

Análise Numérica pelo Método dos Momentos (MoM) de uma Antena Monopolo Planar com Quatros Espiras Parasitas

Karlo Q. da Costa

Universidade Federal do Pará - Faculdade de Engenharia de Tucuruí
68464-000, Tucuruí, PA
E-mail: karlo@ufpa.br

Victor A. Dmitriev

Universidade Federal do Pará - Faculdade de Engenharia Elétrica
66075-900, Belém, PA
E-mail: victor@ufpa.br

Resumo: Este trabalho apresenta uma análise numérica de uma antena monopolo planar retangular com quatro espiras parasitas para aplicações em sistemas de banda ultra larga (UWB). A análise desta antena foi feita por meio de um programa computacional desenvolvido, baseado no Método dos Momentos (MoM). Alguns cálculos foram feitos com o auxílio do programa comercial IE3D. Os resultados obtidos mostraram que esta antena possui boas características de casamento de entrada e diagramas de radiação para aplicação em sistemas UWB.

Palavras-chave: Antenas UWB, antenas monopolo planar, análise numérica, Método dos Momentos (MoM)

Introdução

Os sistemas de comunicação de banda ultra larga ou sistemas UWB (ultrawideband systems) permitem a transmissão de pulsos extremamente curtos em pequenas distâncias. Por isso, eles podem transmitir altas taxas de dados. Estes sistemas utilizam uma faixa ampla do espectro eletromagnético de 3,1 a 10,6GHz. As principais aplicações destes sistemas são em: comunicação, radar, geração de imagem e localização [1]-[2].

Uma das antenas que são aplicadas nestes sistemas são os monopolos planares. Estas antenas possuem a vantagem de serem estruturas relativamente simples, compactas e de fácil fabricação. Alguns exemplos de antenas monopolo planar convencionais com geometrias retangular, circular e triangular são apresentados em [3]. A desvantagem da antena monopolo planar retangular convencional é que ela possui uma largura de banda máxima

em torno de 80% [4], a qual é inferior à largura de banda total de operação dos sistemas UWB que é 110% (3,1-10,6GHz).

Algumas técnicas disponíveis na literatura têm sido utilizadas para aumentar a largura de banda de antenas monopolo planar [5]-[9]. Em [5] é feita uma modificação no plano de terra e uma abertura em forma de T na antena. Em [6] é utilizado um monopolo planar com a placa metálica dobrada. Já em [7] é apresentada uma antena monopolo planar retangular combinada com duas espiras parasitas. Antenas com formas elípticas modificadas são analisadas em [8]. E em [9] são apresentadas antenas monopolo planar retangular com alguns cortes em suas geometrias.

No presente trabalho é analisada numericamente uma para aplicação em sistemas UWB. A antena proposta consiste de um monopolo planar retangular com quatro espiras parasitas. As dimensões das espiras foram otimizadas para aumentar a largura de banda da antena. Um programa computacional baseado no Método dos Momentos (MoM) [10] foi desenvolvido para análise da antena. Alguns cálculos foram também obtidos pelo programa IE3D [11].

Geometria da antena

A Fig. 1 mostra a geometria da antena analisada. Nesta figura, W é a largura e $H+L$ a altura total da antena, onde H é a distância entre a placa metálica e o plano de terra. O parâmetro s é a espessura da linha de alimentação que conecta a placa metálica com o fio interno do cano coaxial. As dimensões das espiras são W_1 e L_1 , sendo suas espessuras iguais a w_1 e w_2 . Duas espiras estão no plano $y=d$ e as outras duas no plano $y=-d$. Observa-

se que a geometria desta antena é simétrica em relação ao ponto de alimentação ($x=L/2$).

