

## CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL DE ANTENAS TIPO PATCH AFILADO

Alfrêdo GOMES NETO (1); Severino André Carvalho SEGUNDO (2)

(1) CEFET-PB/João Pessoa, Avenida 1º de Maio, 720, Jaguaribe, 83-3208-3000, fax: 83-3208-3004, e-mail:

[alfredogomes@ieee.org](mailto:alfredogomes@ieee.org)

(2) CEFET-PB/João Pessoa, e-mail: [afon.brown@gmail.com](mailto:afon.brown@gmail.com)

### RESUMO

Com a evolução e expansão dos sistemas de comunicação, as telecomunicações assumiram um papel importante no desenvolvimento mundial. Neste contexto, o estudo das antenas faz-se necessário na tentativa de otimizar e aumentar a eficiência dos sistemas de telecomunicações, em detrimento das disfunções que podem ocorrer no processo de transmissão e recepção de sinais. Com isso, as antenas de microfita, constituídas de um *patch* metálico depositado sobre um material dielétrico e limitado por um plano condutor, em frequência de microondas, apresentam algumas vantagens como baixo perfil, pequenas dimensões e custo reduzido. Uma das principais limitações desse tipo de antena é sua pequena largura de banda, determinada principalmente pelas dimensões do *patch* metálico, pela constante dielétrica e pela altura do substrato. No projeto destas antenas, um aspecto importante que deve ser considerado é a presença de modos de ordem superior, os quais podem causar efeitos indesejáveis como a redução da eficiência e a degradação do diagrama de radiação e das características de polarização, caso a antena seja projetada para operar em uma largura de banda específica. Portanto, o conhecimento do comportamento dos modos de ordem superior torna-se importante para o projeto de antenas de microfita. Neste trabalho é apresentada a caracterização experimental de antenas tipo *patch* afilado, sendo discutidos os efeitos do afilamento nas frequências de ressonância, suas vantagens e desvantagens. Concluindo, são consideradas possíveis aplicações dos resultados obtidos, principalmente na sintonia das antenas.

**Palavras-chave:** antenas tipo *patch*, microfita, caracterização experimental, microondas, telecomunicações.

## 1. INTRODUÇÃO

Na atualidade, principalmente com a expansão dos sistemas de comunicação sem fio e, mais recentemente, com os sistemas de localização geográfica, as telecomunicações assumiram um papel fundamental para o desenvolvimento global. A cada momento, novas tecnologias são disponibilizadas procurando oferecer um acesso mais fácil, rápido e confiável aos diversos serviços de comunicação, nas suas várias formas, como, por exemplo, rádio, televisão, internet, sistemas telefônicos, especialmente sistemas telefônicos móveis, sistemas Wi-Fi, sistemas Wi-Max, sistemas de segurança e de identificação pessoal, dentre outros. Neste contexto, a antena é um dispositivo importante, cuja evolução tem viabilizado muitas dessas aplicações. A forma da antena, o seu tamanho, a tecnologia utilizada e os tipos de materiais empregados são determinados pelas aplicações.

Em frequências de microondas e ondas milimétricas, antenas de microfita apresentam algumas vantagens, tais como baixo perfil, pequenas dimensões e custo reduzido. Basicamente, esse tipo de antena pode ser visto como sendo constituída por um *patch* metálico depositado sobre um material dielétrico ( $2,2 < \epsilon_r < 12,0$ ) limitado por um plano condutor, [1]-[4], como ilustrado na Fig. 1.

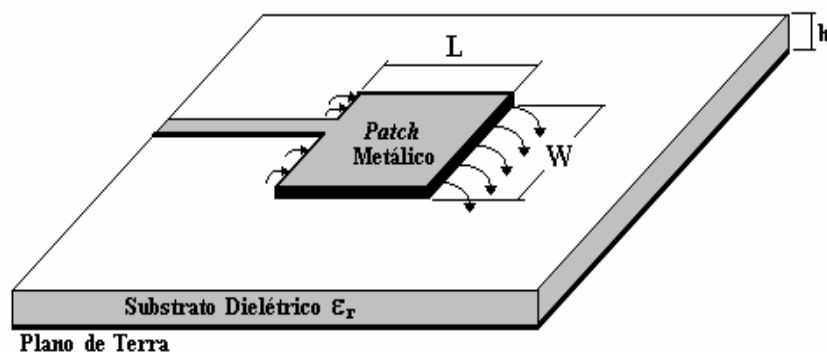


Fig. 1 - Antena do tipo *patch* retangular de microfita.

