

Cerâmicas Nacionais com Alta Permissividade na Fabricação de Filtros em Frequência de Microondas

F. R. Borges, J. A. Atizani, M. O. Moraes, H. E. Hernández-Figueroa

Departamento de Microondas e Óptica, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Brasil
Av. Albert Einstein, 400, CEP 13083-852

Resumo — A produção emergente de cerâmicas dielétricas no país permite o desenvolvimento de dispositivos na faixa de microondas que têm aplicações práticas diversas, tais como filtros e antenas dielétricas de dimensões reduzidas. Neste trabalho tem-se a análise de uma cavidade ressonante e sua imediata extensão para o projeto de um filtro dielétrico usando cerâmicas com alta permissividade, o que permite a construção de um dispositivo mais leve e compacto do que os similares desenvolvidos usando cerâmicas comercialmente disponíveis atualmente.

Palavras-chaves — Filtro dielétrico, Ressonador dielétrico, Simulação eletromagnética.

Abstract — The emerging production of dielectric ceramics in the country allows for the development of microwave devices that have practical applications, such as filters and dielectric antennas of small dimensions. This work focus in the analysis of a resonant cavity and its immediate extension to the project of a dielectric filter using ceramics with high permittivity, which allows the construction of a device lighter and more compact than similar filters using ceramics commercially available today.

Keywords — Dielectric filter, Dielectric resonator, Electromagnetic simulation.

I. INTRODUÇÃO

A pesquisa e o desenvolvimento de dispositivos de microondas, como filtros e antenas, é de vital importância para a economia do país. Com a recente proibição da importação de alguns tipos de cerâmicas dielétricas por parte dos Estados Unidos, em particular aquelas para aplicações militares, a necessidade de produzi-las no Brasil torna-se de extrema importância.

O grupo coordenado pelo professor Dr. Sérgio Sombra, da Universidade Federal do Ceará, UFC, está desenvolvendo técnicas para produzir cerâmicas dielétricas com permissividade relativa entre 50 e 150 [1] – [3], o que torna possível não apenas desenvolver nacionalmente, mas também miniaturizar dispositivos de microondas projetados usando as mesmas, pois se encontra, comercialmente, cerâmicas com permissividade relativa até a ordem de 80.

Este trabalho apresenta a construção de um filtro com ressoadores dielétricos cuja permissividade relativa é avaliada considerando os efeitos da estrutura que envolve as mesmas.

F. R. Borges, fabiano@dmo.fee.unicamp.br, J. A. Atizani, juatizani@fee.unicamp.br, M. O. Moraes, ra03495@fee.unicamp.br, H. E. Hernández-Figueroa, hugo@dmo.fee.unicamp.br, Tel +55-19-3521-3720, Fax +55-19-3289-1395.

Este trabalho foi financiado pelo CAPES.

Inicialmente, tem-se a definição do tipo de dispositivo bem como do modo mais adequado para alimentar o circuito, uma etapa fundamental do projeto. A seguir, resultados de simulação computacional, obtidos com o *software* CST Design Studio™ [4], são comparados com medições realizadas em um protótipo construído a fim de validar as mesmas. Por fim, tem-se o exemplo de um segundo dispositivo de microondas projetado usando as cerâmicas, um filtro passa-banda de segunda ordem.

II. DISPOSITIVOS PROJETADOS

A. Cavidade ressonante

A primeira etapa para projetar o dispositivo é determinar a forma e a frequência de ressonância do ressoador levando em consideração as interferências dos elementos que compõem o dispositivo. Isto exige o conhecimento da distribuição dos campos elétrico e magnético dentro do ressoador e da maneira correta de excitá-lo.

1) *Distribuição de campos dentro de um ressoador*: Optou-se por ressoadores de formato cilíndrico, por serem os mais usados como estruturas cerâmicas ressonantes na construção de filtros. Se a altura do cilindro for maior que seu diâmetro, tem-se como modo fundamental o $TM_{01\delta}$, cuja distribuição de campos é mostrada na Fig. 1, enquanto a Fig. 2 mostra o modo fundamental $TE_{01\delta}$, que é o modo dominante se a altura for menor que o diâmetro do cilindro [5].