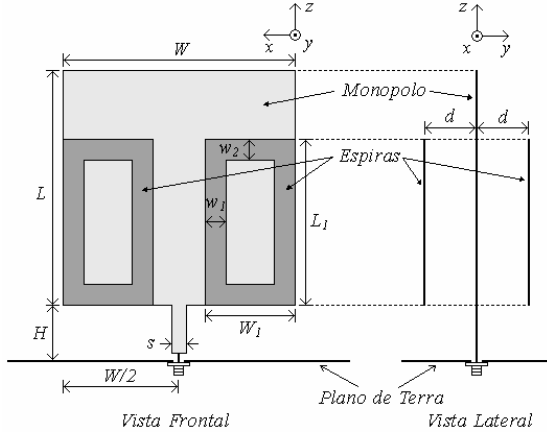


Figura 1: Geometria da antena monopolo planar com quatro espiras parasitas.

Modelagem por MoM

Equação integral do campo elétrico:

A modelagem matemática da antena da Figura 1 foi realizada através das equações dos potenciais eletromagnéticos no domínio da frequência, sendo a variação temporal da forma $\exp(j\omega t)$ [12]. A seguinte equação integral foi utilizada

$$\vec{E}_r = -j\omega\mu_0 \iint_S \vec{J} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} ds' + \nabla \left[\frac{1}{j\omega\epsilon_0} \iint_S \nabla \cdot \vec{J} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} ds' \right] \quad (1)$$

onde \vec{E}_r (V/m) é o campo elétrico radiado devido a densidade de corrente \vec{J} (A/m) existente na estrutura metálica da antena, quando esta é alimentada pelo cabo coaxial conectado em $x=L/2$, conforme mostra a Fig. 1. A área S representa a superfície da antena, j a unidade imaginária, $k=\omega(\mu_0\epsilon_0)^{1/2}$, ω é a frequência angular (rad/s), μ_0 e ϵ_0 são a permeabilidade magnética e a permissividade elétrica do espaço livre, respectivamente, e R é a distância entre um ponto localizado em S e um ponto de observação ao redor da antena.

Solução numérica pelo MoM: O problema eletromagnético a ser resolvido consiste em determinar a distribuição de corrente \vec{J} na antena em (1), quando um determinado campo elétrico incide na antena \vec{E}_i . Os condutores da antena são considerados sem perdas, desta

forma tem-se a seguinte condição de contorno em S $(\vec{E}_r + \vec{E}_i) \cdot \vec{a}_i = 0$, onde \vec{a}_i é um vetor unitário tangencial a S . O primeiro passo para resolver este problema por MoM [10] consiste em fazer as seguintes aproximações

$$\vec{J} = \sum_{n=1}^{N_x-1} \sum_{m=1}^{N_z-1} J_x^{n,m} P_{J_x}^{n,m} \vec{a}_x + \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_z-1} J_z^{n,m} P_{J_z}^{n,m} \vec{a}_z \quad (2)$$

$$\nabla \cdot \vec{J} = -\frac{1}{j\omega} \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_z} \left[\frac{J_x^{n,m} - J_x^{n-1,m}}{\Delta x} + \frac{J_z^{n,m} - J_z^{n,m-1}}{\Delta z} \right] P_{\sigma}^{n,m} \quad (3)$$

onde

$$P_{J_x}^{n,m} = \begin{cases} 1, & x_{n-1/2} < x < x_{n+1/2} \text{ e } z_{m-1} < z < z_m \\ 0, & \text{fora} \end{cases} \quad (4)$$

$$P_{J_z}^{n,m} = \begin{cases} 1, & z_{m-1/2} < z < z_{m+1/2} \text{ e } x_{n-1} < x < x_n \\ 0, & \text{fora} \end{cases} \quad (5)$$

$$P_{\sigma}^{n,m} = \begin{cases} 1, & x_{n-1} < x < x_n \text{ e } z_{m-1} < z < z_m \\ 0, & \text{fora} \end{cases} \quad (6)$$

Os parâmetros N_x e N_z são os números de divisões ao longo das direções x e z respectivamente, e $\Delta x=W/N_x$, $\Delta z=W/N_z$. A Figura 2 mostra o esquema da grade de discretização da superfície da antena. As funções (4)-(6) são definidas dentro desta grade.