Usualmente, essas antenas são projetadas para se obter um diagrama de radiação com um máximo na direção normal ao *patch* (*broadside*), embora diagramas de radiação com o máximo na direção tangencial ao *patch* (*endfire*), também possam ser obtidos, dependendo do tipo de alimentação a ser utilizada e do modo de operação. Uma das principais limitações desse tipo de antena é sua pequena largura da banda, determinada principalmente pelas dimensões do *patch* metálico e pela constante dielétrica e altura do substrato. Um outro aspecto importante a ser considerado é a presença de modos de ordem superior.

Se a antena for projetada para operar em uma largura da banda específica, modos de ordem superior podem introduzir efeitos indesejáveis como a redução da eficiência e a degradação do diagrama de radiação e das características de polarização. Por outro lado, em aplicações em que a antena é utilizada em mais de uma faixa de frequências, a operação em modos de ordem superior pode ser interessante. Um tipo de modo de ordem superior que pode estar presente em uma antena de microfita é o modo no dielétrico, *substrate mode*, também denominado modo de superfície, *surface wave mode*. A antena pode acoplar parte da potência do modo de operação a esses modos e como eles não contribuem para o diagrama de radiação primário, constituem um mecanismo de perda significativa [5]. Portanto, o conhecimento do comportamento dos modos de ordem superior, incluindo os modos de superfície, é um aspecto importante a ser considerado no projeto de antenas de microfita.

Recentemente, foi apresentada uma análise do *patch* retangular afilado [6], Fig. 2. Essa análise foi baseada no método dos momentos, em simulações computacionais e em resultados experimentais. Entretanto, a maioria dos resultados trata apenas dos casos em que  $W_2 \leq W_1$ . Neste trabalho é apresentada a caracterização experimental de antenas tipo *patch* afilado, sendo inicialmente considerado um *patch* retangular projetado para uma frequência de ressonância de 2,45GHz e a partir desse, são feitas as variações das dimensões. São discutidos os efeitos do afilamento nas frequências de ressonância, suas vantagens e desvantagens, considerando além dos casos apresentados em [6], casos em que  $W_2 > W_1$ .

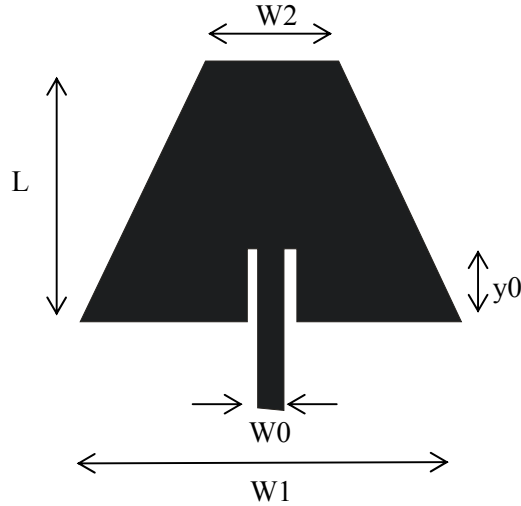


Fig. 2 – Antena tipo *patch* retangular afilado

## 2. FREQUÊNCIAS DE RESSONÂNCIA DE UMA ANTENA TIPO *PATCH*

Uma antena tipo *patch* retangular, Fig. 1, tem sua frequência de ressonância determinada, basicamente, em função dos seguintes fatores: constante dielétrica,  $\epsilon_r$ , altura do substrato,  $h$ , largura,  $W$ , e comprimento,  $L$ . A partir desses parâmetros é estabelecida uma estrutura equivalente, Fig. 3, com a mesma altura do substrato,  $h$ , mas com valores efetivos de constante dielétrica,  $\epsilon_{ref}$ , largura,  $W_{ef}$ , e comprimento,  $L_{ef}$ . Através do modelo da cavidade equivalente dessa estrutura podem ser determinadas as frequências de ressonância utilizando a equação (1) [4], [7]. Como a reentrância  $y_0$  é utilizada apenas para o casamento de impedância, o seu valor não entra no cálculo das frequências de ressonância.

