

Miniaturização de ***Filtros de*** ***Microondas***

PIBIC/CNPQ

Aluna: Juliana Adabo Atizani – juatizani@gmail.com

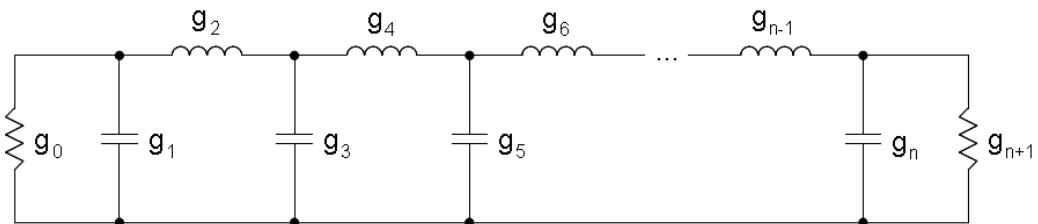
Orientador: Hugo Enrique Hernández Figueroa - hugo@dmo.fee.unicamp.br

Palavras Chaves: Filtro de microondas, Butterwoth, Chebychev, Dielétrico.

I. Introdução

Podemos projetar diferentes tipos de filtro de acordo com sua função de transferência $F(s)$. Os tipos de filtro mais comumente usados são *Butterworth*, *Chebyshev*, *Bessel* e elíptico. Filtros *Butterworth* e *Chebyshev* aproximam a resposta em magnitude da função de transferência, enquanto que os filtros de *Bessel* provêem um tempo de atraso plano. Para distingui-los ainda mais, filtros *Chebyshev* provêem uma *stopband* característica mais inclinada que filtros *Butterworth* para a mesma ordem do filtro, ao custo de um *ripple* na *passband* e, portanto, é mais encontrado na prática.

Uma vez escolhida a função de transferência, um protótipo de rede *lowpass* como mostrado na Figura_1 pode ser obtido se a função de transferência é uma de fase mínima. Na Figura n é a ordem do filtro. Sintetizar o protótipo de rede *lowpass* para uma função de transferência é um passo importante porque outros tipos de resposta (*bandpass*, *highpass* e *bandstop*) podem ser derivados diretamente do protótipo *lowpass* usando um mapeamento em frequência, técnica a ser vista mais a frente. Então, transformações em frequência e escalonamento de impedância são realizados para obter a resposta real da rede de filtros.



Figura_1 – Protótipo de redes de filtro *lowpass* válido para filtros *Butterworth* e *Chebyshev* de ordem ímpar. Outros tipos de filtros – *highpass*, *bandpass*, *bandstop* – são gerados a partir desta rede.

II. Metodologia

- Filtro *Butterworth*

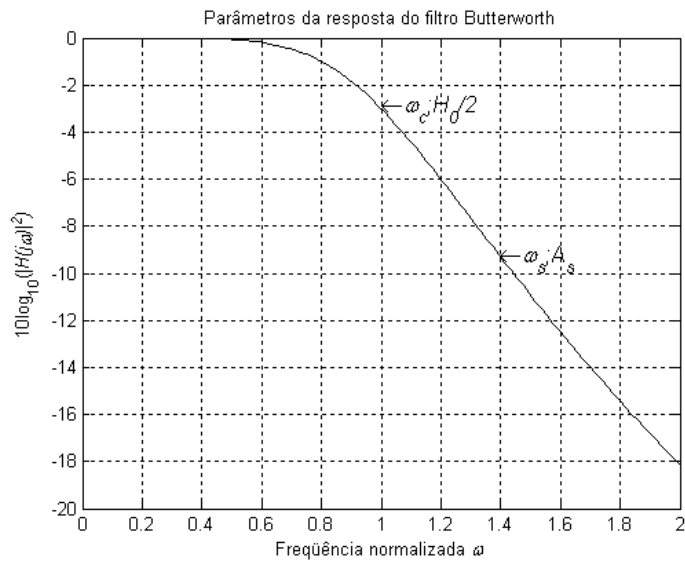
Os parâmetros do filtro *Butterworth* estão mostrados na Figura_2. Este tipo de filtro é também conhecido como filtro plano, por causa da sua característica plana na *passband*.

Para determinar a ordem de um protótipo *lowpass Butterworth*, uma especificação típica é a atenuação mínima na *stopband* A_s em $\omega = \omega_s$, $\omega_s > 1$. Então:

$$n \geq \frac{\log \left(10^{\frac{A_s [dB]}{10}} - 1 \right)}{2 \log(\omega_s)} \quad (0.1)$$

Utilizando os dados que temos para o nosso filtro, ou seja, $A_s = 20dB$ e $\omega_s = 16.1/5 = 3.22 rad/s$ concluímos que precisamos que o filtro do tipo *Butterworth* seja de segunda ordem ($n=1,965$) para suprir as especificações dadas.