2) *Excitação dos modos de um ressoador cilíndrico*: A maneira mais simples de excitar o modo $TM_{01\delta}$ é colocar um condutor, como a ponta de um cabo coaxial ou uma trilha de microfitas, alinhado com o eixo z conforme indicado na Fig. 1. Se a frequência injetada permitir a excitação do modo dominante, surge um acoplamento magnético entre o alimentador e o ressoador, como é possível perceber pela Fig. 1b, e o campo elétrico segue a distribuição indicado na Fig. 1a.

Para excitar o modo $TE_{01\delta}$, basta colocar um condutor alinhado com o eixo y indicado na Fig. 2. Se a frequência injetada permitir a excitação do modo dominante, surgirá um acoplamento magnético entre o alimentador e o ressoador, como é possível perceber pela Fig. 2b, e o campo elétrico segue a distribuição indicado na Fig. 2a.

3) *Determinação da frequência de ressonância do conjunto*: A determinação da frequência de ressonância do conjunto pode ser feita com grande precisão a partir de um modelo de

simulação bastante simplificada em relação ao modelo completo da estrutura. O modelo simplificado deve ser composto apenas de uma cavidade e de um ressoador, como mostra a Fig. 3, em oposição ao modelo completo, que tem ainda um substrato, um coaxial e uma trilha de microfita, mostrados na Fig. 4. Além disso, as dimensões do coaxial e da trilha e sua posição em relação ao ressoador devem ser ajustadas.

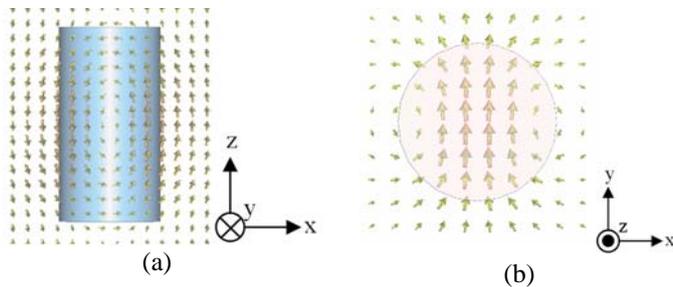


Fig. 1. Representação da distribuição de campo para o modo $TM_{01\delta}$.

(a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.

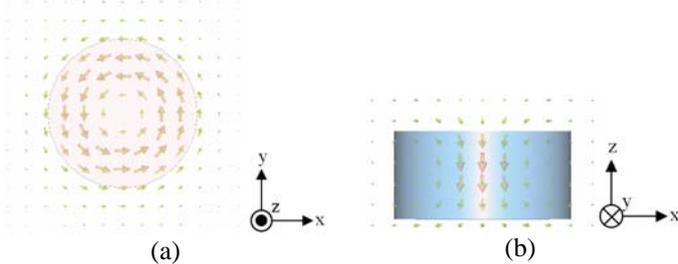


Fig. 2. Representação da distribuição de campo para o modo $TE_{01\delta}$.

(a) Campo elétrico. (b) Campo magnético.

No modelo simplificado as dimensões internas a , b e c da cavidade ressonante, juntamente com as dimensões h e d do ressoador e sua permissividade, e a distância t da base do ressoador em relação ao fundo da caixa, definem a frequência de ressonância do conjunto. O substrato usado apresenta uma permissividade relativa da ordem de 4,5, um valor pequeno quando comparado à permissividade do ressoador, de modo que sua influência na ressonância pode ser desprezada. Entretanto, sua espessura e sua posição em relação ao fundo da cavidade, cuja soma é igual a t , devem ser levados em conta no cálculo da frequência de ressonância do conjunto. A diferença entre a frequência obtida com este modelo e com o modelo completo é da ordem de 1%, e o tempo de simulação envolvido é consideravelmente menor.

