

# Otimizações da largura de banda e do tamanho de antena microfita banda larga de formato E utilizando o método de FDTD

A. C. O. Pedra<sup>1,2</sup>, G. Bulla<sup>1</sup>, P. Serafini<sup>1</sup>, C. R. Fernández<sup>1,3</sup>, G. Monser<sup>1</sup> e A. A. A. de Salles<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul – UFRGS, Av. Osvaldo Aranha, 103, Porto Alegre, RS, Brasil

<sup>2</sup>Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial – SENAI-RS, Av. Assis Brasil, 18.450, Porto Alegre, RS, Brasil

<sup>3</sup>Centro Federal de Educação Tecnológica - Pelotas – CEFET-RS, Praça Vinte de Setembro, 455, Pelotas, RS, Brasil

**Resumo - Otimizações de largura de banda e de tamanho de antena banda larga com formato E em microfita, de simples camada e alimentada por coaxial, são realizadas utilizando o método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). O método FDTD simula estruturas no domínio do tempo utilizando as equações rotacionais de Maxwell. A otimização é realizada utilizando alimentação capacitiva e pinos em curto. A técnica com alimentação capacitiva permite a obtenção de largura de banda de 30% e o uso de pino a redução de 60% na área, sem alteração considerável da faixa de frequências. Simulações e medidas em antenas são apresentadas.**

**Palavras-chave – Antena de banda larga, antena de formato E, otimização de largura de banda.**

## I. INTRODUÇÃO

Tem aumentado a demanda por antenas planares faixa larga de simples camada, em especial para telefonia sem fio, onde o espaço é fator limitante, e WLAN (*Wireless Local Area Network*), fazendo com que surjam novas técnicas de diminuição de área e aumento de largura de banda, em adição às usuais de acréscimos na espessura e permissividade do substrato dielétrico [1-4].

Os métodos tradicionais de análise de antenas de microfita são o dos Momentos (MoM), de Elementos Finitos (FEM), de Segmentação (SM), de Matriz de Linha de Transmissão (TLM) e de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). Foi realizado anteriormente pelos autores análise da antena E comparando o desempenho dos métodos de Segmentação e FDTD [5]. Nesse trabalho também foi sugerida uma rotina inicial de projeto da antena.

No corrente trabalho é usado o método de FDTD, que fornece solução direta das equações de Maxwell, convertendo equações contínuas para a forma discreta [6]. Por meios computacionais, resolve-se a formulação discreta.

Dentre as técnicas de otimização de largura de banda, o carregamento reativo de estruturas planares com fendas tem sido bastante utilizado, pois propicia antenas menores e de mais fácil construção. A restrição é em relação às dimensões das fendas, pois, se maiores, tendem a diminuir a largura de banda. Fendas são feitas na estrutura, gerando novos modos de ressonância ao alterar a distribuição de correntes na antena. É o que ocorre com a antena aqui utilizada, de formato E, onde se verificam larguras de banda maiores que 20% quando a estrutura planar é projetada adequadamente. O formato E de uma camada foi escolhido por se

tratar da mais simples antena banda larga que utiliza fendas para aumentar a faixa de frequências [7-10].

Neste trabalho são apresentadas simulações e medidas em antenas de formato E usando alimentação capacitiva e pinos como curtos entre o elemento irradiador e o plano de terra, visando respectivamente a aumentar a largura de banda e diminuir as dimensões da antena. Alimentação capacitiva já foi investigada para antena microfita de simples camada com ressonância em frequência única [11-14]. Na experimentação com pinos utilizou-se também a antena E cortada pela metade, devido à simetria existente na distribuição das correntes.

O que se pretende é verificar a eficácia dessas técnicas, pois geram complexidades adicionais de simulação e deficiências na irradiação da onda eletromagnética, a exemplo de excessiva polarização cruzada e alteração de impedância no caso de utilização de pinos e existência de assimetria física na forma da antena.

Quatro protótipos de antenas foram confeccionados e medidas suas perdas de retorno (ou  $S_{11}$ ). A espessura  $h$  do substrato é a mesma e o dielétrico é o ar em todas as antenas simuladas e medidas. Diagramas de campo distante simulados são apresentados para análises de irradiação e o comportamento da polarização. O analisador de espectro FSH3, da Rohde & Schwarz, foi usado nas medidas de perdas de retorno.

