulação prevê uma relação frente-costa (campo distante) da ordem de 12 dB .

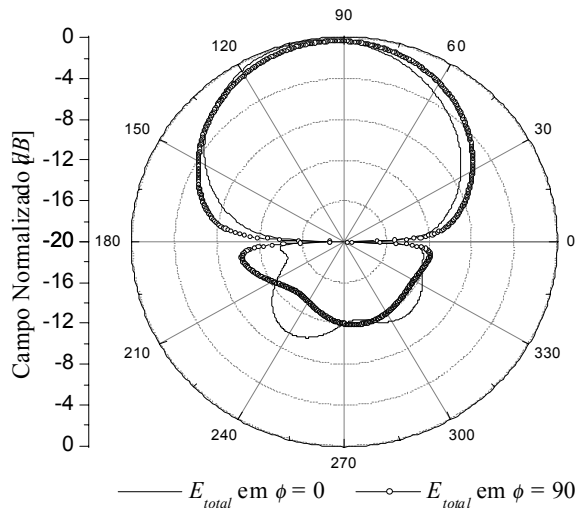


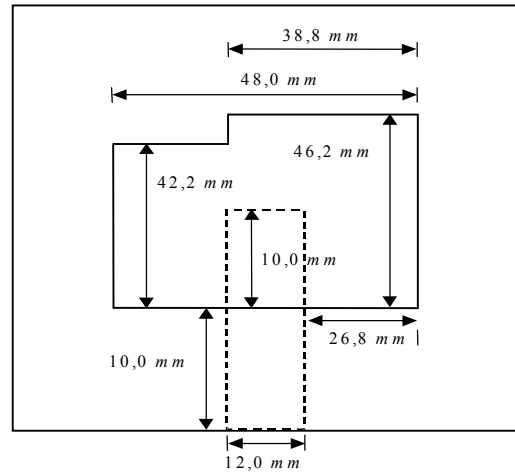
Figura 6. Diagramas de irradiação da antena alimentada por microfita: plano de terra *finito*.

4. ANTENA ELETROMAGNETICAMENTE ACOPLADA

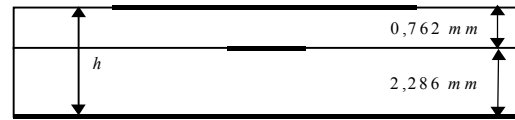
Antenas de microfita excitadas por acoplamento eletromagnético têm sido utilizadas tanto em rede como isoladamente. Em geral, quando comparadas com as alimentadas por provas coaxiais, apresentam uma largura de faixa maior. A irradiação da linha de alimentação, por estar imersa entre substratos dielétricos, possibilita um diagrama de irradiação menos perturbado. Além disso, esta forma de alimentação propicia diversas variáveis para o ajuste tanto da impedância de entrada como da frequência de ressonância da antena. Porém, o preço que se paga é do aumento

do nível de dificuldade de sua confecção pois exige técnicas de construção multi-camadas [15].

Na Fig. 7 é apresentada a geometria da antena após várias simulações para otimizar o seu desempenho, principalmente a sua faixa de passagem. Objetivando compará-lo com o obtido para as outras duas antenas, manteve-se a espessura total do substrato igual ao da antena analisada na sessão anterior ($h = 3,048 \text{ mm}$).



(a)



(b)

Figura 7. Antena eletromagneticamente acoplada: (a) vista de topo e (b) vista lateral.

Nas Figs. 8-11 são mostrados os resultados das simulações para a geometria otimizada da Fig. 7. Gráficos para o $VSWR$, levando-se em conta a tolerância das camadas dielétricas, são apresentados na Fig. 8. É obtido um comportamento equivalente ao da Fig. 2.

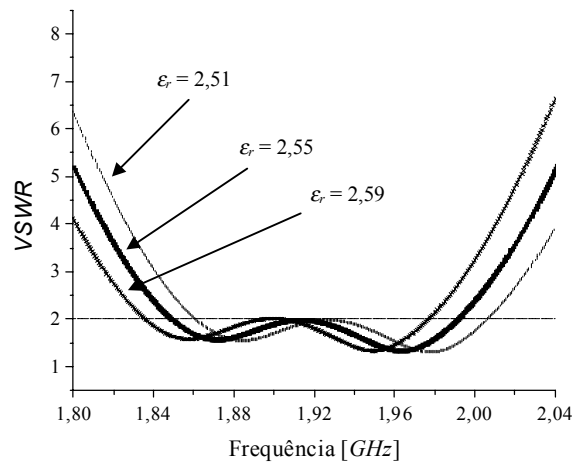


Figura 8. Curvas simuladas para o $VSWR$ da antena eletromagneticamente acoplada.