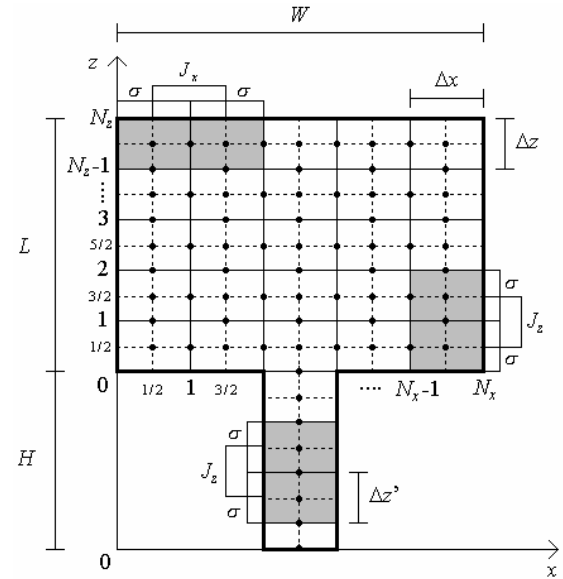


Figura 2: Malha de discretização genérica de uma antena monopolo planar.

A Figura 3 mostra detalhes geométricos utilizados em cada elemento de corrente de índice I dentro da grade da Fig. 2. Nesta figura, a direção de P_I^- para P_I^+ é a mesma do sentido positivo do sistema de coordenada ($+x$ ou $+y$). Substituindo (2) e (3) em (1), aplicando a condição de contorno e integrando a equação resultante no segmento Δl_I que conecta os pontos P_I^- e P_I^+ de um elemento de corrente genérico J , a seguinte equação é obtida

$$\int_{\Delta l_I} \bar{E}_i \cdot d\bar{l} = \sum_{I=1}^{N_i} J_I \left[j\omega\mu_0 \Phi \bar{\Delta l}_I \cdot \bar{\Delta l}_I + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} (\Phi^{++} - \Phi^{-+} - \Phi^{+-} + \Phi^{--}) \right] \quad (7)$$

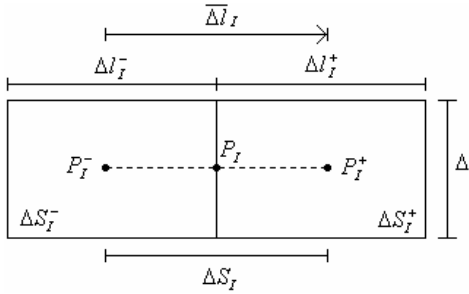


Figura 3: Geometria de um elemento de corrente genérico da malha da Fig. 2.

onde $N_i = (N_x - 1) \times (N_z) + (N_z - 1) \times (N_x) + N_h + N_e$ é o número total das constantes desconhecidas J_I , N_h é o número de segmentos no segmento vertical H e N_e é o número de segmentos nas quatro espiras. Estas constantes da densidade de corrente podem ser $J_x^{n,m}$ ou $J_z^{n,m}$ em (2) e (3). As funções Φ são

$$\Phi = \frac{1}{\Delta l_I} \iint_{\Delta S_I} \frac{e^{-jkR_{IJ}}}{4\pi R_{IJ}} ds' \Bigg|^{P_I} \quad (8)$$

$$\Phi^{++} = \frac{1}{\Delta l_I^+} \iint_{\Delta S_I^+} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{++}}}{4\pi R_{IJ}^{++}} ds' \Bigg|^{P_I^+} \quad (9)$$

$$\Phi^{+-} = \frac{1}{\Delta l_I^+} \iint_{\Delta S_I^+} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{+-}}}{4\pi R_{IJ}^{+-}} ds' \Bigg|^{P_I^-} \quad (10)$$

$$\Phi^{-+} = \frac{1}{\Delta l_I^-} \iint_{\Delta S_I^-} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{-+}}}{4\pi R_{IJ}^{-+}} ds' \Bigg|^{P_I^+} \quad (11)$$

$$\Phi^{-} = \frac{1}{\Delta l_I^-} \iint_{\Delta S_I^-} \frac{e^{-jkR_{IJ}^{-}}}{4\pi R_{IJ}^{-}} ds' \Bigg|^{P_I^-} \quad (12)$$