A partir deste modelo são obtidos os autovalores simulados sem a necessidade de uma fonte externa para a excitação do conjunto. Isto elimina a necessidade do projeto da alimentação neste estágio do projeto. O que garante o surgimento do modo correto é o uso das condições de contorno apropriadas, bem como a razão altura/diâmetro do ressoador [5].

4) *Condições de contorno*: Em virtude das características do *software* usado, para garantir o surgimento do modo dominante e não um modo da própria cavidade é importante usar condições de simetria apropriadas. Por inspeção da dis-

tribuição dos campos para o modo $TE_{01\delta}$, três condições de simetria podem ser usadas (veja a Fig. 2): *Perfectly Electrical Conductor* (PEC), ao longo dos planos xz e yz , pois o campo elétrico é normal a estes planos e, de modo totalmente dual, o campo magnético é tangente a estes planos, e um *Perfectly Magnetic Conductor* (PMC), ao longo do plano xy , uma vez que o campo magnético é normal a este plano e, por dualidade, o campo elétrico é tangente ao mesmo. Esta última condição somente pode ser aplicada se o ressoador for posicionado no centro geométrico da caixa. De forma similar, pela distribuição dos campos para o modo $TM_{01\delta}$, podem-se usar duas condições de simetria (veja a Fig. 1): PEC ao longo do plano yz e um PMC ao longo do plano xy . Novamente, esta última condição somente pode ser usada se o ressoador for colocado bem no centro da caixa em relação aos três eixos ortogonais.

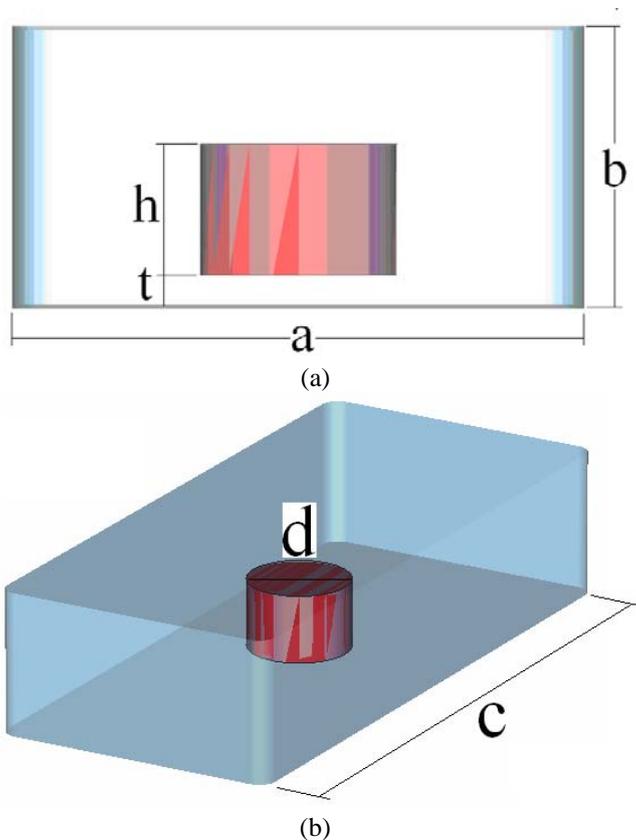


Fig. 3. Modelo simplificado para determinação da frequência de ressonância do conjunto. (a) Vista de frente. (b) Visão tridimensional.

5) *Modelo Completo*: Na Fig. 4 é apresentado o modelo esquemático da estrutura com um ressoador cilíndrico.

O dispositivo completo como foi construído é composto por uma estrutura de alumínio como uma cavidade ressonante, um substrato de fibra de vidro como base de apoio para o ressoador cilíndrico e linhas de microfita para excitar o ressoador e receber o sinal na saída. Quatro parafusos foram colocados por baixo do substrato para posicioná-lo em uma altura ajustável a partir do fundo da cavidade.