Curva para o ganho G_0 da antena, em função da frequência, encontra-se traçada na Fig. 9. Observa-se dessa curva que, dentro da faixa de interesse, a variação sofrida pelo ganho é da ordem de 0,5 dB.

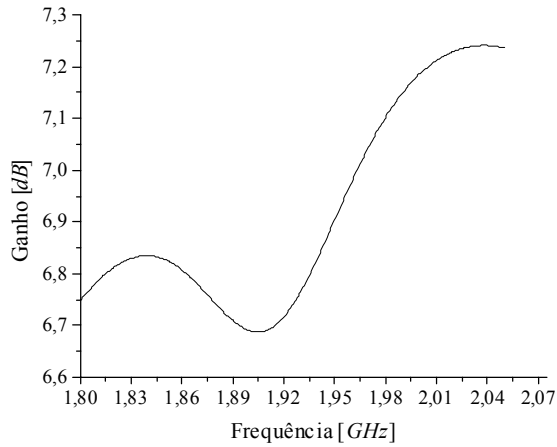


Figura 9. Ganho G_0 da antena eletromagneticamente acoplada.

Diagramas de irradiação para as componentes E_θ e E_ϕ , simulados em $\phi = 0$ e $\phi = \pi/2$ para a antena com plano de terra *infinito*, são apresentados na Fig. 10 ($f = 1,92 \text{ GHz}$). A exemplo da antena alimentada por microfita, a polarização da onda eletromagnética irradiada pela antena eletromagneticamente acoplada é predominantemente elíptica, com razão axial, ao longo do eixo z , de aproximadamente 4 dB. A defasagem entre as componentes E_θ e E_ϕ é da ordem de 50° a 80° , no plano $\phi = 0$, e de 120° a 140° , no plano $\phi = 90^\circ$.

A relação frente-costa (campo distante, $f = 1,92 \text{ GHz}$) pode ser inferida dos diagramas da Fig. 11, simulados para uma antena com plano de terra *finito* de dimensões $64,4 \text{ mm} \times 56,2 \text{ mm}$. Observa-se que neste caso a referida relação é da ordem de 12 dB, equivalente à determinada para a antena da sessão anterior.

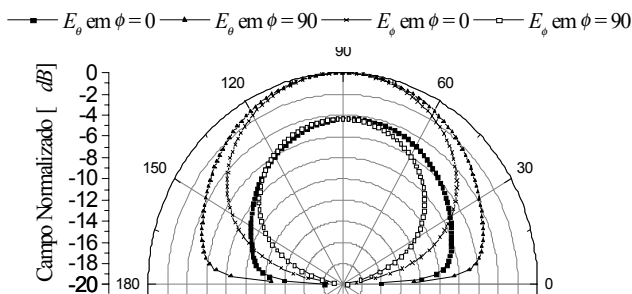


Figura 10. Diagramas de irradiação da antena eletromagneticamente acoplada: plano de terra *infinito*.

5. ANTENA ALIMENTADA POR PROVA COAXIAL

Esta forma de alimentação é uma das mais tradicionais e mais populares para antenas de microfita. Possui vantagens importantes como, por exemplo, a sua facilidade de construção. Por outro lado, como desvantagem podemos citar a existência de uma indutância residual, que aumenta com a espessura do substrato e

dificulta o seu casamento com a prova de alimentação, além de comprometer a faixa de passagem da antena.