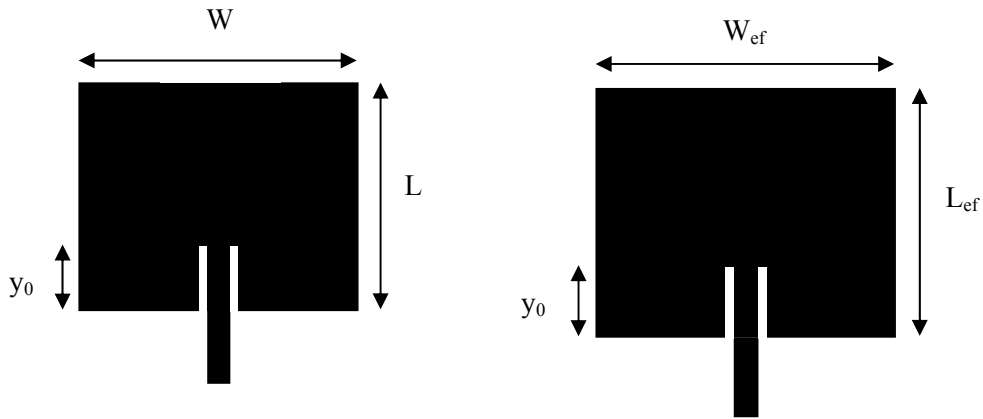


Fig. 3 – Antena tipo *patch* retangular e estrutura equivalente

$$f_{r(mnp)} = \sqrt{f_{r(m00)}^2 + f_{r(0n0)}^2 + f_{r(00p)}^2} \quad (1)$$

$$f_{r(m00)} = \frac{3 \times 10^8 \times m}{2W_{ef} \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

$$f_{r(0n0)} = \frac{3 \times 10^8 \times n}{2L_{ef}\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad n = 0,1,2,\dots \quad (3)$$

$$f_{r(00p)} = \frac{3 \times 10^8 \times p}{2h\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad p = 0,1,2,\dots \quad (4)$$

Onde os índices  $m$ ,  $n$  e  $p$  estão associados às ressonâncias em  $W_{ef}$ ,  $L_{ef}$  e  $h$ , respectivamente. Dependendo do tipo de alimentação e da sua posição, valores de  $m$  e  $n$  podem ser possíveis ou não [7]. Na prática,  $h \ll W_{ef}$  e  $h \ll L_{ef}$ , e dessa forma as frequências de ressonância dos primeiros modos serão determinadas por:

$$f_{r(mn)} = \sqrt{f_{r(m00)}^2 + f_{r(0n0)}^2} \quad (5)$$

Além disso, para  $W \gg h$ ,  $W_{ef} = W$ ,  $L \gg h$ ,  $W_{ef} = W$  O valor de  $\epsilon_{ref}$  pode ser calculado através de (6), [8], ou utilizando programas como APPCAD, disponível em [9].

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab}$$

$$u = \frac{W}{h}$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left( \frac{u^4 + \left( \frac{u}{52} \right)^2}{u^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left[ 1 + \left( \frac{u}{18,1} \right)^3 \right] \quad (6)$$

$$b = 0,564 \left( \frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053}$$

Para uma antena tipo *patch* afilado, com  $W_2 > W_1$ , dentro de certas limitações, em [6] é proposto que:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2} \quad (7)$$

Onde  $\epsilon_{ri}$ ,  $i = 1,2$  é calculado a partir de (6).

$$f_{r(m00)} = \frac{3 \times 10^8 \times m}{(W_{ef1} + W_{ef2})\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad m = 0,1,2,\dots \quad (8)$$

Os valores obtidos para a antena tipo *patch* retangular serão utilizados como referência neste trabalho. Destaque-se que embora as equações (1)-(8) apresentem limitações, os seus resultados servem como uma primeira aproximação para projetos.

