

# Análise Numérica de uma Antena UWB Monopolio Planar com Cortes nos Cantos

Karlo Q. da Costa e Victor A. Dmitriev

**Resumo**—Este trabalho apresenta uma análise numérica de uma antena monopolo planar retangular com cortes retangulares nos cantos para aplicação em sistemas UWB (*ultrawideband*). Um programa computacional baseado no Método dos Momentos (MoM) foi desenvolvido para os cálculos numéricos, sendo que alguns resultados foram obtidos através do programa IE3D. É mostrado que, dependendo das dimensões dos cortes retangulares, podem-se obter antenas com largura de banda de casamento (coeficiente de reflexão<-10dB) que cobre toda a faixa de freqüências de sistemas UWB.

**Palavras-Chave**—Antenas UWB, antenas monopolo planar, Método dos Momentos (MoM).

**Abstract**—This work presents a numerical analysis of a rectangular planar monopole antenna with rectangular cuts at the edges for ultrawideband (UWB) applications. A computational code based on Method of Moments (MoM) was developed for numerical calculations. The software IE3D was also used for some calculations. It is shown that, depending on the dimensions of the rectangular cuts, one can obtain an antenna with an input impedance matching (reflection coefficient<-10dB) that cover all the frequency bandwidth of UWB systems.

**Keywords**—UWB antennas, planar monopole antennas, Method of Moments (MoM).

## I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de rádio UWB são caracterizados por transmitirem pulsos extremamente curtos na ordem de nanosegundos. No domínio da freqüência, estes pulsos ocupam uma faixa de 3,1-10,6 GHz. As principais aplicações destes sistemas são em comunicação, radar, geração de imagem e localização [1]-[2].

As antenas monopolo planar são comumente utilizadas em sistemas UWB, e se caracterizam por serem estruturas relativamente simples e de fácil fabricação. Alguns tipos convencionais de antenas planar possuem geometrias retangular, triangular e circular [3]. O monopolo planar retangular convencional possui geralmente largura de banda de casamento máxima em torno de 80%, a qual depende das dimensões da altura e largura da antena [4].

Karlo Q. da Costa e Victor A. Dmitriev, Faculdade de Engenharia de Tucuruí – FET, Universidade Federal do Pará, Tucuruí/PA, Brasil, e-mails: karlo@ufpa.br, victor@ufpa.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq - Brasil.

Algumas técnicas disponíveis na literatura têm sido utilizadas para aumentar a largura de banda de antenas monopolo planar [5]-[10]. 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 uma antena simples e de fácil fabricação que opera em toda a faixa de aplicação dos sistemas UWB. A antena proposta consiste de um monopolo planar retangular com cortes retangulares nos cantos da placa metálica. As dimensões destes cortes foram otimizadas para aumentar a largura de banda da antena. Um programa computacional baseado no Método dos Momentos (MoM) foi desenvolvido para análise da antena. Alguns cálculos foram também obtidos pelo programa IE3D.

## II. GEOMETRIA DA ANTENA

A Fig. 1 mostra a geometria da antena analisada. Nesta figura,  $L$  é a largura e  $H+W$  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 cabo coaxial. As dimensões dos cortes retangulares nos cantos da antena são  $w_1-w_6$ . Observa-se que a geometria desta antena é simétrica em relação ao ponto de alimentação ( $x=L/2$ ).

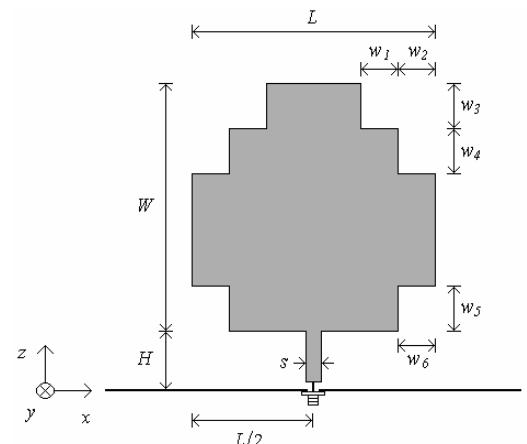


Fig. 1. Geometria da antena monopolo planar retangular com cortes.