Usou-se uma linha de microfita para excitar o modo $TE_{01\delta}$ no conjunto, o que requer que usemos um ressonador com altura menor que o diâmetro.

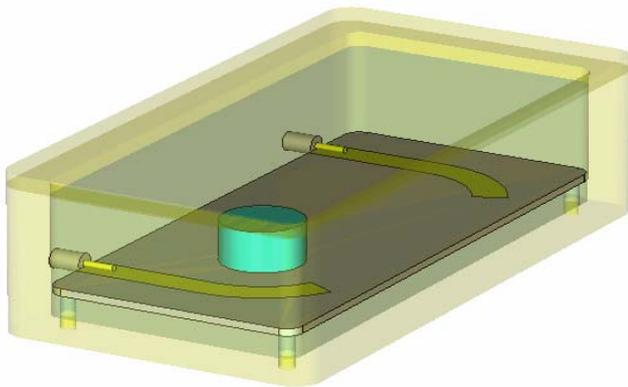


Fig. 4. Modelo completo da estrutura para teste.

Como a profundidade pelicular do alumínio na faixa de frequência de microondas é da ordem de micrometros, a espessura das paredes da cavidade pode ser feita a mais fina possível. Isto significa que a dissipação da energia que não é acoplada no ressonador e que atinge as paredes da cavidade ocorre em apenas alguns micrometros. Contudo, a tolerância mecânica do processo de fabricação exige que a espessura da caixa seja da ordem de milímetros.

Após inserir o substrato e ajustar o comprimento da linha de microfita para um valor da ordem de um quarto de comprimento de onda guiado, obtemos uma cavidade ressonante capaz de excitar o modo $TM_{01\delta}$ no ressonador que colocamos no interior da mesma.

B. Filtro

1) *Características gerais:* Filtros são dispositivos de duas portas caracterizados matematicamente por uma função de transferência do tipo [6]

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + q^2 [F_n(\omega)]^2} \quad (1)$$

onde q está relacionado com o *ripple* na banda passante e $F_n(j\omega)$ é uma função que depende do tipo de filtro escolhido. Para filtros *Butterworth*, têm-se [4]

$$F_n(\omega) = \frac{\omega}{\omega_c} \quad (2)$$

onde ω_c é a frequência de corte do filtro. Este tipo de filtro não apresenta *ripple* na banda passante ($q = 1$). Para os filtros *Chebyshev*, têm-se [6]

$$A_p = 10 \log(1 + q^2) \quad (3)$$

$$F_n(\omega) = \begin{cases} 1 \\ \omega \\ 2\omega F_{n-1}(\omega) - F_{n-2}(\omega) \end{cases}$$

onde A_p é a atenuação na banda passante definida em decibéis. Como para este filtro $q \neq 1$, o mesmo apresenta *ripple* na banda passante, porém, tem uma atenuação maior fora da faixa de operação quando comparado ao filtro *Butterworth*. Isto significa que o filtro *Chebyshev* é mais seletivo, e esta é a razão principal para que ele seja um dos filtros mais utilizados.

Para projetar um filtro *Chebyshev* deve-se definir a frequência central f_0 , o atenuação A_p na banda passante, a frequência de corte ω_c nos limites do *ripple*, o nível de rejeição A_s e as frequências limite ω_s na banda de rejeição.

2) *Projeto de um filtro usando elementos de parâmetros concentrados:* A partir das especificações iniciais, os passos para obter os elementos da rede que sintetiza a função de transferência definida por (1) são [6]:

- Projeta-se um filtro passa-baixa normalizado por $\omega_c = 1$ e centrado em $\omega_0 = 0$.
- A função de transferência resultante pode ser convertida em uma rede de indutores/capacitores usando técnicas de síntese de circuito. No caso dos filtros *Butterworth* e *Chebyshev*, há soluções analíticas que mapeiam a função de transferência passa-baixas diretamente em elementos L e C , o que simplifica esta passagem.
- A partir de uma transformação simples de frequência, converte-se o circuito passa-baixas normalizado em um circuito passa-banda que satisfaça (1) de acordo com os requisitos do filtro.