## II. ANTENAS DE BANDA LARGA

Em geral a antena é uma estrutura ressonante e sua impedância de entrada varia muito com a frequência. Se a antena puder ser casada em determinada faixa de frequências, a faixa obtida é denominada largura de banda da antena (BW). Essa largura de banda é definida em função do valor da perda de retorno (ou  $S_{11}$ ) ou da taxa de onda estacionária (VSWR). Os valores típicos utilizados nas medidas são  $VSWR < 2$  ou  $|S_{11}| < -10\text{dB}$ . A BW é também inversamente proporcional ao fator de qualidade (Q) da antena [15]. A largura de banda é expressa por

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (1)$$

O fator de qualidade mínimo  $Q_{\min}$  é dado por

$$Q_{\min} = \frac{1 + 3(k_0 R)^2}{(k_0 R)^3 [1 + (k_0 R)^2]} \quad (2)$$

onde o valor de  $Q_{\min}$  garante eficiência de 100% na radiação. No caso,  $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  e  $R$  é o raio da menor esfera que envolve a

antena. O volume da antenna é proporcional à largura de banda para determinado  $\lambda_0$ .

As técnicas de aumento de banda e redução de dimensões empregam normalmente, de forma combinada ou não, substratos de constante dielétrica elevada, maior espessura do substrato, antenas com formas modificadas e uso de curtos com placas ou pinos. O uso de elevada constante dielétrica é o mais usual para redução de tamanho, com desvantagens de baixa eficiência e banda reduzida [16]. Usando antenas de uma camada, modificações nas formas básicas, normalmente com fendas ou cortes, permitem a obtenção de larguras de banda relativas de 15 a 30%. A técnica de utilização de pinos tem se revelado eficiente, permitindo considerável redução nas dimensões das antenas.

### III. ANTENA PLANAR DE FORMATO E

A geometria da antenna de formato E é mostrada na Fig.1. As dimensões externas são representadas pelo comprimento  $L$  e largura  $W$ ; as internas por  $L_s$  e  $W_s$ . Além dessas dimensões, tem-se a posição das fendas em relação ao eixo central, dada por  $P_s$ , bem como a espessura  $h$  do substrato da antenna e a posição de alimentação  $Y_o$ , esta em relação à borda com fendas.

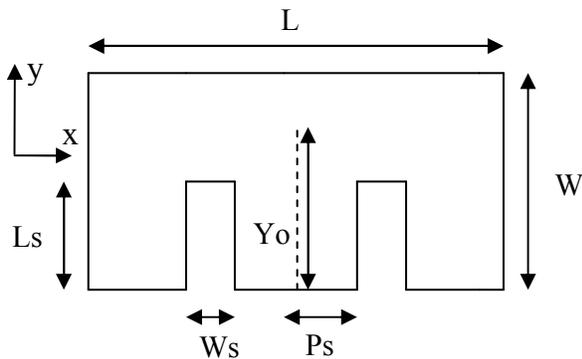


Fig. 1 – Geometria da antenna de formato E (vista superior).

### IV. ALIMENTAÇÃO CAPACITIVA

A antenna de microfita pode ser excitada diretamente por cabo (prova) coaxial ou por linha de microfita. Pode também ser alimentada indiretamente usando acoplamentos por

abertura, ou eletromagnético, e também por linhas coplanares. Nesses casos não há contato metálico direto entre a linha de alimentação e o elemento irradiador [17]. A técnica de alimentação influencia a impedância de entrada e outros parâmetros da antenna. A geometria da antenna com alimentação capacitiva é mostrada na Fig. 2.

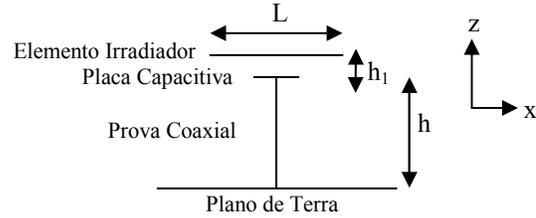


Fig. 2 – Geometria da alimentação capacitiva (vista frontal da antenna E).

A alimentação mais comum, por cabo coaxial, facilita o deslocamento da prova coaxial para qualquer posição do elemento irradiador, permitindo a busca por melhor casamento de impedância. As desvantagens são os valores da reatância indutiva e nível de onda de superfície apresentados, que respectivamente dificulta o casamento de impedância e diminui a eficiência de irradiação. Duas soluções são possíveis para minimizar as desvantagens: a primeira é o uso de estrutura externa de casamento de impedância mais elaborada; a segunda, a compensação da indutância, que pode ser obtida diminuindo a altura da antenna ou aumentando o diâmetro da prova coaxial ou alimentando capacitivamente a antenna, conforme realizado neste trabalho.