### III. MODELAGEM MATEMÁTICA POR MoM

#### A. Equação Integral do Campo Elétrico

A modelagem matemática da antena da Fig. 1 foi realizada através das equações dos potenciais eletromagnéticos no domínio da freqüência, sendo a variação temporal da forma  $\exp(j\omega t)$  [10]. A seguinte equação integral foi utilizada

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

onde  $\bar{E}_r$  (V/m) é o campo elétrico radiado devido a densidade de corrente  $\bar{J}$  (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,  $k=\alpha(\mu_0\epsilon_0)^{1/2}$ ,  $\omega$  a freqüência angular (rad/s),  $\mu_0$  e  $\epsilon_0$  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.

#### B. Solução Numérica pelo MoM

Para explicação da solução numérica pelo MoM apresentada aqui, a Fig. 2, para o caso do monopolo planar, é utilizada como referência.

O problema eletromagnético a ser resolvido consiste em determinar a distribuição de corrente  $\bar{J}$  na antena em (1), quando um determinado campo elétrico incide na antena  $\bar{E}_i$ . Os condutores da antena são considerados sem perdas, desta forma tem-se a seguinte condição de contorno em  $S$  ( $\bar{E}_r + \bar{E}_i \cdot \bar{a}_t = 0$ , onde  $\bar{a}_t$  é um vetor unitário tangencial a  $S$ ). O primeiro passo para resolver este problema por MoM [11] consiste em fazer as seguintes aproximações

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

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

onde

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

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

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

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

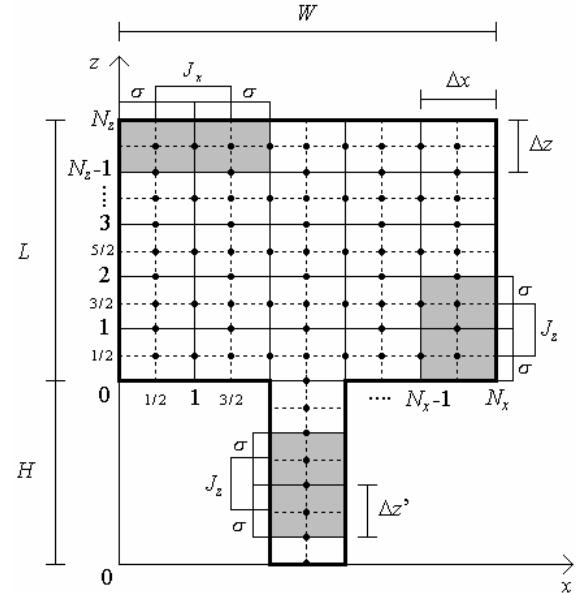


Fig. 2. Malha de discretização genérica de uma antena monopolo planar.

A Fig. 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  $\Delta l_I$  que conecta os pontos  $P_I^-$  e  $P_I^+$  de um elemento de corrente genérico  $J$ , a seguinte equação é obtida

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

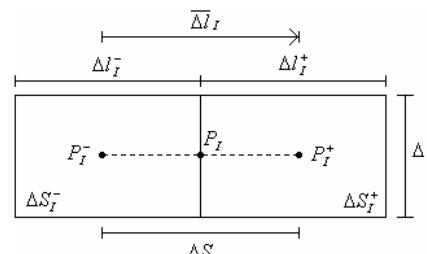


Fig. 3. Geometria de um elemento de corrente genérico da malha da Fig. 2.

onde  $N_I=(N_x-1)\times(N_z)+(N_z-1)\times(N_x)+N_h$  é o número total das constantes desconhecidas  $J_I$ . Estas constantes da densidade de corrente podem ser  $J_{xn,m}$  ou  $J_{zn,m}$ . As funções  $\Phi$  são

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

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

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

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

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

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

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

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

O lado esquerdo de (7) significa uma tensão  $\Delta V$  aplicada entre os pontos  $P_J^-$  e  $P_J^+$ . Quando (7) é calculada para  $J=1, 2, \dots, N_t$ , um sistema linear de ordem  $N_t$  é obtido. A solução deste sistema para um dado campo de excitação  $\bar{E}$ , 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).

#### IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

A análise numérica da antena da Fig. 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 dos cortes retangulares ( $w_1-w_6$ ) e mantendo fixas as outras dimensões da antena em  $L=25mm$ ,  $W=18mm$ ,  $H=1,25mm$  e  $s=2mm$ . A partir dos resultados destas simulações, observou-se que as dimensões dos cortes retangulares que apresentaram melhores resultados são  $w_1=w_2=w_6=3mm$  e  $w_3=w_4=w_5=4mm$ . Os resultados a seguir são relativos a estas dimensões otimizadas.

Para efeito de comparação e verificação dos resultados obtidos, são apresentados também nesta seção os resultados

da antena monopolo planar retangular convencional com as mesmas dimensões da antena com cortes, ou seja, com as dimensões  $L=25mm$ ,  $W=18mm$ ,  $H=1,25mm$  e  $s=2mm$ .

Alguns resultados apresentados a seguir foram também calculados pelo programa comercial IE3D [12].

Em todas as simulações realizadas com o programa desenvolvido, foi utilizada uma discretização com células quadradas de  $\Delta z=\Delta x=1mm$ . Neste caso, a antena com cortes apresentou  $N_t=669$ , e a antena convencional retangular  $N_t=861$ . Já nas simulações realizadas com o IE3D, utilizou-se um critério de convergência de  $\lambda/20$  em  $F=15GHz$ , onde  $\lambda$  é o comprimento de onda.

##### A. Impedância de Entrada e Coeficiente de Reflexão

As Figs. 4 e 5 mostram, respectivamente, as impedâncias de entrada ( $Z_{ent}=R+jX$ ) das antenas monopolo planar retangular e com cortes.

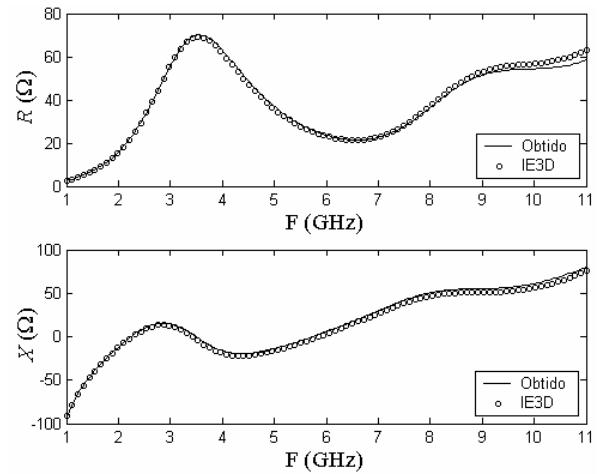


Fig. 4. Impedância da antena monopolo planar retangular convencional.

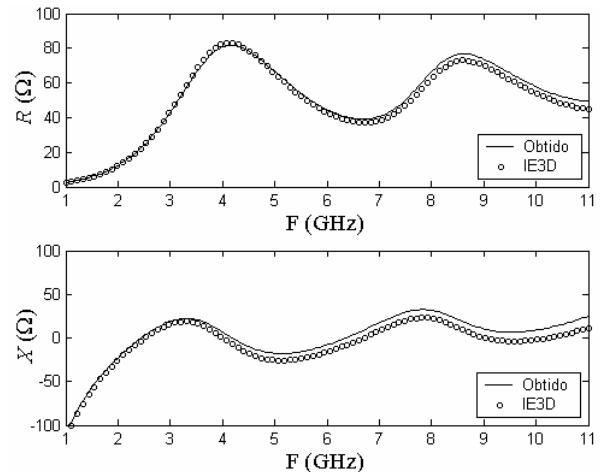


Fig. 5. Impedância da antena monopolo planar com cortes nos cantos.