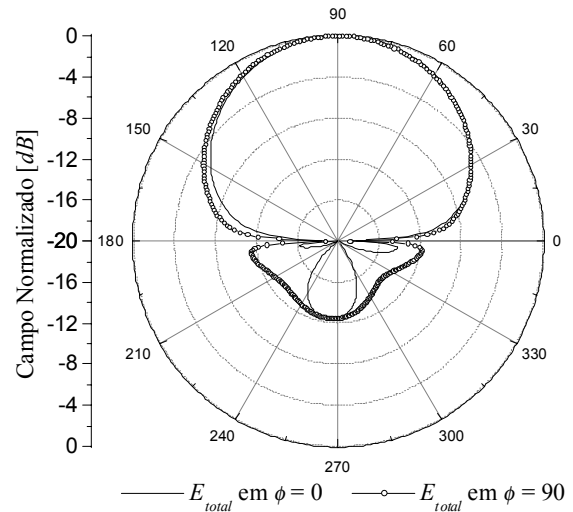


Figura 11. Diagramas de irradiação da antena eletromagneticamente acoplada: plano de terra *finito*.

Na Fig. 12 é apresentada a geometria otimizada para a antena em questão. Foram necessários diversos ajustes para que tal antena apresentasse o desempenho desejado. Alguns efeitos observados no decorrer desses ajustes são comentados abaixo:

- Deslocando-se o ponto de alimentação para a direita ou para a esquerda (considerando a Fig. 12 como referência), o nível de casamento dos modos ressonantes TM_{01} e TM_{10} é modificando. Por outro lado, movendo-se este ponto para cima, excita-se, com mais intensidade, o modo de frequência mais alta. Com movimento no sentido oposto, o modo de frequência mais baixa é excitado com mais intensidade.
- A faixa de passagem da antena depende fortemente de sua espessura e do substrato utilizado. Quanto mais espessa for a antena, maior será sua faixa de passagem. Entretanto, com mais eficiência ondas de superfície serão excitadas e maior será o valor da indutância residual. Diminuindo-se a permissividade elétrica do substrato, maior será a faixa de passagem, porém, maiores serão as dimensões físicas da antena.
- Modificando o comprimento do lado L_2 atua-se na frequência de ressonância da antena. Para cima, diminuindo L_2 , ou para baixo, aumentando L_2 . Alterando a relação entre os lados L_1 e L_3 , modifica-se a relação entre as frequências dos modos de ressonância. Aumentando essa relação as frequências dos modos de ressonância são afastados. Diminuindo essa relação, as frequências desses modos são aproximados. Para valores de $VSWR \leq 2$, a faixa de operação da antena otimizada resultou ser da ordem de 7,3%, que é, aproximadamente, a faixa de passagem desejada.

Resultados numéricos de simulações realizadas com as dimensões otimizadas da Fig. 12 são mostrados nas Figs. 13-16. Inicialmente, na Fig. 13 são apresentados gráficos para o $VSWR$ em função da frequência, considerada a tolerância do substrato. Resultados experimentais também são mostrados nessa figura. Nota-se desses gráficos que os pontos experimentais se aproximam dos teóricos traçados com $\epsilon_r = 2,59$.

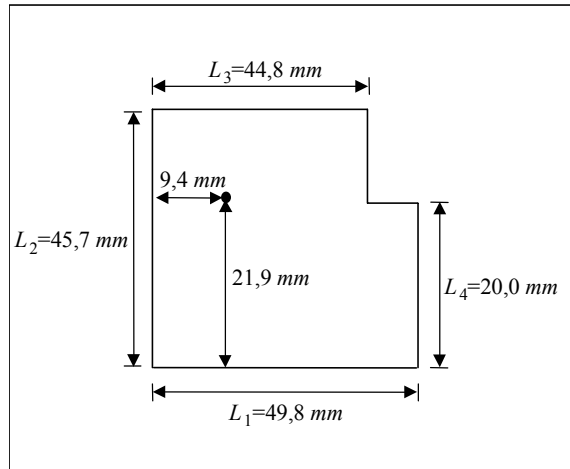


Figura 12. Antena alimentada por prova coaxial.

A curva de ganho G_0 da antena, em função da frequência, é apresentada na Fig. 14. A variação desse parâmetro, na faixa de interesse (1,85 a 1,99 GHz), é da ordem de 5,8 dB, podendo variar entre 3 dB e 8,8 dB. Conseqüentemente, tal antena é a que possui a maior variação de ganho entre os três irradiadores analisadas.