### 3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A determinação das frequências de ressonância foi realizada no GTEMA/CEFET-PB, a partir da medição do módulo coeficiente de transmissão,  $|S_{11}|$ , utilizando um analisador de redes vetorial, VNA, na faixa de frequência de 1GHz a 6GHz, Fig. 4. As antenas foram confeccionadas em um substrato de fibra de vidro,  $\epsilon_r = 4,5$  e  $h = 1,5mm$ , Fig. 5, com uma reentrância  $y_0 = 8,6mm$ . Por ter a alimentação centralizada, são possíveis apenas modos pares em  $W$ .

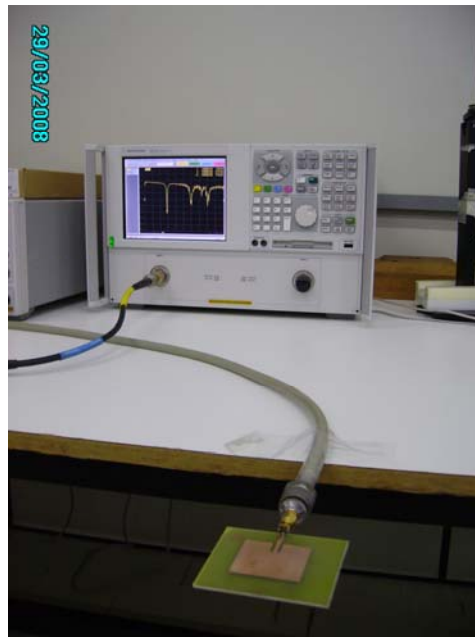


Fig. 4 – Esquema de medição

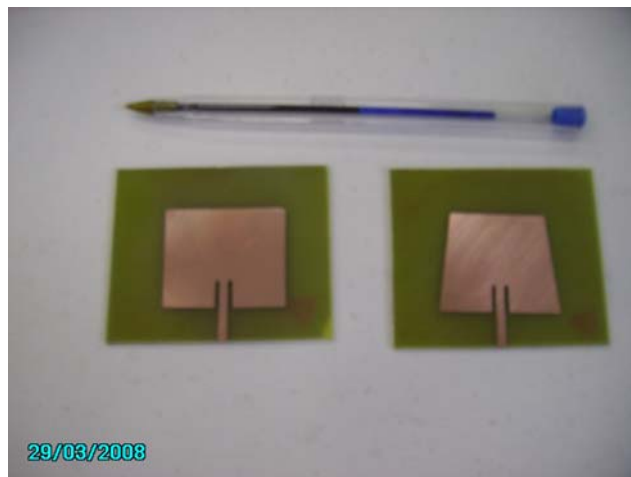
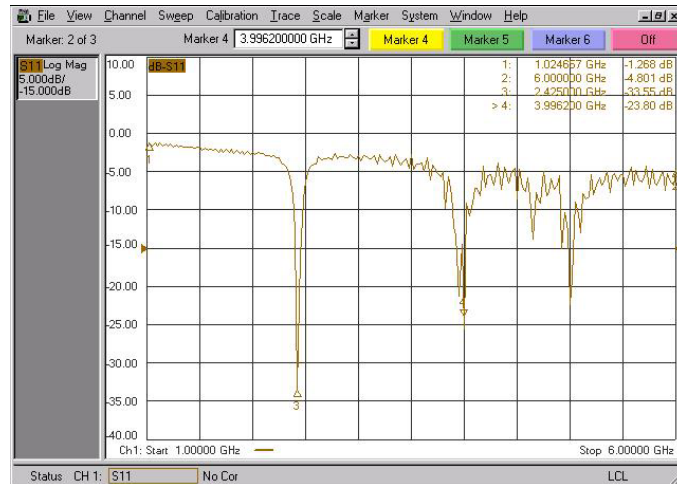


