

**Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP**

**Departamento de Engenharia Eletrônica**

**BT/PEE/95-05**

---

**Projeto de Filtros Passivos e  
Ativos em Técnicas de Circuitos  
Integrados de Microondas**

---

**David Viveiros Júnior  
Denise Consonni**

**São Paulo - 1995**

Viveiros Júnior, David

Projeto de filtros passivos e ativos em técnicas de circuitos integrados de microondas / D. Viveiros Jr., D. Consonni. -- São Paulo : EPUSP, 1995.

p. -- (Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP, Departamento de Engenharia Eletrônica, BT/PEE/95-05)

1. Filtros elétricos 2. Circuitos integrados 3. Filtros elétricos (Microondas) 4. Filtros elétricos (Ativos) 5. Filtros elétricos (Passivos) I. Consonni, Denise II. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Eletrônica III. Título IV. Série

CDD 621.3815324  
621.3815  
621.3815324  
621.3815324  
621.3815324

O presente trabalho é um resumo da dissertação de mestrado apresentada por David Viveiros Júnior, sob orientação da Dra. Denise Consonni: "Projeto de Filtros Passivos e Ativos em Técnicas de Circuitos Integrados de Microondas", em 13/12/94, na Escola Politécnica.

A íntegra da dissertação encontra-se à disposição com o autor e na biblioteca de Engenharia de Eletricidade da Escola Politécnica/USP.



# PROJETO DE FILTROS PASSIVOS E ATIVOS EM TÉCNICAS DE CIRCUITOS INTEGRADOS DE MICROONDAS

DAVID VIVEIROS JÚNIOR  
DENISE CONSONNI

Laboratório de Microeletrônica da USP - LME - Departamento de Eng. Eletrônica  
End. : Av. Prof. Luciano Gualberto, tr. 3, 158 - Cidade Universitária  
CEP 05508-900 - São Paulo - SP  
Fax 818 5718 - E-mail [davivjr@lme.poli.usp.br](mailto:davivjr@lme.poli.usp.br)

## Resumo

Este trabalho apresenta técnicas de projeto de filtros passivos tipo "hairpin" com microlinhas acopladas, e um método de projeto de filtros ativos de microondas utilizando transistores GaAs FET's.

## Abstract

This paper describes passive and active microwave filter design techniques. Passive filters are designed with microstrip hairpin-line resonators, and active filters employ GaAs FET's.

## Tema

Filtros elétricos/Métodos de projeto de filtros passivos e ativos em microondas.

## Palavras chave

Filtros de microondas/Filtros passivos/Filtros ativos/Filtros passivos de microlinhas acopladas/Filtros a GaAs MESFET.

## I. Introdução

Filtros de microondas que apresentem boas características de rejeição, baixa perda de inserção na banda de passagem, baixo custo de fabricação e que sejam construídos como módulos compactos, são fundamentais em sistemas de telecomunicações e em outras aplicações de microondas.

Neste trabalho são apresentados dois métodos de projetos de filtros de microondas : um de filtros passivos de

microlinhas acopladas, e outro de filtros ativos com transistores MESFET em GaAs.

O projeto de filtros passivos é apresentado em duas versões : com linhas de acesso acopladas<sup>(1)</sup> e "tapped"<sup>(2)</sup> (figuras 1-a e 1-b). Estas versões são fundamentadas em um único método de projeto e a utilização de uma ou de outra versão depende da banda de passagem desejada para o filtro.

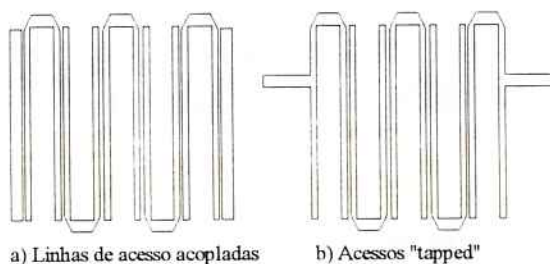


Figura-1 Filtros Hairpin

Filtros ativos são projetados em módulos "biquads" que realizam uma função de transferência de segunda ordem<sup>(3)</sup> apresentando comportamento de impedância constante<sup>(4)</sup>, e que podem ser cascadeados para obtenção de filtros de ordem superior.

Resultados experimentais de filtros passivos e ativos realizados de acordo com as técnicas propostas são apresentados.

## II. Método de projeto de filtros passivos

O método proposto utiliza a equivalência existente entre elementos concentrados e distribuídos<sup>(1,5)</sup>. A síntese de filtros com elementos concentrados já é uma técnica bastante madura, em que circuitos formados por capacitores e indutores realizam uma determinada função de transferência, por exemplo Butterworth ou Chebyshev, que dependem das características especificadas para as bandas de passagem e rejeição<sup>(6,7)</sup>.