Diagramas de irradiação para as componentes E_θ e E_ϕ , simulados em $\phi = 0$ e $\phi = \pi/2$ para a antena com plano de terra *infinito*, são apresentados na Fig. 15 ($f = 1,92$ GHz). A polarização do campo irradiado é claramente elíptico, com razão axial, ao longo do eixo z, de aproximadamente 8 dB. A defasagem entre as componentes E_θ e E_ϕ é aproximadamente constante e da ordem de 90° , tanto para o plano $\phi = 0$ como para o plano $\phi = 90^\circ$.

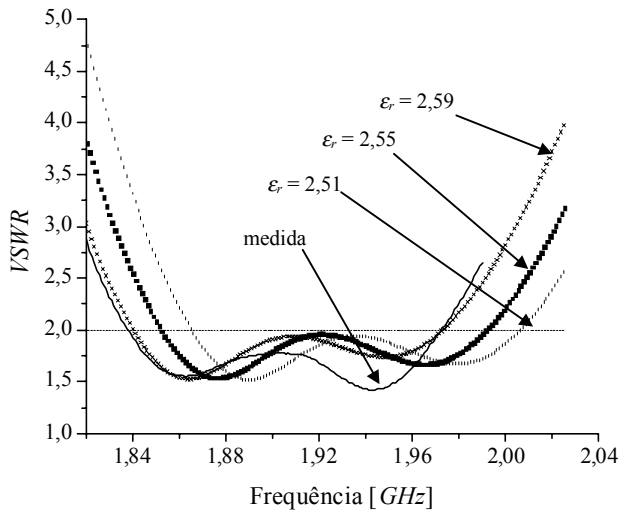


Figura 13. Curvas simuladas para o VSWR da antena alimentada por prova coaxial.

A relação frente-costa (campo distante, $f = 1,92$ GHz) pode ser inferida dos diagramas da Fig. 16, simulados para uma antena com plano de terra *finito* de dimensões 58 mm x 564 mm. Também neste caso a referida relação é da ordem de 12 dB,.

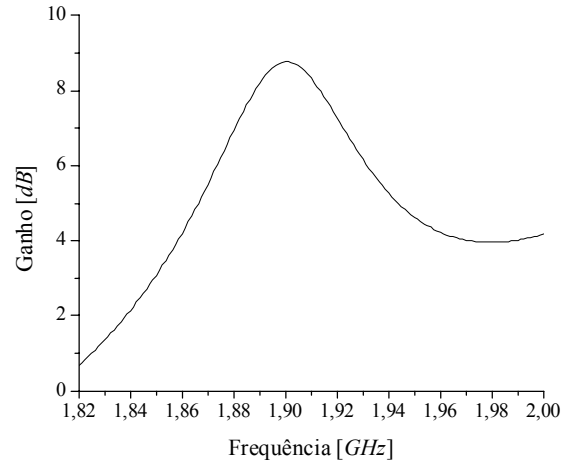


Figura 14. Ganho G_0 da antena alimentada por prova coaxial.

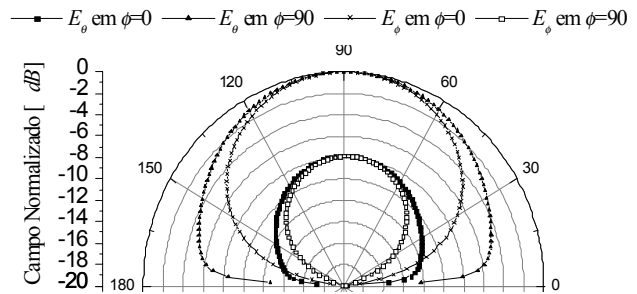


Figura 15. Diagramas de irradiação da antena alimentada por prova coaxial: plano de terra *infinito*.

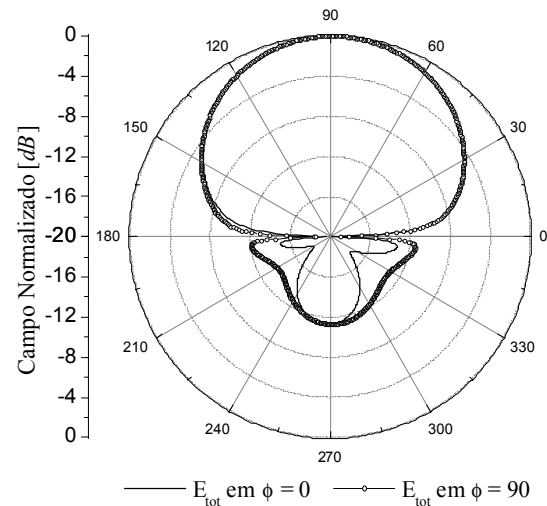


Figura 16. Diagramas de irradiação da antena alimentada por prova coaxial: plano de terra *finito*.

6. COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES

Neste trabalho, tendo em vista a sua potencial utilização em telefones celulares, efeitos provocados por três diferentes tipos de alimentação, nas características elétricas de antenas de microfita, foram analisados. Um dos principais objetivos da utilização dessa

tecnologia é a diminuição do acoplamento da antena com a cabeça do usuário. Nos três casos estudados, a relação frente-costa, calculada para campos distantes, resultou ser da ordem de 12 dB, valor esse bem menor do que o estabelecido por um monopolo, que é a antena típica desse sistema de comunicações. Além disso, as simulações para o cálculo da impedância de entrada da antena, realizadas considerando o plano de terra finito, não se distanciaram substancialmente das realizadas com um plano infinito.

Uma vez que a dimensão física e a faixa de passagem são dois importantes parâmetros que definem as características de antenas para telefones celulares, os resultados de nossa investigação indicam ser a antena alimentada por prova coaxial a de maior potencial. Attingiu a faixa de operação desejada ocupando a menor área das três antenas analisadas. Por outro lado, foi a antena com maior variação de ganho na faixa de interesse.

Medidas realizadas com um protótipo da antena alimentada por prova coaxial apresentaram resultados compatíveis com os previstos pelas simulações.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi realizado com apoio parcial do Instituto de Pesquisas Eldorado e da OACI/PNUD-BRA-006/92, Objetivo 6.

7. REFERÊNCIAS

- [1] D. M. Pozar and D. H. Schaubert (Eds.): *Microstrip antennas*. Piscataway: IEEE Press, 1995.
- [2] S. T. Fang, T. W. Chiou and K. L. Wong, "Broadband equilateral-triangular microstrip antenna with asymmetric bent slots and integrated reactive loading," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 23, pp. 149-151, Nov. 1999.
- [3] J. Y. Sze and K. L. Wong, "Slotted rectangular microstrip antenna for bandwidth enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp. 1149-1152, Aug. 2000.
- [4] Y. X. Guo, K. M. Luk and K. F. Lee, "U-slot circular patch antennas with L-probe feeding," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1694-1695, Sep. 1999.
- [5] C. L. Mak, K. F. Lee and K. M. Luk, "Broadband patch antenna with a T-shaped probe," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 2069-2070, Nov. 1999.
- [6] S. M. Duffy, "An enhanced bandwidth design technique for electromagnetically coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp. 161-164, Feb. 2000.
- [7] C. K. Wu and K. L. Wong, "Broadband microstrip antenna with directly coupled and parasitic patches," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 22, pp. 348-349, Sep. 1999.
- [8] A. A. A. Salles, "Efeitos biológicos dos campos eletromagnéticos," *IV Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Natal, Anais: 05-09, 2000.
- [9] M. Rahman and M. A. Stuchly, "Dual-polarization broadband patch antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 22, pp. 414-420, Sep. 1999.
- [10] F. Lumini, L. Cividanes, and J. C. S. Lacava, "Computer aided design algorithm for singly fed circularly polarized rectangular microstrip patch antennas," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 9, No. 1, pp.32-41, Jan. 1999.
- [11] ENSEMBLE™ - Version 4.02, *Design, review, & 1D array synthesis*, Boulder Microwave Technologies, Inc., 1996.

- [12] IE3D™ - SIMULATOR, Version 5. Zeland Softwares, Inc., Jun. 1999.
- [13] D. M. Pozar - Program TLINE in: *Antenna design using personal computers*. Dedham: Artech House, 1985.
- [14] R. A. Sainati - Program COVMIC in: *CAD of microstrip antennas for wireless applications*. Norwood: Artech House, 1996.
- [15] V. D. Costa, L. Cividanes e J. C. S. Lacava, "Antena de microfita excitada por acoplamento eletromagnético em substratos uniaxiais," Trabalho submetido ao *SBrT* 2001.