Fig. 5 – Antenas tipo *patch* retangular e tipo *patch* retangular afilado

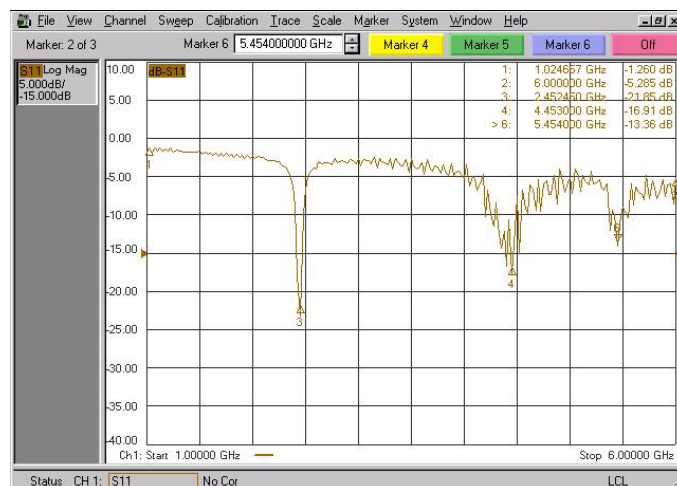
Na Fig. 6 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular, com dimensões  $W_1 = W_2 = 36,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$ . Usando as equações (2), (3) e (6), as duas primeiras frequências de ressonância esperadas são  $f_{r(010)} = 2,44GHz$  e  $f_{r(200)} = 3,98GHz$ , para as quais foram medidas, respectivamente, 2,43GHz e 4,00GHz, apresentando uma excelente concordância. São observadas ainda as

freqüências de ressonância  $f_{r(210)} = 4,65\text{GHz}$  e  $f_{r(020)} = 5,00\text{GHz}$ , para as quais os valores esperados são, respectivamente,  $f_{r(210)} = 4,67\text{GHz}$  e  $f_{r(020)} = 4,88\text{GHz}$ , verificando-se uma boa concordância.



**Fig. 6 –  $|S_{11}|$  (dB) x freqüência (GHz) – *patch* retangular -  $W_1 = W_2 = 36,8\text{mm}$  e  $L_1 = 30,0\text{mm}$**

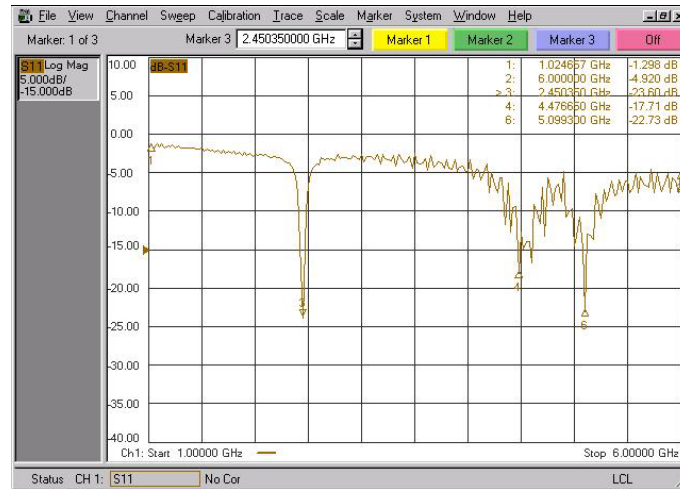
Na Fig. 7 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular afilado, com dimensões  $W_1 = 36,8\text{mm}$ ,  $W_2 = 28,8\text{mm}$  e  $L_1 = 30,0\text{mm}$ . Usando as equações (3), (6), (7) e (8), as duas primeiras freqüências de ressonância esperadas são  $f_{r(010)} = 2,45\text{GHz}$  e  $f_{r(200)} = 4,48\text{GHz}$ , para as quais foram medidas, respectivamente, 2,45GHz e 4,45GHz, observando-se novamente uma concordância muito boa. Como a variação foi apenas na dimensão  $W$ , com pouca influência no comprimento efetivo de  $L$ , a maior variação é na segunda freqüência de ressonância,  $f_{r(200)}$ . Os valores teóricos esperados para as próximas freqüências de ressonância são  $f_{r(210)} = 5,11\text{GHz}$  e  $f_{r(020)} = 4,90\text{GHz}$ . Provavelmente, ocorre uma degeneração modal e esse resultado é observado em trono de 5,45GHz.