Em antenas de banda larga, a alimentação capacitiva compensa a indutância da prova coaxial, de forma que o valor final da reatância do sistema oscile ao redor de zero na faixa de frequências de operação. O ideal seria reatância final nula em toda a faixa.

As reatâncias indutiva  $X_L$  e capacitiva  $X_C$  [17] de estrutura de alimentação sem placa capacitiva são dadas por

$$X_L = \frac{120\pi h}{\lambda_0} \left[ \ln\left(\frac{2\lambda_0}{\pi d}\right) - 0.577 \right] \quad (3)$$

$$X_C = -\frac{1}{\omega C} = -\frac{h}{\omega \epsilon S_e} \quad (4)$$

onde  $d$  é o diâmetro da prova coaxial e  $S_e$  a área efetiva do elemento irradiador. A reatância  $X_C$  é devida à capacitância que existe entre o elemento irradiador e o plano de terra.

A estrutura de alimentação com placa capacitiva [14] usada neste trabalho é modelada como representado na Fig.3, onde também são mostradas a indutância e a impedância pertinentes.

No caso,  $C1$  modela a capacitância entre o sistema condutor externo do coaxial-plano de terra e o sistema prova coaxial-placa capacitiva;  $L1$ , a indutância do sistema prova

coaxial-placa capacitiva; C2, a capacitância entre o plano de terra e a placa usada na alimentação capacitiva; e C3 modela a capacitância entre a placa capacitiva e o elemento irradiador.

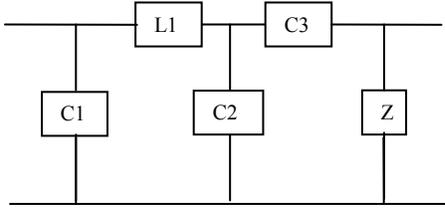


Fig. 3 – Estrutura equivalente de alimentação que utiliza prova coaxial e placa capacitiva.

O parâmetro Z é modelado como a impedância  $Z1-jwL2$ , onde Z1 é a impedância calculada sem a placa capacitiva e  $L2 = \frac{d_1\mu}{2\pi}(-\ln(ka))$ , sendo a o raio da prova coaxial e  $d_1$  a espessura da placa utilizada na alimentação capacitiva. Experimentos e expressões analíticas para estimação de Z, L1, C1, C2 e C3 constam de outras publicações [13] [14].

#### V. TÉCNICA USANDO PINOS

As perturbações provocadas nas correntes da antenna decorrentes do uso de pinos em curto têm natureza complexa e não podem ser descritas simplesmente. Contudo em alguns casos o efeito na impedância de entrada pode ser modelado como o de uma linha de transmissão com parâmetros distribuídos. Quando instalados em posições adequadas, pinos em curtos propiciam a minimização das dimensões das antenas. Essas posições dependem dos modos ressonantes existentes e o usual é colocá-los em pontos do elemento irradiador onde o campo elétrico já apresenta nulos, o que não caracterizaria carregamento da antenna. Em outra situação, quando se deseja a antenna operando com um único modo dominante, os pinos podem ser postos em posições onde os modos de ordem mais alta apresentam linhas de campo elétrico com máximos, o que provoca a supressão desses modos mais elevados.

O pino, quando modelado como uma linha de transmissão de comprimento  $h$  (ou espessura do dielétrico), apresenta L, C, R e G distribuídos. Os valores de R e  $1/G$  são baixos e não considerados. A indutância série L, ou auto-indutância do pino, e a capacitância paralela C dependem do diâmetro  $a$  do pino, da permissividade  $\epsilon$  e permeabilidade  $\mu$  do dielétrico, bem como da separação  $d$  entre os pinos.

Nesse caso, L e C são expressos por [18]

$$L = \left( \frac{h\mu}{\pi} \right) \cosh^{-1} \left( \frac{d}{2a} \right) \quad (5)$$

$$C = (h\pi\epsilon) / \cosh^{-1} \left( \frac{d}{2a} \right) \quad (6)$$

De forma geral, L e C aumentam com a espessura  $h$  do dielétrico  $\epsilon$ , dependendo dos valores de L e C, a antenna apresenta reatância resultante indutiva ou capacitiva. Valores indutivos de reatância tendem a baixar a frequência de ressonância e capacitivos a elevá-la. A redução do tamanho é máxima quando se utiliza um único pino. O emprego de pinos em antenas está descrito em outros trabalhos [18-22].