O problema desta abordagem é que, em microondas, os indutores e capacitores a parâmetros concentrados obtidos não podem ser usados porque sofrem efeitos parasitas. Para contornar este problema, é necessário converter o circuito obtido em um circuito equivalente de parâmetros distribuídos [7].

3) *Conversão de um filtro de parâmetros concentrados para um filtro de parâmetros distribuídos:* A principal ferramenta por trás desta conversão é o inversor de impedância, que pode ser, por exemplo, uma linha com um quarto de comprimento de onda. A função deste elemento é a de inverter a impedância de saída de modo que

$$Z_{in} = \frac{k}{Z_{out}} \quad (4)$$

onde Z_{in} é a impedância vista na entrada do elemento, Z_{out} é a impedância na saída do mesmo e k é uma constante. No caso de uma linha de microfita, $k = Z_0^2$, a impedância característica da mesma. Há, também, um quadripolo formado por indutores e capacitores [7] que desempenha a mesma função, no qual os elementos têm valores igual a

$$k = \frac{1}{\omega C} \quad (5)$$

$$k = \omega L$$

onde L é uma indutância e C é uma capacitância que compõem o mesmo. Existem duas vantagens fundamentais nesta operação [6,7]:

- a rede de elementos LC paralelo e série é convertida em uma única rede, toda em série ou toda em paralelo, com a vantagem adicional de que todos os seus componentes são exatamente iguais. Esta vantagem adicional vem do fato de que se os elementos LC são todos iguais, os elementos distribuídos que os representarão no circuito final (linhas de microfita, ressoadores cilíndricos etc.) serão todos iguais, isto é, têm as mesmas dimensões e características, o que facilita a construção.
- o inversor de impedância pode ser substituído por um acoplamento elétrico ou magnético, favorecendo o uso de elementos distribuídos.

Deve-se observar que o uso do inversor de impedância implica em limitar a banda de operação do filtro, visto que o inversor possui uma banda limitada, pois, idealmente, apenas em uma frequência a operação de inversão é realizada corretamente. Isto torna esta técnica útil para a construção de filtros de faixa estreita [7].

III. RESULTADOS

Baseado nos conceitos descritos anteriormente, e em simulações usando o *software* CST, foi construído um protótipo da cavidade ressonante usando alumínio e um substrato do tipo *FR-4*, com permissividade relativa estimada em 4,5. As linhas de microfita para alimentar os ressoadores foram projetadas para uma impedância característica de 50Ω . Pelo fato de o dispositivo operar em microondas, usou-se conectores do tipo *SMA* para alimentar externamente o conjunto. A Fig. 5 mostra o protótipo construído com base nos dados obtidos via simulação eletromagnética.