Com o estudo feito por Richards<sup>(8)</sup>, pôde-se estabelecer a equivalência entre uma linha de transmissão (terminada em aberto ou por curto-circuito), e um elemento concentrado (capacitor ou indutor). A partir destas equivalências<sup>(9,10,11)</sup>, foram desenvolvidas técnicas de projeto de filtros passivos a elementos distribuídos.

O filtro "hairpin" estudado por Cristal<sup>(1)</sup>, foi baseado em trabalhos feitos por Mathaei<sup>(10,11)</sup>. Os atrativos do "hairpin" são que sua construção não apresenta conexões para o terra e suas dimensões físicas são reduzidas o que o torna adequado para a tecnologia de circuitos integrados.

As dimensões físicas do filtro "hairpin" são calculadas a partir das impedâncias pares e ímpares de microlinhas acopladas.

A matriz de capacitâncias de um filtro "hairpin" é definida por :

$$[C] = [L]^{-1}$$

onde  $[L]$  é a matriz de indutâncias do filtro. Os elementos  $L_{ij}$  (linha  $i$ , coluna  $j$ ) são dados por :

$$L_{00} = 2 - \sqrt{\frac{H}{g_0 \cdot g_1}}$$

$$L_{2N+2,2N+2} = 2 - \sqrt{\frac{H}{g_N \cdot g_{N+1}}}$$

$$L_{p,p} = L_{p+1,p+1} = \frac{L_{k,k}}{2(1-\zeta)}, \quad k=1 \text{ a } N-1, \quad p=2k-1$$

$$L_{p,p+1} = L_{p+1,p} = L_{k,k+1} \quad \text{para } k=0 \text{ a } N-1, \quad p=2k$$

$$= \zeta \cdot L_{p,p} \quad \text{para } k=1 \text{ a } N-1, \quad p=2k-1$$

$$\zeta = 10^{-\frac{K}{20}}$$

$K$  = acoplamento em dB entre os grampos do ressoador ( dado fornecido pelo projetista ).

$$L_{k,k} = Y_k = H \cdot \Omega_c$$

$$L_{k,k+1} = Y_{k,k+1} = \frac{H}{\sqrt{g_k \cdot g_{k+1}}} \cdot \sin \Theta_c$$

$$\Theta_c = \arctan(\Omega_c)$$

$$\Omega_c = \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_c}\right)$$

$H$  = controle do nível interno de impedância

$N$  = ordem do filtro

$g_k$  = elementos concentrados da síntese Butterworth ou Chebyshev.

Um parâmetro importante destas equações é a constante de controle de impedância interna do filtro ( $H$ ). Esta constante possibilita que se construam filtros com impedância interna diferente da impedância de referência (em microondas geralmente 50 ohms). Isto porque podem ocorrer valores de dimensões das



microlinhas e de espaçamento entre ressoadores "hairpin" que sejam incompatíveis com a tecnologia de fabricação (dimensões muito grandes ou pequenas), e que podem ser reprojatadas alterando-se o valor de H. De acordo com resultados experimentais, esta constante pode assumir valores entre 0.1 e 0.7.

A matriz de capacitâncias define as capacitâncias próprias e mútuas das linhas acopladas. As capacitâncias próprias são as que formam a diagonal principal da matriz, e as mútuas são as formadas pelos elementos adjacentes às capacitâncias próprias, ou seja,  $C_{k,k-1}$  e  $C_{k,k+1}$ . Quando é feita a inversão da matriz de indutâncias (para se obter a matriz de capacitâncias), aparecerão outros termos não adjacentes às capacitâncias próprias, por exemplo,  $C_{k,k-2}$  e  $C_{k,k+2}$ , que serão desprezados.

O acoplamento entre duas linhas de transmissão também é definido pelas capacitâncias pares e ímpares ( $C_{oe}$  e  $C_{oo}$ , respectivamente) dessas linhas. Pode-se relacionar as capacitâncias pares e ímpares às capacitâncias próprias e mútuas ( $c_{11}$  e  $c_{12}$ , respectivamente) por :

$$C_{oe} = c_{11}$$

$$C_{oo} = C_{oe} + 2 \cdot c_{12}$$

A figura-2 mostra esta equivalência.