#### VI. RESULTADOS SIMULADOS E MEDIDOS

##### A. Antena E de referência, sem pino

A Fig. 1 mostra a geometria da antenna. Os gráficos de simulação e medidas de  $S_{11}$  são apresentados na Fig. 4. As dimensões são  $L=70\text{mm}$ ,  $W=45\text{mm}$ ,  $P_s=7\text{mm}$ ,  $L_s=34\text{mm}$ ,  $W_s=4\text{mm}$ ,  $Y_o=8\text{mm}$  e  $h=10\text{mm}$ , com  $\epsilon_r=1$  (ar). A banda relativa simulada é 24% e a medida 22%. A largura de banda absoluta medida é 560 MHz e a simulada 600 MHz.

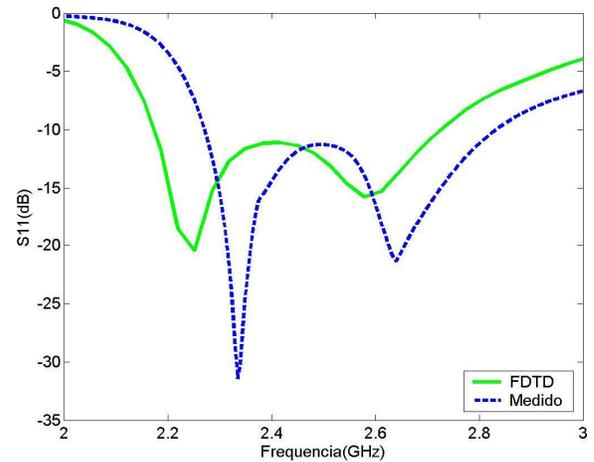


Fig. 4 – Valores simulados e medidos da perda de retorno para a antenna E sem pino (de referência).

##### B. Antena E com alimentação capacitiva, sem pino

Expressões analíticas são usadas para estimar valores iniciais da impedância de entrada [14]. Após várias simulações, verificou-se experimentalmente que as áreas das placas capacitivas com melhores resultados situavam-se na faixa de 25 a 64  $\text{mm}^2$ . Isto tem validade para a antenna E com altura da ordem de 10 a 12 mm e separação  $h_1$  de 1 a 3 mm, em conformidade com a geometria da Fig. 2.

O seguinte procedimento é proposto para determinar a área da placa capacitiva utilizada na alimentação da antenna: 1) projetar a antenna sem a alimentação capacitiva; 2) escolher valor de  $h_1$  na faixa de 1 a 3mm. Valor baixo de  $h_1$  resulta em menor área da placa capacitiva, mas dificulta a construção do protótipo; 3) verificar que valor da área da placa resulta em valores da reatância de entrada da antenna mais próximos de

zero. Isto é obtido utilizando simulações onde se observa graficamente o comportamento da reatância na faixa de frequências desejada.

A primeira simulação, e que propiciou a melhor resposta de banda, foi com a antena de dimensões  $L=70\text{mm}$ ,  $W=45\text{mm}$ ,  $P_s=$  mm,  $L_s=13\text{mm}$ ,  $W_s=5\text{mm}$ ,  $h=10\text{mm}$  e  $h_1=1\text{mm}$ , tendo  $\epsilon_r=1$  (ar). A alimentação posicionou-se à 7mm da borda sem fendas. A área da placa capacitiva foi de  $36\text{mm}^2$ . A banda relativa simulada foi de 32%. A prova coaxial utilizada tem o diâmetro de 1mm. A largura de banda simulada foi da ordem de 800 MHz (Fig. 5).

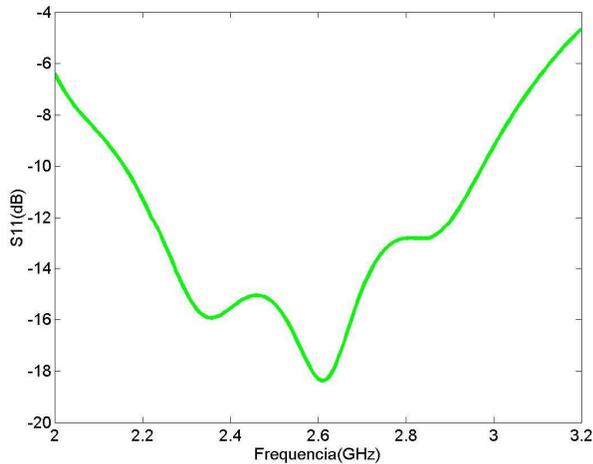


Fig. 5 – Valores simulados da perda de retorno para a antena com alimentação capacitiva sem pino ( $h_1=1$  mm).