As variáveis R em (8)-(12) são as distâncias entre os pontos ($+$ ou $-$) do elemento de corrente I aos pontos ($+$ ou $-$) do elemento de corrente J . Se $kR \ll 1$, as seguintes aproximações podem ser utilizadas

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\Delta l} \left[\Delta l \times \ln \frac{(\sqrt{\Delta l^2 + \Delta^2} + \Delta)}{(\sqrt{\Delta l^2 + \Delta^2} - \Delta)} + \Delta \times \ln \frac{(\sqrt{\Delta l^2 + \Delta^2} + \Delta)}{(\sqrt{\Delta l^2 + \Delta^2} - \Delta)} - jk\Delta l \times \Delta \right] \text{ se } I = J \quad (13)$$

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\Delta l} \frac{e^{-jkR}}{R} (\Delta l \times \Delta) \text{ se } I \neq J \quad (14)$$

O lado esquerdo de (7) significa uma tensão ΔV aplicada entre os pontos P_I^- e P_I^+ . Quando (7) é calculada para $J=1, 2, \dots, N_i$, um sistema linear de ordem N_i é obtido. A solução deste sistema para um dado campo de excitação \bar{E}_i fornece a densidade de corrente total na antena \bar{J} . O cabo coaxial é modelado por uma diferença de tensão $\Delta V=1V$ entre o plano de terra e a antena. Esta tensão é localizada no primeiro segmento de H próximo do plano de terra (Fig. 2).

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_z para os lados das espiras situados ao longo da direção z . Esta aproximação, válida para espiras finas, apresentou resultados satisfatórios para os casos analisados.

Resultados numéricos

A análise numérica da antena da Figura 1 foi realizada por meio de um programa desenvolvido baseado na teoria apresentada na seção anterior. Por meio deste programa, várias simulações da antena foram feitas variando as dimensões das espiras (W_I, L_I, w_1, w_2 e d) e mantendo fixas as outras dimensões da antena em $L=25\text{mm}$, $W=18\text{mm}$, $H=1,25\text{mm}$ e $s=2\text{mm}$. A partir dos resultados destas simulações, observou-se que as dimensões das espiras que apresentaram melhores resultados são $W_I=8\text{mm}$, $L_I=16\text{mm}$, $w_1=w_2=2\text{mm}$ e

$d=6\text{mm}$. Os resultados apresentados a seguir são relativos a estas dimensões otimizadas.

Em todas as simulações realizadas com o programa desenvolvido, foi utilizada uma discretização com células quadradas de $\Delta z=\Delta x=1\text{mm}$. Neste caso, a antena apresentou $N_r=973$. Já nas simulações realizadas com o IE3D, utilizou-se um critério de convergência de $\lambda/20$ em $F=15\text{GHz}$, onde λ é o comprimento de onda e F a frequência de operação.

Impedância de entrada e coeficiente de reflexão: As Figuras 4-6 mostram, respectivamente, as impedâncias de entrada ($Z_{ent}=R+jX$) das antenas monopolo planar retangular sem as espiras, com duas espiras no plano $y=6\text{mm}$ e com quatro espiras. Todas as dimensões destas antenas são conforme descritas na seção anterior. As dimensões das espiras da antena com duas espiras (Figura 5) são $L_i=17\text{mm}$ e $d=5\text{mm}$. Estes resultados foram obtidos pelo programa desenvolvido em MoM e pelo programa IE3D. Observa-se uma boa concordância entre estes resultados.