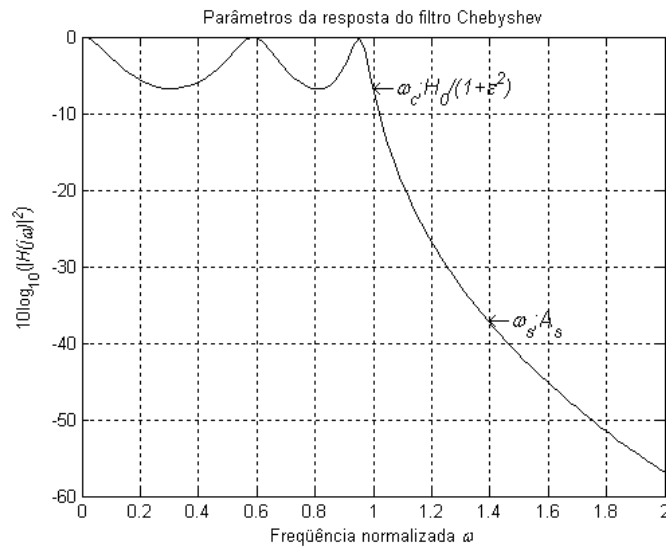
Apesar de sua simplicidade, o filtro *Butterworth* não é muito usado na prática devido a sua baixa seletividade.



Figura_2 – Parâmetros da resposta do filtro *Butterworth* para $n=3$.

- **Filtro Chebyshev**

Os parâmetros do filtro *Chebyshev* estão mostrados na Figura_4.



Figura_4 – Parâmetros da resposta do filtro *Butterworth* para $n=5$; $\epsilon=1,9$.

O filtro *Chebyshev* é mais comumente empregado que o filtro *Butterworth* na prática. A razão é a maior seletividade do filtro *Chebyshev*.

Dados o ripple na *passband* A_R e a mínima atenuação na *stopband* A_S em $\omega = \omega_s$, $\omega_s > 1$, a ordem do protótipo *lowpass Chebyshev* que atinge esta especificação é:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{\frac{A_s [dB]}{10}} - 1}{10^{\frac{A_R [dB]}{10}} - 1}}}{\cosh^{-1}(\omega_s)} \quad (0.2)$$

Utilizando os dados que temos para o nosso filtro, ou seja, $A_s = 20dB$, $A_R = 1dB$ e $\omega_s = 16.1/5 = 3.22rad/s$ concluímos que precisamos que o filtro do tipo *Chebyshev* seja de segunda ordem ($n=1,995$) para suprir as especificações dadas.

Portanto estaremos utilizando o tipo *Chebyshev* para projetarmos os filtros especificados uma vez que a ordem deu baixa e que ele apresenta uma maior seletividade do que o *Butterworth*.

III. Resultados e Discussões

Foi feito um programa no MatLab para calcular os parâmetros do filtro do tipo *Chebyshev*.

Para o projeto destes filtros serão utilizados ressoadores dielétricos. Estes possuem três vantagens importantes: baixas perdas, boa estabilidade de temperatura e pequenas dimensões. Por inspeção, filtros dielétricos têm aplicação na faixa de frequência entre $900MHz$ e $65GHz$, com uma banda relativa entre $0,08\%$ e 3% , aproximadamente, o que satisfaz as exigências do projeto a ser desenvolvido.

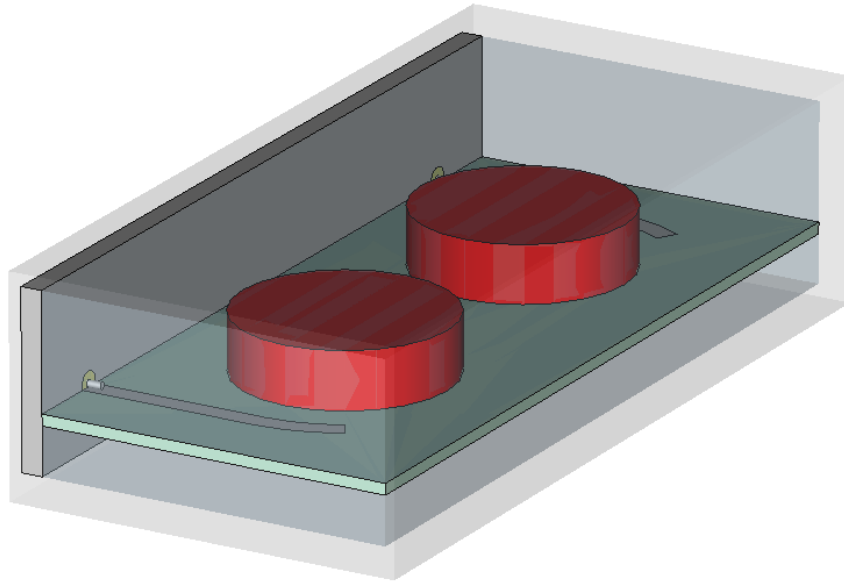
Testou-se duas configurações de filtros com ressoadores inteiros apoiados sobre um substrato e com alimentação feita via microfita, como pode-se observar nas Figuras 9 e 10. Foi testado também a configuração de filtro com meio ressoador, sem substrato e com alimentação feita via coaxial, como pode ser visto na Figura_11.