A segunda simulação, agora com a construção de um protótipo para posterior medida, apresentou largura de banda relativa de 28% na simulação e 26% na medida. As dimensões utilizadas foram  $L=70\text{mm}$ ,  $W=45\text{mm}$ ,  $P_s=7\text{mm}$ ,  $L_s=13\text{mm}$ ,  $W_s=5$  mm,  $h=10\text{mm}$  e  $h_1=3\text{mm}$ , com  $\epsilon_r=1$  (ar). A alimentação posicionou-se à 8mm da borda sem fendas. A área da placa capacitiva foi de  $64\text{mm}^2$ . A prova coaxial utilizada tem o diâmetro de 1mm. As larguras de banda simulada e medida foram respectivamente 700 MHz e 650 MHz (Fig. 6).

### C. Antena E de dimensões reduzidas, com pino

Neste caso, as dimensões da antena são  $L=50\text{mm}$ ,  $W=40\text{mm}$ ,  $P_s=4$  mm,  $L_s=33\text{mm}$ ,  $W_s=11\text{mm}$ ,  $Y_o=10\text{mm}$  e  $h=10\text{mm}$ , com  $\epsilon_r=1$  (ar). O pino foi colocado no eixo central paralelo à largura  $W$ , com diâmetro de 1mm. A banda relativa obtida foi 20% na simulação e 16% na medida. As larguras de banda simulada e medida foram respectivamente 600 MHz e 450 MHz. Os diâmetros da prova coaxial e do pino têm ambos 1mm. O pino, sobre o eixo central paralelo à dimensão  $W$ , foi posicionado à distância de 13mm da borda sem fendas. A frequência inferior elevou-se cerca de 10% em relação à correspondente frequência da antena E de referência, devido à reatância do pino. A área foi reduzida de

37% em relação à antena de referência. Os resultados são mostrados na Fig. 7.

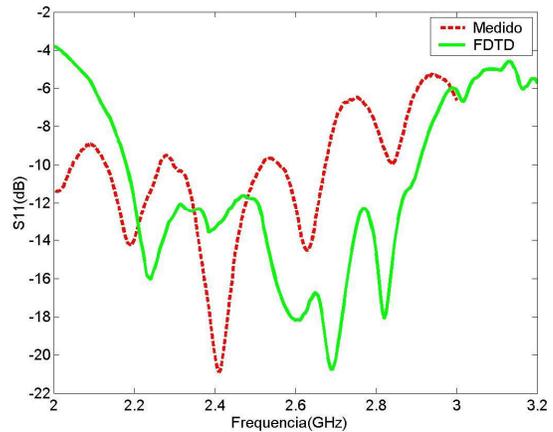


Fig. 6 – Valores simulados e medidos da perda de retorno para a antena com alimentação capacitiva sem pino ( $h_1=3\text{mm}$ ).

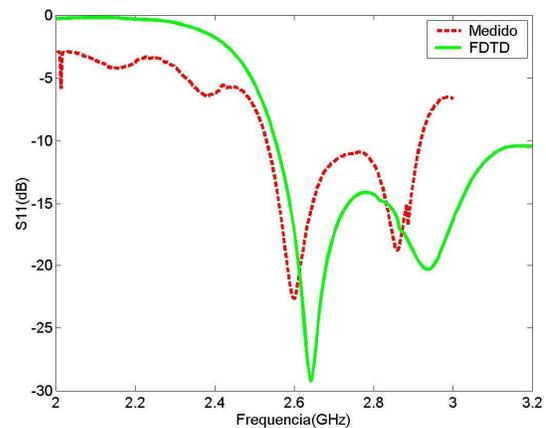


Fig.7 - Valores simulados e medidos da perda de retorno para a antena, com pino, menor que a metade da antena E de referência.

### D. Antena, com pino, de dimensões do irradiador menores que a metade da antena E de referência.

Devido à simetria da distribuição de corrente na antena E, quando sua metade é removida não há alteração substancial do comportamento ressonante. A antena E de referência foi cortada pela metade paralelo à largura  $W$  e teve diminuídas suas dimensões  $W$  de 45 para 40mm e  $L$  de 70 para 30mm. As dimensões da antena ficaram então  $L=30\text{mm}$ ,  $W=40\text{mm}$ ,  $P_s=3$  mm,  $L_s=31\text{mm}$ ,  $W_s=5\text{mm}$ ,  $Y_o=11\text{mm}$  e  $h=10\text{mm}$ , com  $\epsilon_r=1$  (ar). A alimentação e pino têm diâmetros de 1mm. O pino foi posicionado à 7,5mm do canto superior, sobre a borda sem fenda (Fig. 8). A alimentação está colocada sobre a borda paralela à largura  $W$ . A utilização de um único pino

garante melhor resultado de minimização [19]. Os resultados são mostrados na Fig. 9, onde uma antenna sem pino, de mesmo formato, é usada como referência.