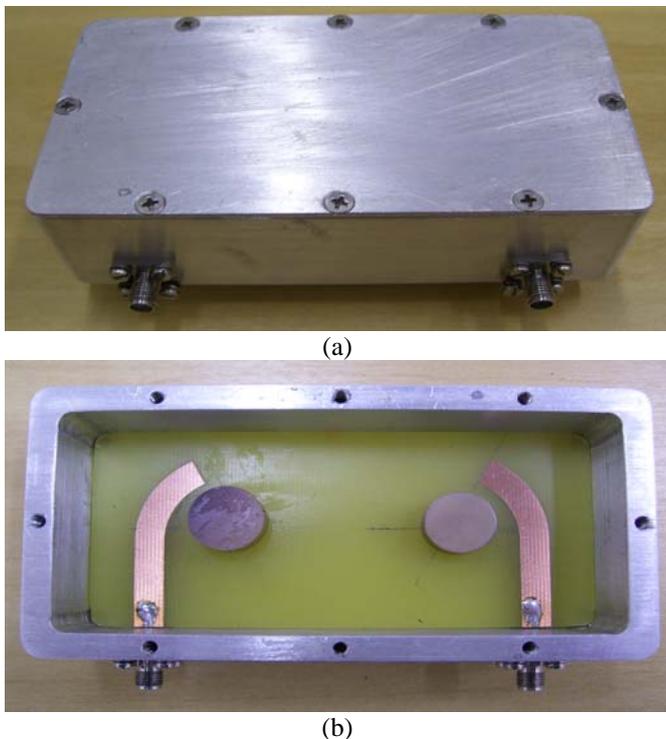


Fig. 5. Cavidade ressonante fabricada. (a) Imagem com a tampa fechada. (b) Visão interna.

A Tabela I mostra as características das cerâmicas usadas nos testes de laboratório e nas simulações, de acordo com dados fornecidos pelo fabricante.

TABELA I. CARACTERÍSTICAS DAS CERÂMICAS FABRICADAS.

Amostra	ϵ_r	Tangente de Perdas	Frequência das Medições (MHz)
1	91	$3,1 \cdot 10^{-3}$	3597
2	141	$1,7 \cdot 10^{-3}$	2050
3	155	$4,9 \cdot 10^{-3}$	2603

Usou-se o parâmetro S_{11} para avaliar a frequência de ressonância do dispositivo. As Figs. 6 a 8 mostram uma comparação entre a ressonância simulada e medida usando os dados indicados Tabela I e de acordo com o *setup* mostrado na Fig. 4.

A Tabela II mostra a diferença entre a frequência de ressonância simulada e a medida para cada um dos ressoadores avaliados.

TABELA II. ERRO PERCENTUAL DA FREQUÊNCIA DE RESSONÂNCIA.

ϵ_r	Erro na Frequência de Ressonância (%)
91	1,5
141	1,3
155	1,2

A diferença média entre a frequência de ressonância projetada e a medida é da ordem de 1,3%. Esta diferença certamente deve-se ao fato de que os métodos de medição são diferentes, e que as medições feitas pelo grupo do prof. Dr. Sérgio Sombra foram realizadas em frequências diferentes e acima da frequência em que as cerâmicas foram avaliadas neste trabalho. Enquanto o grupo do prof. Dr. Sérgio Sombra usa o ressoador como uma antena exposta ao ambiente, apresentando, portanto, perdas por radiação, o modelo aqui apresentado não leva em conta o ambiente externo, pois a cavidade metálica o isola do conjunto.

O fato de todas as curvas simuladas mostrarem um valor diferente, porém sempre menor que aquele informado pelo fabricante indica uma tendência clara de que ambos os métodos de medição levam a resultados consistentes.