**Fig. 7 –  $|S_{11}|$  (dB) x freqüência (GHz) – *patch* retangular afilado  
 $W_1 = 36,8\text{mm}$ ,  $W_2 = 28,8\text{mm}$  e  $L_1 = 30,0\text{mm}$**

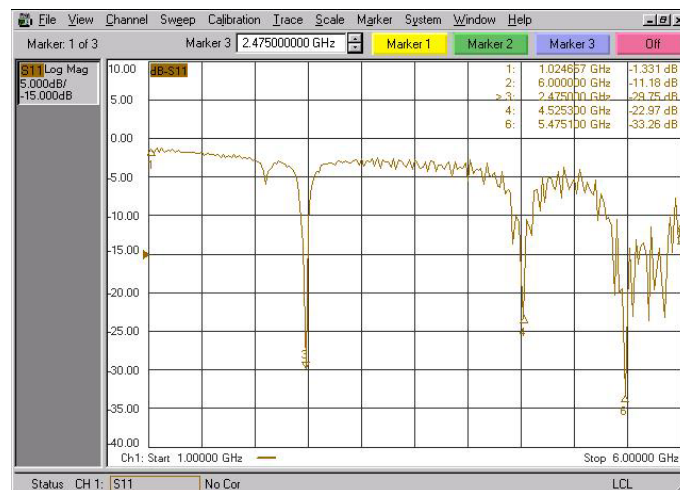
Na Fig. 8 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular afilado, com dimensões  $W_1 = 36,8\text{mm}$ ,  $W_2 = 20,8\text{mm}$  e  $L_1 = 30,0\text{mm}$ . As duas primeiras freqüências de ressonância esperadas são  $f_{r(010)} = 2,46\text{GHz}$  e  $f_{r(200)} = 5,13\text{GHz}$ , para as quais foram medidas, respectivamente, 2,45GHz e 5,10GHz, observando-se novamente uma concordância muito boa. Não fica claro a que freqüência de

ressonância corresponde a frequência de ressonância medida em 4,47GHz, mas deve estar relacionada com a frequência do modo  $f_{r(020)}$ , cujo o valor esperado é  $f_{r(020)} = 4,93GHz$ .



**Fig. 8 –  $|S_{11}|$  (dB) x frequência (GHz) – *patch* retangular afilado**  
 $W_1 = 36,8mm$ ,  $W_2 = 20,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$

Na Fig. 9 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular afilado, com dimensões  $W_1 = 36,8mm$ ,  $W_2 = 12,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$ . As duas primeiras frequências de ressonância esperadas são  $f_{r(010)} = 2,49GHz$  e  $f_{r(020)} = 4,98GHz$ , para as quais foram medidas, respectivamente, 2,47GHz e 4,52GHz. De uma maneira geral, observa-se uma boa concordância para a primeira frequência de ressonância e para as demais os resultados perdem precisão na medida em que a frequência aumenta e surgem modos degenerados.



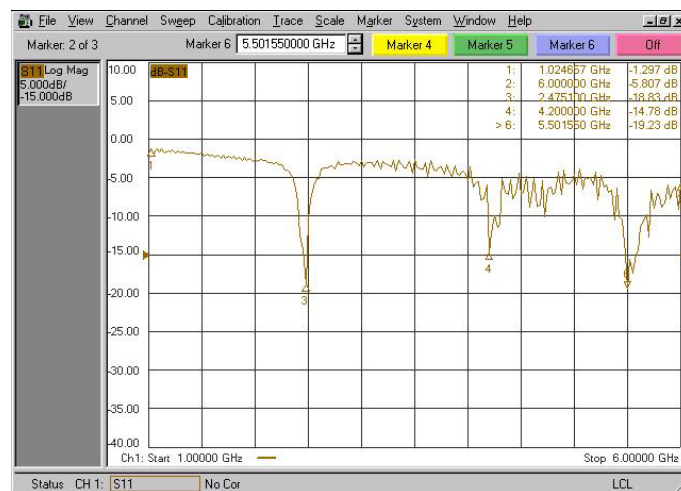
**Fig. 9 –  $|S_{11}|$  (dB) x frequência (GHz) – *patch* retangular afilado**  
 $W_1 = 36,8mm$ ,  $W_2 = 12,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$