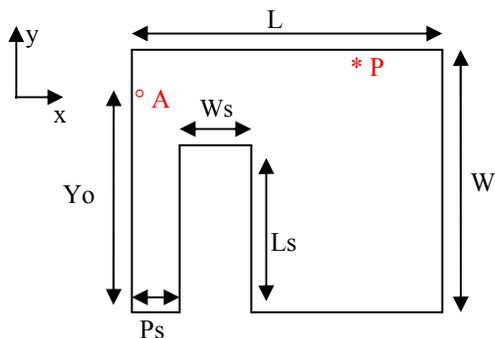


Fig. 8 – Geometria da antena de área menor que a metade da antena E de referência, com indicação dos pontos de alimentação (A) e aplicação do pino (P).

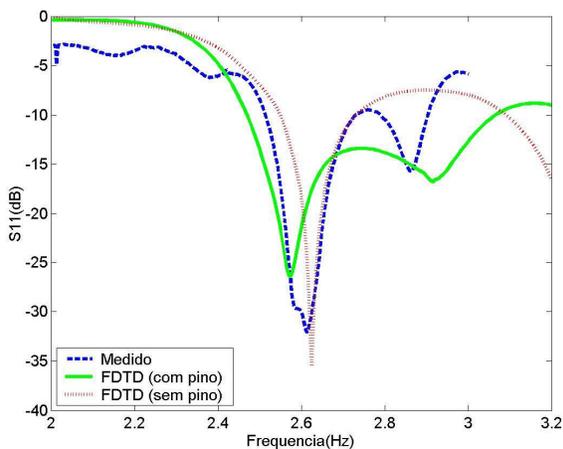


Fig. 9 – Valores simulados e medidos da perda de retorno para a antena, com pino, de área menor que a metade da antena E de referência.

A largura de banda relativa obtida foi 19% na simulação e 15% na medida. Os valores absolutos de largura de banda foram 530 MHz na simulação e 400 MHz na medida. A frequência inferior elevou-se cerca de 10% em relação à correspondente frequência da antena E de referência, devido reatância introduzida pelo pino. A área foi reduzida de 60% em relação à antena de referência.

## VII. Diagramas de campo distante

A seguir são apresentados diagramas com simulações referentes às antenas do item VI anterior, para análise de irradiação e polarização (Fig. 10, 11, 12 e 13, com  $\theta$  no eixo horizontal). As dimensões das quatro antenas são as mesmas utilizadas no item VI. Todos os diagramas foram obtidos utilizando a frequência central da faixa de cada antena. No plano E (zy ou  $\Phi=90$  graus), a componente de copolarização

é  $E_{\theta}$  e a de polarização cruzada  $E_{\phi}$ . No plano H (zx ou  $\Phi=0$  graus), a componente de copolarização é  $E_{\phi}$  e a de polarização cruzada  $E_{\theta}$ .

Excetuando a antena de área menor que a metade da antena E de referência (letra D do item VI), as antenas das letras A, B e C do item VI apresentam níveis de polarização cruzada melhor que 15 dB na direção de maior ganho ( $\theta=0$  graus e ângulos adjacentes). Como é próprio da antena E, devido à assimetria a polarização cruzada é sempre maior no plano H. No caso da antena constante da letra D, a assimetria de forma física e a utilização de pino na borda posterior (ponto P na Fig.8) geram níveis consideráveis de polarização cruzada.

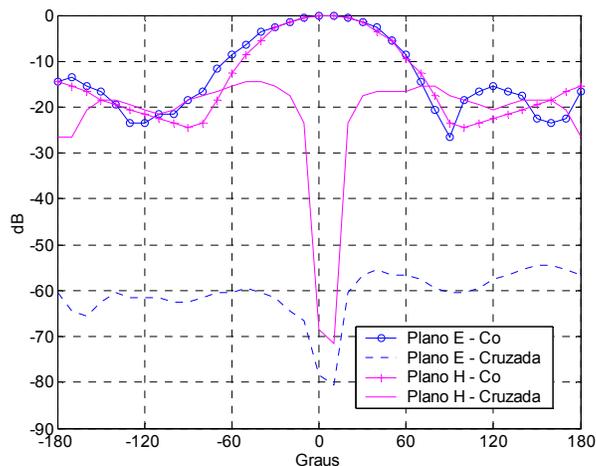


Fig. 10 – Diagrama de irradiação computado da antena E de referência, sem pino, nos planos E (zy) e H (zx). A frequência é 2,5 GHz, com ganho de 8.5 dBi. O plano de terra tem dimensões de  $1,5 \lambda$  por  $1,5 \lambda$ .