A partir destas figuras, já se pode observar a principal diferença entre as duas antenas. Na região próxima da primeira freqüência de ressonância ( $F=3,5GHz$ ), as antenas possuem comportamento parecido, já em freqüências

superiores, as impedâncias são bem diferentes. Isto quer dizer que os cortes retangulares influenciam mais na freqüência de ressonância do segundo modo do que na freqüência do primeiro modo da estrutura original retangular, ou seja, a freqüência de ressonância do modo fundamental apresenta pouca variação com ou sem os cortes na antena.

Este resultado será comentado novamente na Seção C que contém os resultados da distribuição de corrente superficial das duas antenas nos dois modos ressonantes.

A Fig. 6 mostra os coeficientes de reflexão das antenas convencional (monopolô retangular) e modificada (monopolô com cortes nos cantos). Este parâmetro foi calculado da seguinte forma  $|\Gamma| = \text{abs}((Z_{\text{ent}} - Z_0)/(Z_{\text{ent}} + Z_0))$ , onde  $Z_{\text{ent}}$  é a impedância de entrada das antenas das Fig. 3 e 4, e  $Z_0 = 50\Omega$  é a impedância da linha de alimentação do cabo coaxial.

Desta figura observa-se que a antena convencional possui uma largura de banda de aproximadamente 80%, a qual não cobre toda a faixa do sistema UWB. Já a antena modificada possui casamento de impedância ( $|\Gamma| < -10\text{dB}$ ) em toda a faixa de freqüências do sistema UWB de 3,1-10,6 GHz.

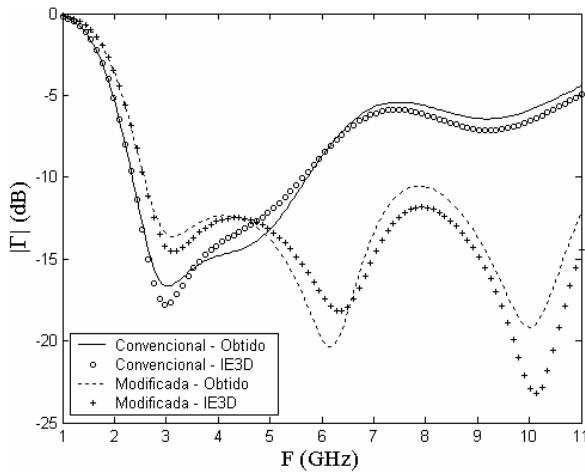


Fig. 6. Coeficiente de reflexão das antenas convencional e modificada.

### B. Distribuição de Corrente

As Figs. 7 e 8 mostram, respectivamente, a distribuição da densidade de corrente superficial nas antenas convencional e modificada em duas freqüências. Estas correntes foram calculadas pelo programa desenvolvido. A primeira freqüência nestas figuras corresponde à distribuição do modo fundamental, com o comprimento das antenas aproximadamente  $L = \lambda/2$ . A segunda freqüência corresponde ao segundo modo, onde tem-se, aproximadamente,  $L = \lambda$ .

Da Fig. 8(b) observa-se que o caminho percorrido pela corrente nas partes inferior e superior, é maior que aquele percorrido pela corrente na Fig. 7(b). Maior caminho percorrido pela corrente, significa maior comprimento de onda, e menor freqüência de ressonância. É devido a isto que a antena modificada da Fig. 8 possui a freqüência de ressonância do segundo modo ( $F=8\text{GHz}$ ) menor que aquela da antena convencional ( $F=9\text{GHz}$ ).

Em resumo, isto quer dizer que os cortes retangulares da antena modificada contribuem para uma aproximação do segundo com o primeiro modo. Isto pode ser observado comparando as Figs. 4 e 5. Esta aproximação dos modos contribui para uma impedância de entrada mais plana (Fig.5), e, consequentemente, uma maior largura de banda.