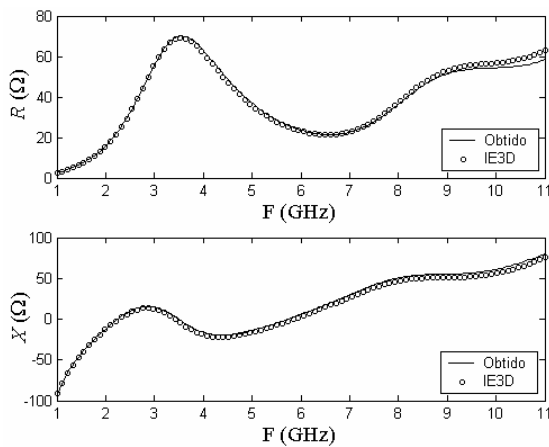


Figura 4: Impedância de entrada da antena monopolo planar retangular convencional sem espiras.

As Figuras 7-9 mostram, respectivamente, os coeficientes de reflexão da antena das antenas monopolo planar retangular sem as espiras, com duas espiras no plano $y=6\text{mm}$ e com quatro espiras. Este parâmetro foi calculado pela fórmula $|\Gamma|=\text{abs}((Z_{ent}-Z_0)/(Z_{ent}+Z_0))$, onde $Z_0=50\Omega$ é a impedância da linha de alimentação do cabo coaxial.

Destas figuras, observa-se que a antena convencional retangular possui uma largura de

banda de aproximadamente 80%. Já a antena com duas espiras possui uma largura de banda de 91%, e a antena com quatro espiras 95%. Esta largura de banda é para um casamento de $|\Gamma|<-10\text{dB}$. Observa-se destes resultados que as antenas com espiras possuem maior largura de banda e melhor casamento de impedâncias que a antena convencional sem espiras.

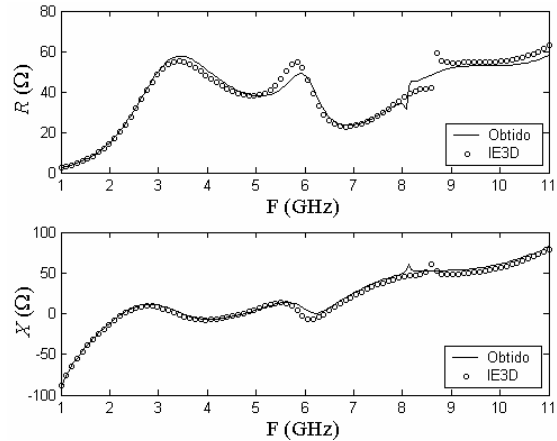


Figura 5: Impedância de entrada da antena monopolo planar retangular com 2 espiras.

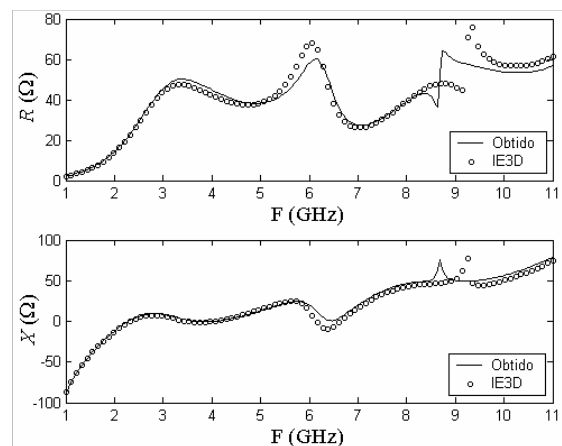


Figura 6: Impedância de entrada da antena monopolo planar retangular com 4 espiras.

Distribuição de corrente: As Figuras 10 e 11 mostram, respectivamente, as distribuições da densidade de corrente superficial J_x e J_z na placa metálica da antena com quatro espiras. Estas correntes foram calculadas pelo programa desenvolvido na frequência central da banda de casamento $F=4,7\text{GHz}$.

A Figura 12 mostra a corrente superficial em forma de flechas desta mesma antena na mesma frequência ($F=4,7\text{GHz}$).