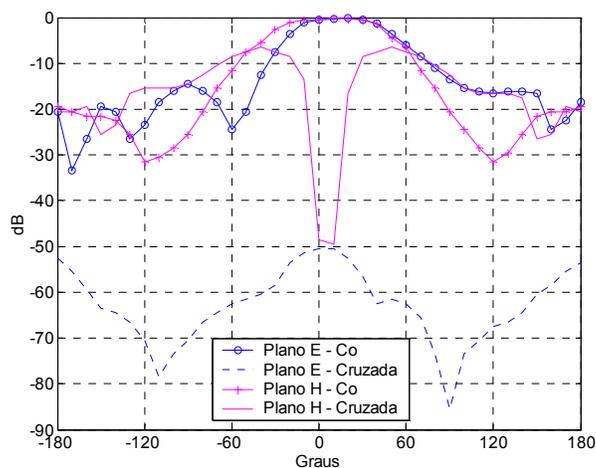


Fig. 11 – Diagrama de irradiação computado da antena E com alimentação capacitiva, sem pino, nos planos E (zy) e H (zx). A frequência é 2,5 GHz, com ganho de 8dBi. O plano de terra tem dimensões de  $1.5 \lambda$  por  $1.5 \lambda$ .

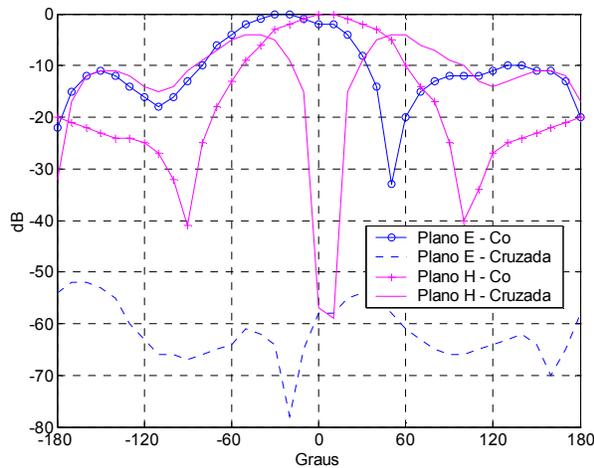


Fig. 12 – Diagrama de irradiação computado da antena E reduzida, com pino, nos planos E (zy) e H (zx). A frequência é 2,7 GHz, com ganho de 8dBi. O plano de terra tem dimensões de  $1 \lambda$  por  $1 \lambda$ .

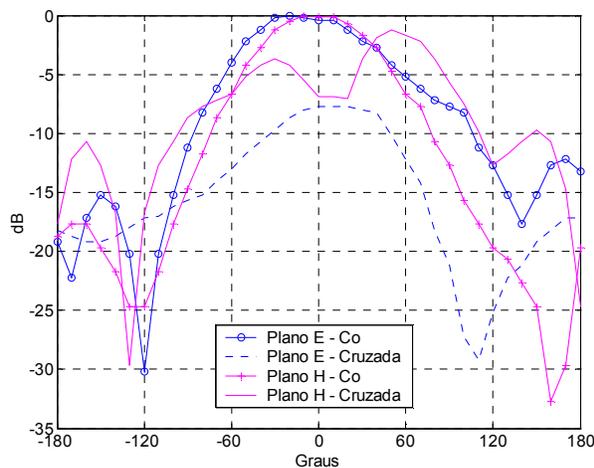


Fig. 13 – Diagrama de irradiação computado da antena E cortada pela metade, com pino, nos planos E (zy) e H (zx). A frequência é 2,7 GHz, com ganho de 5dBi. O plano de terra tem dimensões de  $1 \lambda$  por  $1 \lambda$ .

### VIII. CONCLUSÕES

A alimentação capacitiva mostrou-se eficaz para minimizar o efeito indutivo do prova coaxial e aumentar a largura de banda, obtendo-se valores relativos próximos de 30%.