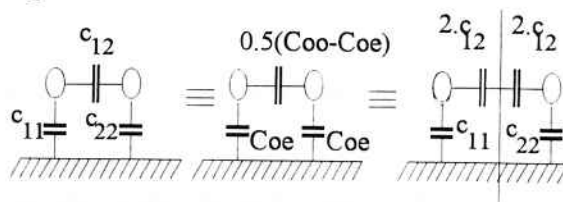


Figura-2 Representação de um par de linhas de transmissão acopladas

A relação entre capacitâncias e impedâncias<sup>(12)</sup> é dada pela equação

$$Z_{oi} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot C_{oi} / \epsilon_m}$$

$\eta$  = impedância intrínseca do meio

$\epsilon_r$  = constante dielétrica relativa do meio

$\epsilon_m$  = constante dielétrica do meio

$C_{oi} / \epsilon_m$  = capacitância par ou ímpar

$i = \begin{cases} e, & \text{para o modo par} \\ o, & \text{para o modo ímpar} \end{cases}$

Com estes valores de impedância, calculam-se as dimensões das linhas acopladas. A única restrição é feita com relação às linhas acopladas de acesso, que são assimétricas. Calcula-se, neste caso, um valor de impedância par e outro ímpar, correspondentes a cada linha que forma o par assimétrico (figura-3).

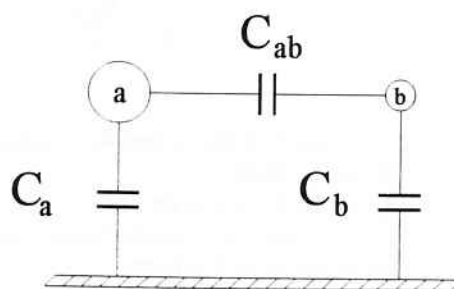


Figura-3 Linhas acopladas assimétricas

$$Z_{oc}^a = \frac{C_b + 2 \cdot C_{ab}}{F}$$

$$Z_{oo}^a = \frac{C_b}{F}$$

$$Z_{oc}^b = \frac{C_a + 2 \cdot C_{ab}}{F}$$

$$Z_{oo}^b = \frac{C_a}{F}$$

$$F = C_a \cdot C_b + C_a \cdot C_{ab} + C_b \cdot C_{ab}$$

As expressões anteriores são utilizadas para o cálculo das impedâncias das linhas acopladas assimétricas. A distância entre essas linhas será a média ponderada entre as distâncias encontradas para cada par de impedâncias pares e ímpares. Os filtros podem ser projetados com impedância interna diferente da impedância de referência, visto que as linhas assimétricas de entrada se encarregam de fazer o ajuste de impedâncias.

Para os filtros com banda passante larga, o espaçamento entre as linhas de acesso pode se tornar muito pequeno, e de

difícil construção. Neste caso, pode-se empregar a versão "tapped"<sup>(2)</sup> do filtro (figura 1-b), que consiste em se colocar a linha de acesso diretamente sobre o grampo "hairpin".

A posição em que deve ser conectada esta linha de transmissão (mostrada na figura-4) é calculada pela expressão :

$$l = \frac{2 \cdot L}{\pi} \cdot \sin^{-1} \left( \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{R/Z_0}{Q_{sh}}} \right)$$

$$Q_{sh} = q_i \cdot \left( \frac{f_0}{BW_{3dB}} \right)$$

$$\frac{1}{q_i} = \frac{G_{i+1}}{g_i}$$

$i = 1$  ou  $N$ , 1 para o acesso de entrada e  $N$  para o acesso de saída

$q_i$  = fator de mérito do filtro

$g_i$  = elemento normalizado da síntese de Butterworth ou Chebyshev

$R$  = impedância do gerador

$Z_0$  = impedância interna do filtro

Obs: O valor de  $BW_{3dB}$  pode ser encontrado em tabelas como em <sup>(4)</sup>.

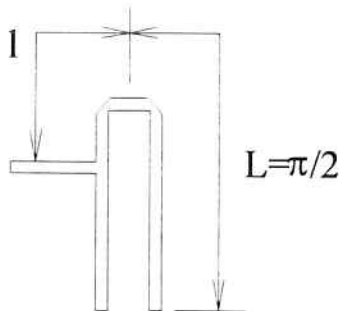


Figura-4 Posicionamento da linha de acesso em um ressoador "hairpin"

A linha de acesso colocada diretamente no ressoador, na posição definida pela distância  $l$ , torna as duas versões do filtro equivalentes.

Neste trabalho foi desenvolvido o programa "HAIRPIN"<sup>(13)</sup> para o cálculo das impedâncias pares e ímpares das linhas que compõem este filtro.