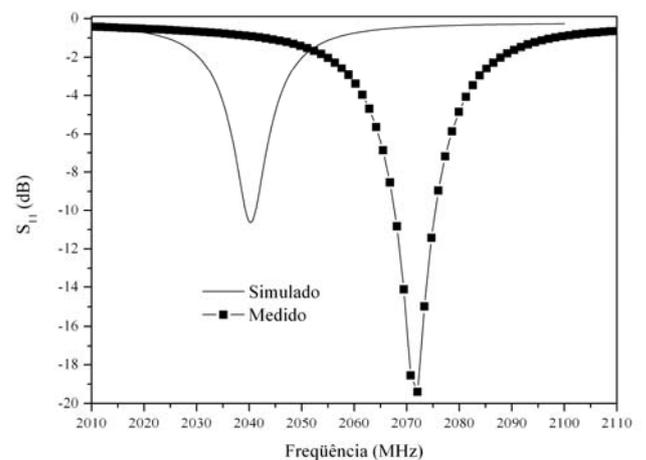
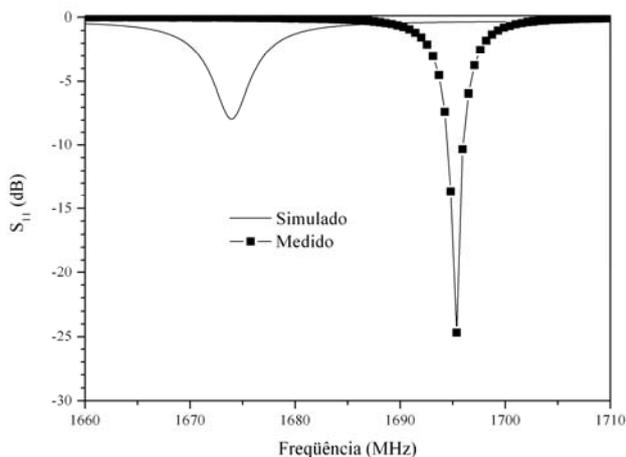
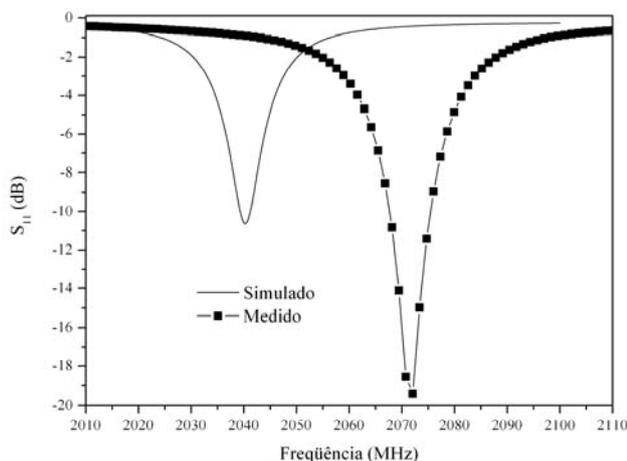


Fig. 6. Ressonância do conjunto para $\epsilon_r=91$.

Fig. 7. Ressonância do conjunto para $\epsilon_r=141$.Fig. 8. Ressonância do conjunto para $\epsilon_r=155$.

Se considerarmos que a diferença entre as frequências medida e simulada deve-se somente ao valor da permissividade relativa, podemos fazer uma simulação mudando apenas o valor da permissividade até que a frequência de ressonância das curvas simulada e medida seja a mesma. Fazendo isso, obtemos uma variação média a ordem de 2,5%, um valor bastante reduzido dadas as diferenças nos métodos de medição.

A partir destes resultados e da teoria de filtros, projetou-se um filtro dielétrico de segunda ordem. A Fig. 10 mostra a resposta em frequência do filtro com dois ressoadores dielétricos para o caso ideal, sem perdas, e para os casos com tangente de perda dos ressoadores entre 10^{-3} e 10^{-4} , além da função de transferência teórica obtida a partir das especificações do filtro e usando (1) e (3). Os resultados foram obtidos via simulação usando o *software CST Design Studio*TM.

A perda total para os três casos simulados está indicada na Tabela III.

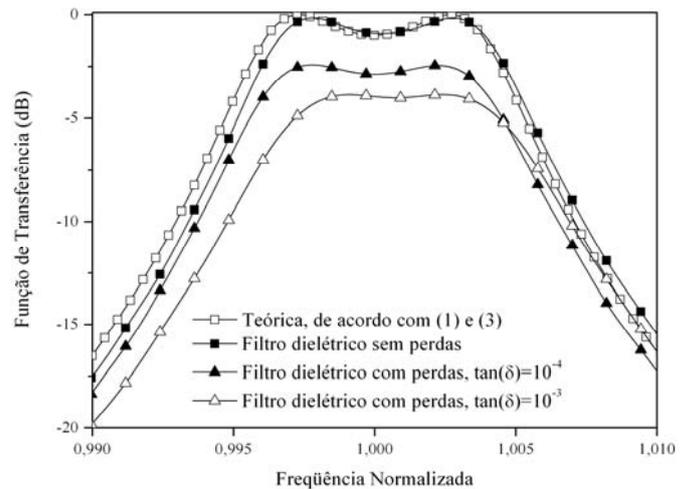
Fig. 10. Resposta em frequência do filtro para $\epsilon_r=100$.