A utilização de pino em curto mostrou-se eficiente, permitindo a redução do tamanho das antenas sem alterar fundamentalmente a largura de banda e limites de frequência inferior e superior. Foram obtidas larguras de banda da ordem de 15 a 20%, com redução de até 60% da área, considerada em relação à antena E de referência.

A utilização da antena E cortada pela metade e com pino (letra D do item VI) restringe-se às aplicações em que não se exige pureza maior de polarização na transmissão/recepção do sinal. As demais antenas apresentam níveis compatíveis de polarização cruzada nas direções de irradiação de interesse.

### IX. REFERÊNCIAS

- [1] K. L. Virga and Y. Rahmat-Samii, "Low Profile enhanced-bandwidth PIFA Antennas for Wireless Communications packaging", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol 46, pp. 275-283, Feb 1998.
- [2] A. K. Shackelford, K. Lee and K. M. Luk, "Design of Small-Size Wide-Bandwidth Microstrip-Patch Antennas", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol 45, no. 1, February 2003.
- [3] P. Salonen, M. Keskilampi and M. Kivikoski, "Single-Feed Dual-Band Planar Inverted-F Antenna with U-Shaped Slot", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 48, no. 8, August 2000.
- [4] R. B. Waterhouse, "Design and Performance of Small Printed Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 46, no. 11, November 2000.
- [5] A. C. O. Pedra, G. Bulla, G. Monser, P. Serafini, C.R. Fernandez, A.A.A. Salles, "Análise de Antena Microstrip de Banda Larga Utilizando os Métodos de Segmentação e FDTD", MOMAG 2006, Belo Horizonte, Brasil, agosto 2006.
- [6] A. Taflov, Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time-Domain Method. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [7] F. Yang, X. Zhang, X. Ye e Y. R. Samii, "Wide\_Band E-Shaped Patch Antennas for Wireless Communications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 49, no. 7, July 2001.
- [8] E.S. Neves, J.C. Lacava, L. Cividanes, "A dual-band rectangular patch antenna with two pairs of parallel slits", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, Volume 2, 16-21 June 2002, Page(s) 52 – 55.
- [9] B.L Ooi, S. Qin, M.S. Leong, "Novel Design of Broad-Band Stacked Patch Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 50, no. 10, October 2002.
- [10] R. Chair, C.L. Mak, K.F. Lee, K.M. Luk, A.A. Kishk, "Miniature Wide-Band Half U\_Slot and Half E\_Shaped Patch Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 53, no. 8, August 2005.
- [11] B.M. Alarjani, J.S. Dahele, "Feed Reactance of Rectangular Microstrip Patch Antenna with Probe Feed", Electronics Letters, vol 36, no. 5, pp.1597-1599, September 1999.
- [12] G. Mayhew-Ridgers, "Single-Layer Capacitive Feed Microstrip Antenna Element", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 51, no. 6, pp. 1405-1407, Jun 2003.
- [13] G.A.E. Vandebosch, "Study of Capacitively Fed Microstrip Antenna Element", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol 42, no. 12, pp.1648-1652, Dec 1994.
- [14] G.A.E. Vandebosch, "Network Model for Capacitively Fed Microstrip Element", Electronics Letters, vol 35, no. 19, pp.388-390, March 2000.
- [15] Z.N. Chen, M.Y.W. Chia, Broadband Planar Antennas, London, England, John Wiley & Sons, 2006.
- [16] R. A. Sainati, CAD of Microstrip Antennas for Wireless Application. Boston, London, Artech House, 1996.
- [17] G. Kumar, K.P. Ray, Broadband Microstrip Antennas, London, UK, Artech House, 2003.
- [18] M. Sanad, "Effect of Shorting Posts on Short Circuit Microstrip Antennas", Proc. IEEE, Antennas Propag. Symp., pp.794-797, 1994.
- [19] R.B. Waterhouse, "Small Microstrip Patch Antenna", Electronics Letters, vol 31, no. 8, pp.604-605, Abr 1995.
- [20] R.B. Waterhouse, "Printed Antenna suitable for Mobile Communications Handsets", Electronics Letters, vol 33, no. 22, pp.1831-1832, Oct 1997.
- [21] K.L. Wong, W.S. Chen, "Compact Microstrip Antenna with Dual-Frequency Operation", Electronics Letters, vol 33, no.8, pp.646-647, Abr 1997.
- [22] A.K. Shackelford, K.F. Lee, "U-Slot Patch Antenna with Shortings Pin", Printed Antenna suitable for Mobile Communications Handsets", Electronics Letters, vol 37, no. 12, pp.729-730, Jun 2001.