Na Fig. 10 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular afilado, com dimensões  $W_1 = 36,8mm$ ,  $W_2 = 4,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$ . A primeira frequência de ressonância esperada é  $f_{r(010)} = 2,54GHz$ , para qual foi medida 2,57GHz, observando-se uma boa concordância. Entretanto, para as demais frequências de ressonância não se verifica uma boa concordância, o que decorrer das limitações dos modelos utilizados.



**Fig. 10 –  $|S_{11}|$  (dB) x frequência (GHz) – *patch* retangular afilado**  
 $W_1 = 36,8mm$  ,  $W_2 = 4,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$

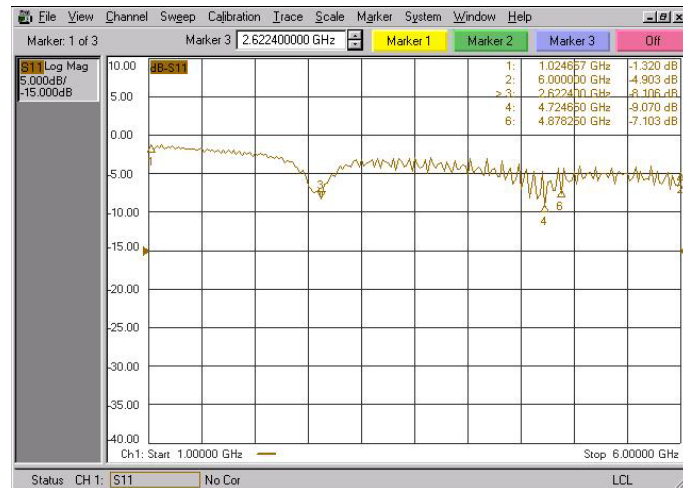
Na Fig. 11 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular afilado, com dimensões  $W_1 = 28,8mm$  ,  $W_2 = 36,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$  . As duas primeiras frequências de ressonância esperadas são  $f_{r(010)} = 2,45GHz$  e  $f_{r(200)} = 4,48GHz$  , para as quais foram medidas, respectivamente, 2,48GHz e 4,20GHz. Ainda é observada uma boa concordância para a primeira frequência de ressonância, mas para a segunda a diferença já é da ordem de 7%. Como a segunda ressonância corresponde a um modo em  $W$  e essa dimensão apresenta uma variação logo no início da antena, próximo ao ponto de alimentação, ocorre uma maior influência sobre a frequência de ressonância.



**Fig. 11 –  $|S_{11}|$  (dB) x frequência (GHz) – *patch* retangular afilado**  
 $W_1 = 28,8mm$  ,  $W_2 = 36,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$

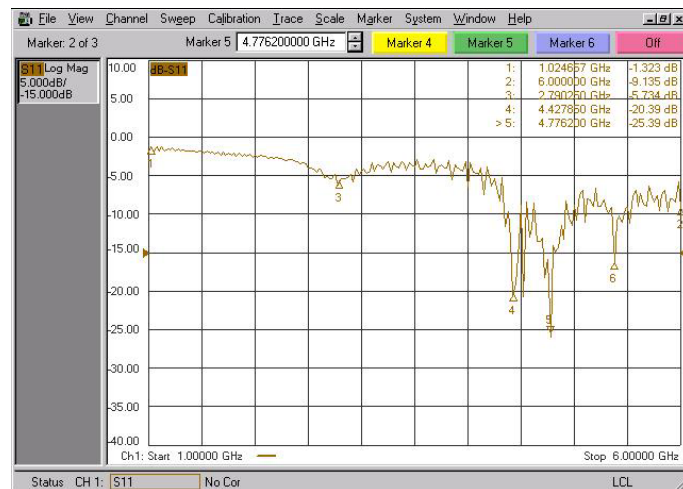
Na Fig. 12 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular afilado, com dimensões  $W_1 = 13,8mm$  ,  $W_2 = 36,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$  . As duas primeiras frequências de ressonância esperadas são  $f_{r(010)} = 2,48GHz$  e  $f_{r(020)} = 4,97GHz$  , para as quais foram medidas, respectivamente, 2,62GHz e 4,72GHz. Observe-se que além das ressonâncias serem pouco pronunciadas, os valores das frequências de ressonância apresentam um erro mais elevado.