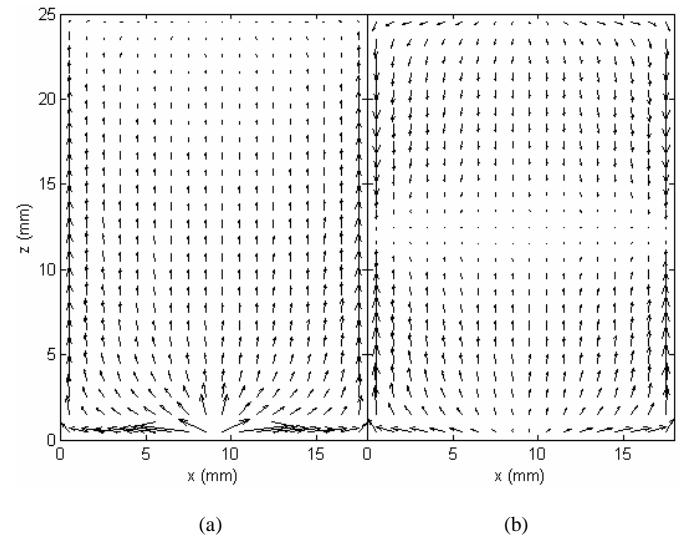


Fig. 7. Distribuição da densidade de corrente superficial da antena convencional. (a)  $F=3,5\text{GHz}$ . (b)  $F=9\text{GHz}$ .

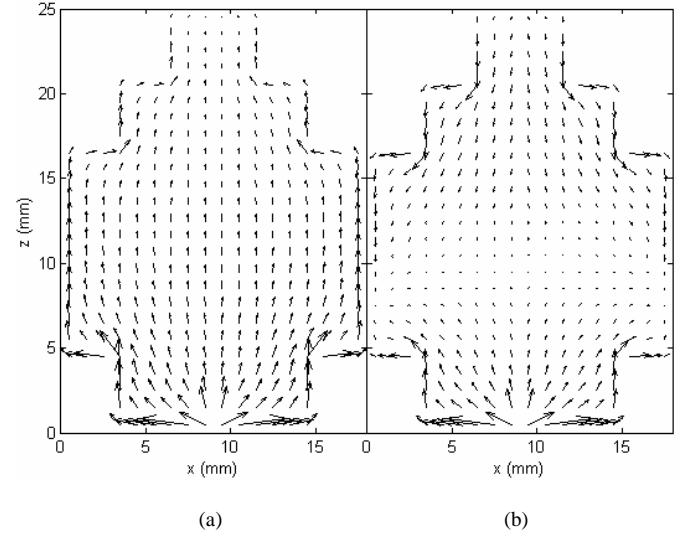


Fig. 8. Distribuição da densidade de corrente superficial da antena modificada. (a)  $F=4\text{GHz}$ . (b)  $F=8\text{GHz}$ .

### C. Diagramas de Radiação

As Figs. 9-10 mostram, respectivamente os diagramas de radiação da antena modificada com cortes nos cantos (Fig. 1) para as freqüências  $F=2,5; 5; 7,5$  e  $10\text{GHz}$ . 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 freqüências, visto que nos dois cálculos o método numérico utilizado é o mesmo (MoM).

Estas figuras apresentam os diagramas nos planos  $xz$  e  $yz$ .

Os diagramas no plano horizontal são praticamente omnidirecionais em toda a faixa de freqüência de 3,1-10,6 GHz, ou seja, esta antena radia igualmente em todas as direções laterais, semelhante ao comportamento da antena monopolo planar retangular convencional, e não radia na direção normal ao plano de terra.

Destes resultados, nota-se que em baixas freqüências esta antena radia máximo na direção horizontal ( $\theta_{max}=90^\circ$ ) (Figs. 9-10), e em altas freqüências, este máximo é um pouco mais elevado em relação ao plano xy ( $\theta_{max}\approx60^\circ$ ) (Figs. 11-12).