Nas simulações efetuadas com estas configurações de filtro foi possível comparar os níveis de perda ao inserir as tangentes de perdas somente nos dielétricos e também no filtro como um todo.

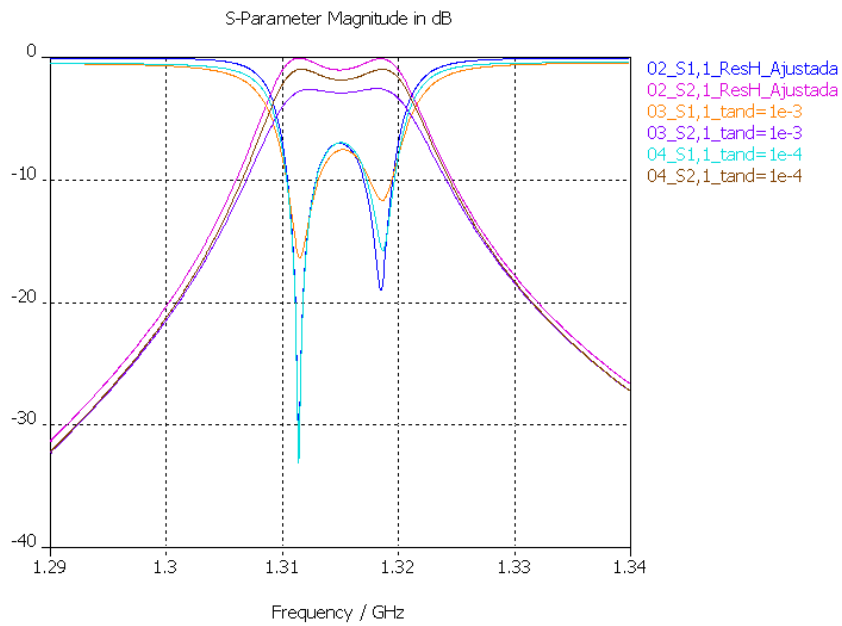
Além disso, foi testado o efeito de alterar a distância entre o ressoador e a trilha e entre os ressoadores.

Na Figura_9.1 e 9.2 pode-se visualizar as curvas S_{11} e S_{21} em magnitude e em fase, respectivamente. Podemos observar que a frequência central foi mantida em $1,315 GHz$. Também confirmou-se a inversão de fase na Figura_9.2. Verificou-se os níveis de perdas totais do filtro para tangentes de perda do dielétrico iguais à 0 , 10^{-3} e 10^{-4} , como podemos visualizar na Tabela_1.

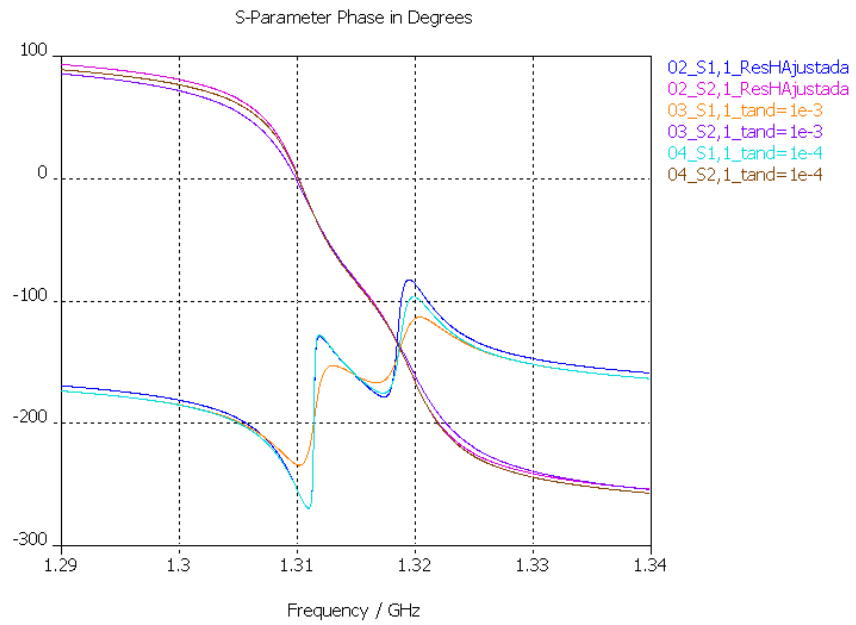
Na Tabela_1 podemos conferir os valores das perdas obtidas ao inserir uma tangente de perdas de $1 \cdot 10^{-4}$ e de $1 \cdot 10^{-3}$ apenas nos ressoadores, como também inserindo as perdas no filtro como um todo, para a três configurações. Pode-se conferir também o volume dos ressoadores para cada configuração.