**Fig. 12 –  $|S_{11}|$  (dB) x frequência (GHz) – *patch* retangular afilado**  
 $W_1 = 13,8mm$  ,  $W_2 = 36,8mm$  , e  $L_1 = 30,0mm$

Na Fig. 13 são apresentados os resultados da medição para um *patch* retangular afilado, com dimensões  $W_1 = 4,8mm$  ,  $W_2 = 36,8mm$  e  $L_1 = 30,0mm$  . Pelas equações utilizadas, a primeira frequência de ressonância esperada é  $f_{r(010)} = 2,54GHz$  , para qual foi medida 2,79GHz. Novamente observa-se uma ressonância de pouca intensidade e um erro percentual da ordem de 9%. As demais frequências medidas não são identificadas.



**Fig. 13 –  $|S_{11}|$  (dB) x frequência (GHz) – *patch* retangular afilado**  
 $W_1 = 4,8mm$  ,  $W_2 = 36,8mm$  , e  $L_1 = 30,0mm$

Observa-se que para  $W_1 > W_2$  as ressonância dos primeiros modos são identificadas de maneira mais clara, principalmente quando o afilamento não é acentuado,  $\frac{W_2}{W_1} > 0,6$  . Para  $W_2 > W_1$  as equações utilizadas não apresentaram bons resultados.

#### 4. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada a caracterização experimental de antenas tipo *patch* afilado, observando-se que para  $W_1 > W_2$  o afilamento tem uma influência limitada sobre a frequência fundamental. Para  $W_1 < W_2$  a frequência fundamental é fortemente afetada, indicando que ocorre um descasamento de impedância para

esse tipo de afilamento. As expressões numéricas utilizadas apresentaram bons resultados apenas quando  $W_1 > W_2$ , principalmente quando o afilamento não é acentuado,  $\frac{W_2}{W_1} > 0,6$ . Atualmente, com a utilização da técnica WCIP, vem sendo desenvolvida no GTEMA a caracterização numérica de antenas tipo *patch* afilado.

## REFERÊNCIAS

- [1] BAHL, I. J.; and BHARTIA, P.: **Microstrip antennas**. Dedham, MA: Artech House, 1980
- [2] JAMES, J. R.; HALL, P. S. and WOOD, C.: **Microstrip antenna – theory and design**. London, UK: Peter Peregrinus LTD, 1981
- [3] POZAR, M., “Microstrip antennas,” *Proc. IEEE*, vol. 80, No 1, p. 79–81, January, 1992.
- [4] BALANIS, C. A.: **Antenna theory analysis and design**. 2ª edição, John Wiley & Sons Inc. , 1997
- [5] GONZALO, R., MAAGT, P.; and SOROLLA, M.: “Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 47, pp. 2131-2138, November, 1999
- [6] D’ASSUNÇÃO Jr., Adaildo Gomes : “**Uma Nova Proposta de Antena Multibanda para Comunicações Móveis**”, Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal, 2007
- [7] COSTA E SILVA, Jefferson: **Análise dos Modos Ressonantes em Antenas de Microfita sobre Substratos Isso/Anisotrópicos por Técnicas de Ressonância Transversa**. Tese de Doutorado, UFRN, Natal, 2005
- [8] HONG, Jia-Sheng; LANCASTER, M.J.: **Microstrip Filters for RF/Microwave Applications**, John Wiley & Sons, Inc., 2001
- [9] <http://www.hp.woodshot.com/>, disponível em 14/08/2008

## AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente financiado através do **Programa Institucional de Bolsas Pesquisador, CEFET-PB**, Edital N° 001/2008, projeto: “CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL DE ANTENAS TIPO *PATCH* AFILADO”.