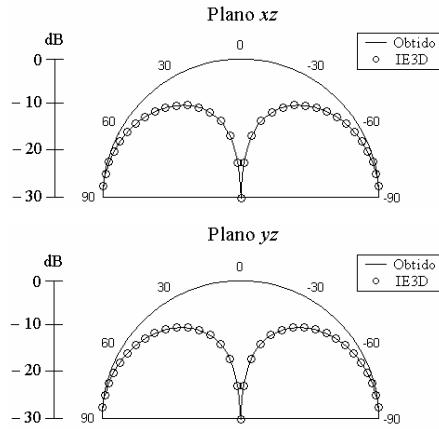


Fig. 9. Diagramas de radiação da antena modificada em F=2,5GHz.

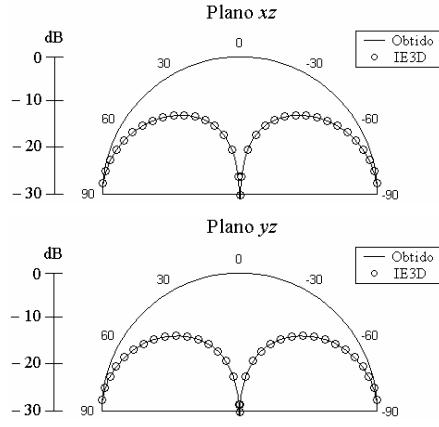


Fig. 10. Diagramas de radiação da antena modificada em F=5GHz.

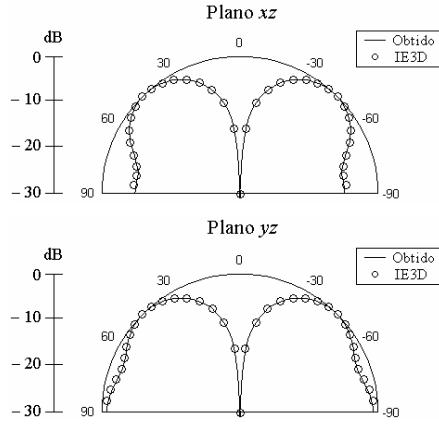


Fig. 11. Diagramas de radiação da antena modificada em F=7,5GHz.

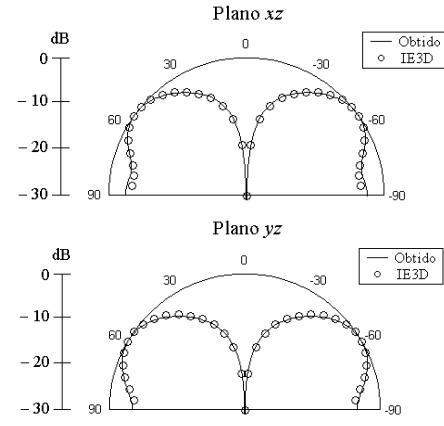


Fig. 12. Diagramas de radiação da antena modificada em F=10GHz.

## V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma antena simples e de fácil fabricação que possui bom casamento de impedâncias ( $|\Gamma|<10\text{dB}$ ) e diagramas omnidirecionais em toda a faixa de aplicação de sistemas UWB. A antena consiste de um monopolo planar retangular com cortes nos cantos da antena, onde as dimensões destes cortes foram otimizadas para melhorar o casamento de entrada. A análise da antena foi feita por meio de um programa desenvolvido, baseado no Método dos Momentos (MoM). Alguns resultados foram também calculados pelo programa comercial IE3D. Os resultados obtidos pelos dois programas apresentaram boa concordância.

## REFERÊNCIAS

- [1] H. Schantz, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*, Ed. Boston: Artech House, 2005.
- [2] R. Aiello, A. Batra, *Ultra Wideband Systems: Technologies and Applications*, Ed. Oxford: Elsevier, 2006.
- [3] Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, *Broadband Planar Antennas: Design and Applications*, Ed. 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.*, v. 55, n12, pp. 3391-3397, June 2006.
- [6] D. Valderas, J. Legarda, I. Gutiérrez, and J. I. Sancho, "Design of UWB folded-plate monopole antennas based on TLM," *IEEE Trans. Ant. Propag.*, v. 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.*, v. 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] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3nd ed., Ed. New York: John Wiley, 2005.
- [11] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Method*, Ed. New York: Macmillan, 1968.
- [12] Programa disponível na página <http://www.zeland.com/>