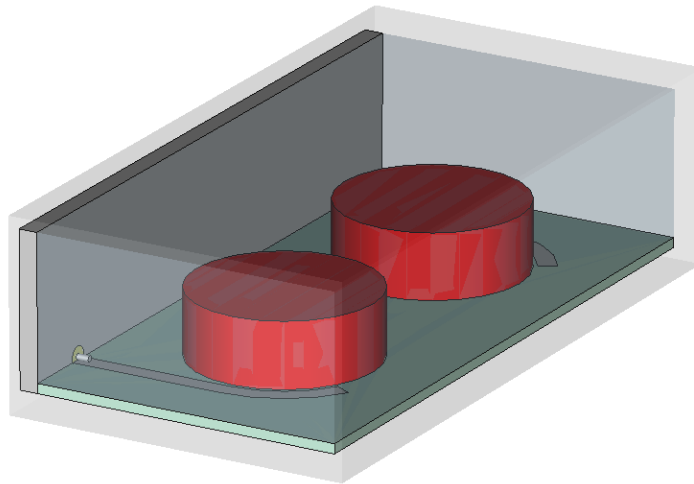
Figura_9: Configuração “1º Filtro” - ressoadores inteiros apoiados sobre um substrato e com alimentação feita via microfita (meio da caixa).



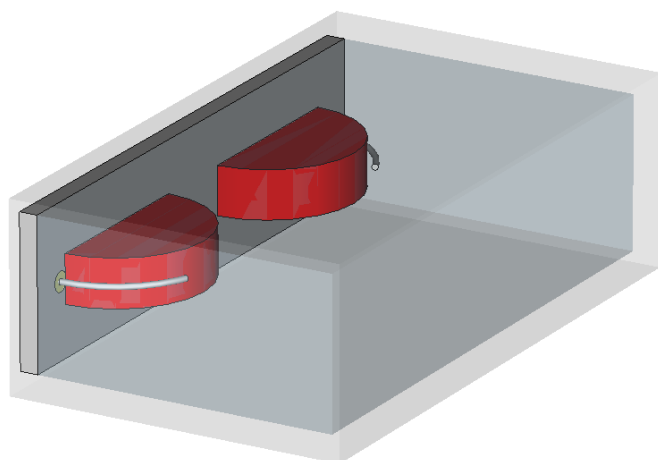
Figura_9.1: Curva de S11 e S21 para a configuração “1º Filtro”.



Figura_9.2: Inversões de fase das curvas de S11 e S21 para a configuração “1º Filtro”.



Figura_10: Configuração “2º Filtro” - ressoadores inteiros apoiados sobre um substrato e com alimentação feita via microfita (fundo da caixa).



Figura_11: Configuração “3° Filtro” - meio ressoador, sem substrato e com alimentação feita via coaxial (meio da caixa).

	1° Filtro	2° Filtro	3° Filtro
Perdas totais - $\tan(d)=10^{-4}$	-0,92dB	-0,90dB	-0,52dB
Perdas totais - $\tan(d)=10^{-3}$	-2,50dB	-2,44dB	-2,05dB
Perdas Ressorador - $\tan(d)=10^{-4}$	-0,22dB	-0,23dB	-0,20dB
Perdas Ressorador - $\tan(d)=10^{-3}$	-1,89dB	-1,82dB	-1,78dB
Volume do Ressorador	5736mm ³	7508mm ³	5652mm ³

Tabela_1: Perdas inserindo as perdas nos ressoadores e no filtro inteiro.

▪ Conclusão

Neste projeto de iniciação científica foi obtido resultados satisfatórios uma vez que conseguiu-se projetar um filtro que atendesse as especificações dadas. Foi um trabalho que exigiu muita paciência e dedicação uma vez que foi preciso muitas simulações para atingir a solução obtida.

A seqüência do trabalho seria a tentativa de utilizar apenas um quarto das partilhas, reduzindo ainda mais o tamanho do filtro.

▪ Referências

- [1] Guillon, P., Kajfez, D., *Dielectric Resonators*, 2nd edition, Noble Publishing Corporation, 1998.
- [2] Kinayman, N., Aksun. M. I., *Modern Microwave Circuits*, Artech House, 2005.
- [3] Matthei, G., Young, L., Jones, L. M. T., *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980, reprint from McGraw-Hill Book Company, 1964.
- [4] Chen, W. K., *The Circuits and Filters Handbook*, 2nd edition, CRC Press, 2003.