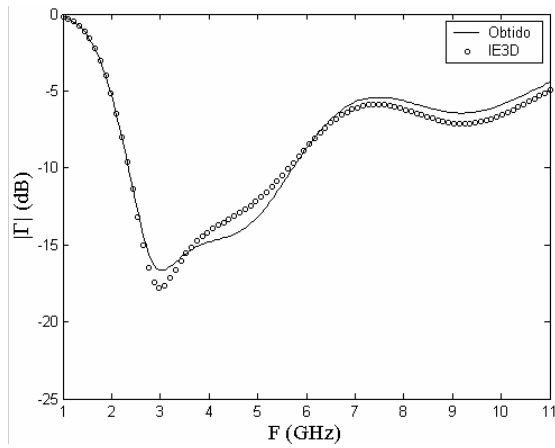


Figura 7: Coeficiente de reflexão da antena monopolo planar retangular convencional sem espiras.

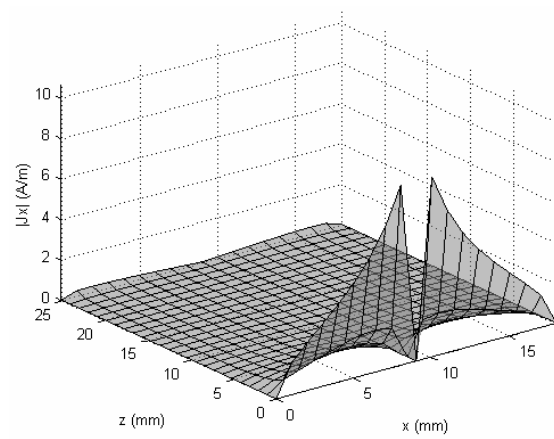


Figura 10: Componente x da densidade de corrente superficial da antena com 4 espiras em $F=4,7\text{GHz}$.

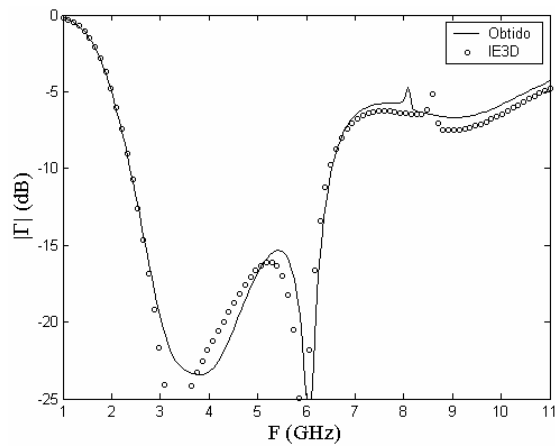


Figura 8: Coeficiente de reflexão da antena monopolo planar retangular com 2 espiras.

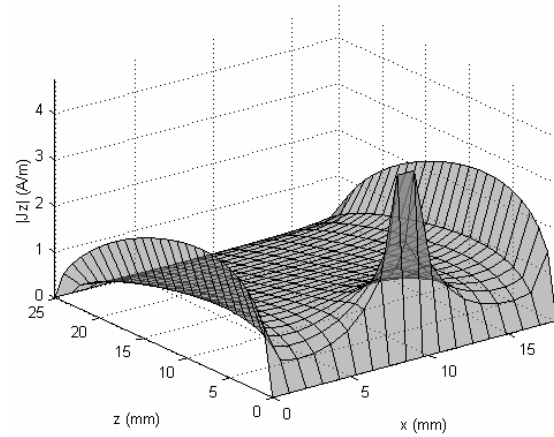


Figura 11: Componente z da densidade de corrente superficial da antena com 4 espiras em $F=4,7\text{GHz}$.

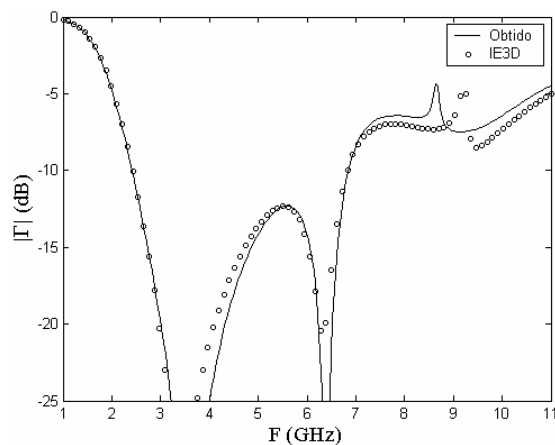


Figura 9: Coeficiente de reflexão da antena monopolo planar retangular com 4 espiras.