TABELA III. Características das cerâmicas fabricadas.

Tangente de Perdas	Perdas no Ressonador (dB)	Perda de Inserção do Filtro (dB)
10^{-3}	-1,90	-3,90
10^{-4}	-0,20	-2,40

As curvas teórica e simulada do filtro dielétrico desconsiderando-se as perdas mostram uma excelente concordância de valores. É importante ressaltar que a curva teórica foi obtida diretamente de uma função de transferência do tipo (1) – (3), enquanto que a curva simulada foi obtida usando o modelo baseado na Fig. 4. A inserção de outras perdas no conjunto – caixa de alumínio, substrato de *FR-4*, trilhas de cobre, coaxial e ressoadores – mostram uma perda de inserção que varia 40% para uma variação de 10 vezes na tangente de perdas. Um modo de minimizar isso seria reduzir a extensão do substrato, que passaria a dissipar menos energia, uma vez que a área seria reduzida. Outra possibilidade de reduzir perdas na cavidade é aplicar uma camada de prata, com a espessura da profundidade pelicular do alumínio dentro da cavidade, seguida de uma camada fina de ouro na parte interna da cavidade, a fim de evitar a oxidação da prata. Sendo a prata um condutor melhor que o alumínio, menos energia seria dissipada no metal, e a energia consumida pela cavidade seria reduzida, diminuindo assim a perda de inserção.

O protótipo para obter as curvas mostradas na Fig. 10 está em fase de construção.

IV. CONCLUSÕES

Os resultados preliminares usando um ressonador mostram uma boa concordância com a resposta obtida via simulação, como mostram as Figs. 6 a 9, o que indica a viabilidade de fabricação de um filtro de microondas de faixa estreita usando ressoadores dielétricos de alta permissividade, possibilitando assim miniaturizar filtros usados comercialmente, uma vez que estes usam permissividade relativa da ordem de 80, e o grupo do prof. Dr. Sérgio Sombra obtém permissividade relativa de até 150.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem aos senhores Alexandre M. P. A. da Silva, Daniel N. Duplat e Luciano P. Oliveira, da Unicamp, pelas discussões técnicas desenvolvidas ao longo deste projeto.

REFERÊNCIAS

- [1] A. F. L. Almeida, P. B. A. Fechini, J. C. Goes, M. A. Valente, M. A. R. Miranda, A. S. B. Sombra, "Dielectric properties of BaTiO₃ (BTO)-CaCu₃Ti₄O₁₂ (CCTO) composite screen-printed thick films for high dielectric constant devices in the medium frequency (MF) range", *Materials Science And Engineering*, vol. 111, pp. 113-123, 2004.
- [2] A. F. L. Almeida, P. B. A. Fechini, L. C. Kretly, A. S. B. Sombra, "BaTiO₃ (BTO)-CaCu₃Ti₄O₁₂ (CCTO) substrates for microwave devices and antennas", *Journal of Materials Science*, vol. 41, number 14, pp. 4623-4631, July 2006.
- [3] P. B. A. Fechini, A. Távora, L. C. Kretly, A. F. L. Almeida, M. R. P. Santos *et al.*, "Microstrip antenna on a high dielectric constant substrate: BaTiO₃ (BTO)-CaCu₃Ti₄O₁₂(CCTO) composite screen-printed", *Journal of Electronic Materials*, vol. 35, number 10, pp. 1848-1856, October 2006.
- [4] www.cst.com
- [5] C. A. Balanis, "Circular Cross-Section Waveguides and Cavities", in *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley and Sons, Inc., 1989.
- [6] N. Kinayman e M. I. Aksun, "Microstrip Filters", in *Modern Microwave Circuits*, Artech House, Inc., 2005, pp. 415-428.
- [7] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures", 2nd edition, Artech House, Inc., 1980.