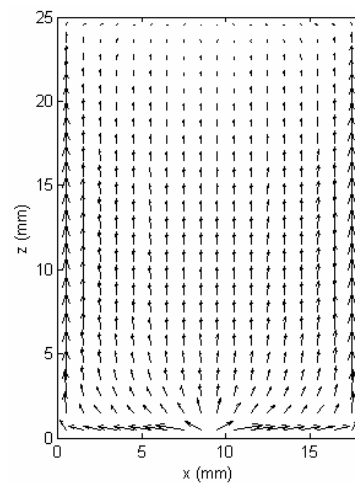


Figura 12: Densidade de corrente superficial da antena com 4 espiras em $F=4,7\text{GHz}$.

Diagramas de radiação: As Figuras 13-15 mostram os diagramas de radiação das antenas monopolo planar retangular convencional, com duas espiras e com quatro espiras, respectivamente. Estes diagramas foram calculados na frequência central da banda de casamento de cada antena. Os resultados obtidos nestas figuras foram calculados pelo programa MoM desenvolvido e pelo programa IE3D. Observa-se uma boa concordância entre os dois resultados, em todas as frequências, visto que nos dois cálculos o método numérico utilizado é o mesmo (MoM).

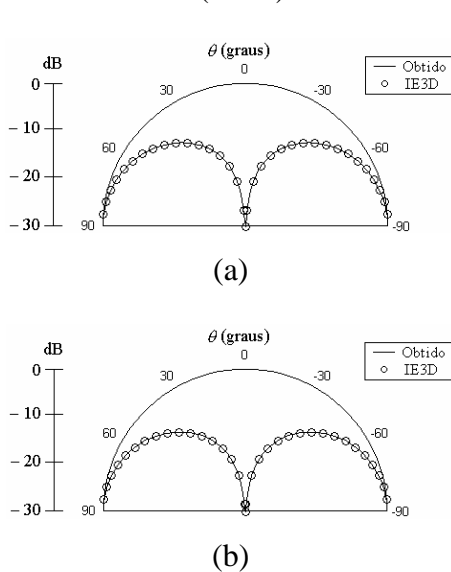


Figura 13: Diagrama de radiação da antena monopolo planar retangular convencional em $F=4,4\text{GHz}$. (a) Plano xz . (b) Plano yz .

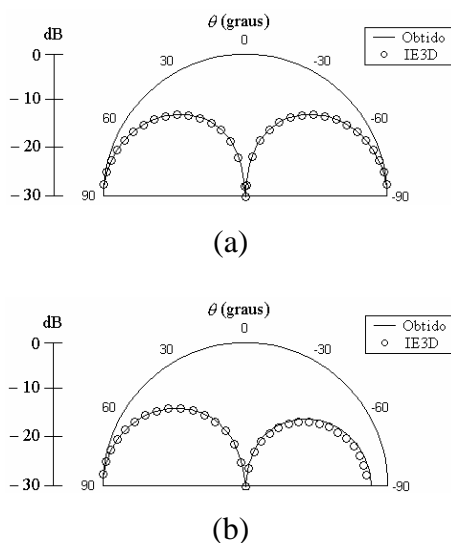


Figura 14: Diagrama de radiação da antena monopolo planar retangular convencional em $F=4,5\text{GHz}$. (a) Plano xz . (b) Plano yz .

Estas figuras apresentam os diagramas de radiação das antenas verticais nos planos xz e yz . Os diagramas no plano horizontal são praticamente omnidirecionais em toda a faixa de frequência de casamento de cada antena, ou seja, esta antena radia igualmente em todas as direções laterais, e não radia na direção normal ao plano de terra.

Apenas a antena com duas espiras apresentou um pouco de não simetria no plano yz (Figura 14b). Isto é devido à geometria da antena que não é simétrica neste plano.

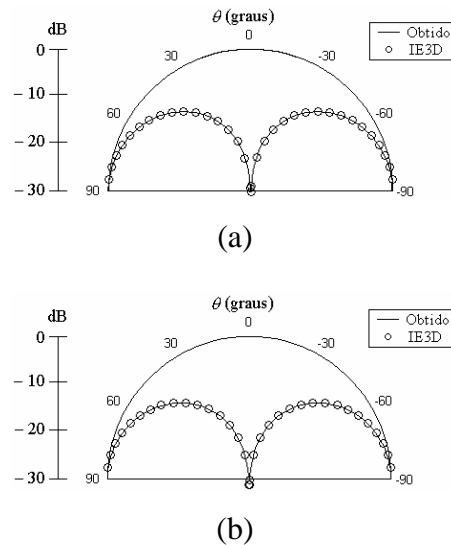


Figura 15: Diagrama de radiação da antena monopolo planar retangular convencional em $F=4,7\text{GHz}$. (a) Plano xz . (b) Plano yz .

A partir destas figuras observa-se que

Conclusões

Neste trabalho foi apresentada uma análise teórica de uma antena UWB do tipo monopolo planar retangular com quatro espiras parasitas. A análise numérica das antenas foi feita por meio de um programa computacional desenvolvido, baseado no MoM. Alguns resultados foram calculados com o programa IE3D. As dimensões das espiras foram otimizadas para aumentar a largura de banda das antenas. Os resultados obtidos pelo programa desenvolvido e pelo IE3D apresentaram boa concordância.

Os resultados da análise destas antenas mostraram que a inserção de espiras parasitas próximas de antenas planares proporcionam um aumento na largura de banda e uma melhora no casamento de impedância. Observou-se também que a antena com duas

espiras produziu um diagrama de radiação não simétrico no plano yz (Figura 14b), e antenas UWB, antenas monopolo planar, e que a antena com quatro espiras apresentou um diagrama simétrico nos dois planos de análise xz e yz (Figura 15) em toda a faixa de casamento da antena.

Referências

- [1] H. Schantz, *The art and science of ultrawideband antennas*, Boston: Artech House, 2005.
- [2] R. Aiello, A. Batra, *Ultra wideband systems: technologies and applications*, Oxford: Elsevier, 2006.
- [3] Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, *Broadband planar antennas: design and applications*, New York: J. Wiley & Sons, 2006.
- [4] M. J. Ammann, "Square planar monopole antenna," 1999 IEE National Conference on Antennas and Propagation, n461, pp. 37-40, April 1999.
- [5] C.-Y. Hong, C.-W. Ling, I.-Y. Tarn, and S.-J. Chung, "Design of a planar ultrawideband antenna with a new band-notch structure", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 55, n12, pp. 3391-3397, June 2006.
- [6] D. Valderas, J. Legarda, I. Guitiérrez, and J. I. Sancho, "Design of UWB folded-plate monopole antennas based on TLM," *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 54, n6, pp. 1676-1687, June 2006.
- [7] K. Q. da Costa, V. A. Dmitriev, and L. de F. P. de Carvalho, "Numerical analysis by Method of Moment (MoM) of a rectangular monopole antenna with parasitic loop elements", Eleventh URSI Commission F Open Symposium on Radio Wave Propagation and Remote Sensing, Rio de Janeiro-RJ, October 2007.
- [8] A. M. Abbosh, and M. E. Bialkowski, "Design of ultrawideband planar monopole antennas of circular and elliptical shape", *IEEE Trans. Ant. Propag.*, vol. 56, n1, pp. 17-23, January 2008.
- [9] I. Makris, D. Manteuffel, R. D. Seager, and J. C. Vardaxoglou, "Modified designs for UWB planar monopole antennas", 2007 Loughborough Antennas and Propagation Conference, pp. 249-252, April 2007.
- [10] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, Ed. New York: Macmillan, 1968.
- [11] Programa disponível na página <http://www.zeland.com/>
- [12] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., New York: John Wiley, 2005.