### III. Método de projeto de filtros ativos

Este método caracteriza-se pela construção de seções compostas por dois transistores MESFET conectados a uma rede RLC, realizando uma função de transferência de segunda ordem, que apresenta comportamento de impedância constante. Estas seções biquadráticas podem ser cascateadas para se obter filtros com ordem superior a dois<sup>(3)</sup>, quando se desejam ganho e características de rejeição mais pronunciados.

O circuito da rede de segunda ordem é mostrado na figura-5.

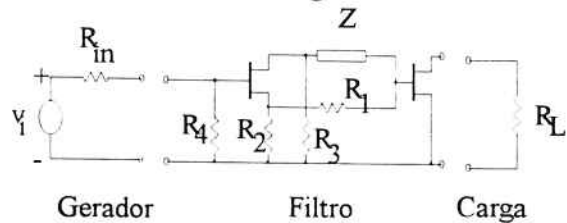


Figura-5 Rede de segunda ordem de filtro ativo

O esquema da figura-5 não contém os elementos de polarização, que não afetam a análise RF que se segue.

Inicialmente, modelaram-se os transistores por geradores de corrente ideais controlados por tensão, como se apresenta na figura-6.

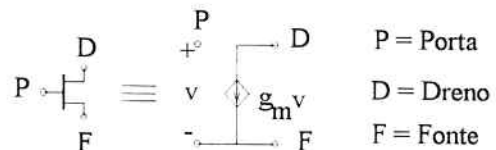


Figura-6 Modelo ideal do transistor

Adotando o transistor de saída como um "buffer" ideal de tensão de ganho unitário, e fazendo-se a análise nodal do circuito da figura-5, chega-se a :

$$S_{21} = \frac{2V_o}{V_{IN}} = -2 \cdot \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_2} \cdot \frac{Z - \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2}}{Z + R_1 + \frac{R_2 + R_3}{1 + g_m \cdot R_2}}$$

(para  $R_m = R_4 = R_L$ )



Considerando a impedância  $Z$  com a topologia representada na figura 7, e também que :

$$\frac{E_1}{H_2} + \frac{1}{R} K < g_m \quad R_2 = R_3, R = R_1$$

obtem-se :

$$S_{21}(s) = -2 \cdot \frac{\frac{R}{2L} \cdot s}{s^2 + \frac{R}{2L} \cdot s + \frac{1}{LC}}$$

que é uma função de transferência passa-faixa de segunda ordem com :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad q = \frac{2}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{e} \quad K = -2$$

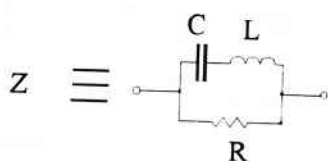


Figura-7 Representação da impedância  $Z$

O modelo ideal adotado para o transistor MESFET não corresponde ao seu comportamento na faixa de microondas, onde os efeitos de perdas e parasitas são significativos e variam com a frequência. Desta forma, após o cálculo dos valores dos elementos passivos do circuito e a partir das especificações desejadas para o filtro, devem-se otimizar estes valores, substituindo-se o modelo ideal dos transistores pelos parâmetros  $S$  reais destes componentes. A otimização visa aproximar a resposta do circuito com elementos reais, à resposta do filtro projetado com elementos ideais.

Para se cascatear seções de segunda ordem sem que a resposta total seja degradada, deve-se garantir que as seções apresentem comportamento de impedância constante. Visto que circuitos reais não apresentam tal comportamento em toda a banda de passagem, todas as seções devem ser otimizadas para que a

resposta do filtro real esteja próxima à do ideal.

As diferentes seções devem ser otimizadas separadamente, por exemplo, para se cascatear duas seções de segunda ordem, adota-se o seguinte procedimento :

- otimiza-se uma seção de segunda ordem com as características de rejeição próprias de um filtro de segunda ordem;

- fixam-se os valores dos elementos passivos desta seção, e coloca-se outra seção idêntica em cascata;

- otimizam-se os elementos da segunda seção para obtenção de um filtro de quarta ordem, sem alterar os elementos da primeira seção.

Este procedimento pode ser generalizado para filtros de qualquer ordem.

#### IV. Resultados experimentais

São apresentados os projetos de dois filtros, um passivo e um ativo, ambos simulados através do "software" Libra<sup>(14)</sup>. Os resultados simulados e medidos são apresentados em cada caso.

##### A. Filtro passivo

As características requeridas para o filtro projetado foram as seguintes,

Frequência de corte inferior - 2,065 GHz

Frequência de corte superior - 3,025 GHz

Frequência central - 2,5 GHz

Função de transferência - Chebyshev

Atenuação máxima na banda de passagem - 0,1 dB

Ordem - 5

Constante de impedância (H) - 0,65

O filtro foi projetado para ter ordem 5, independente da atenuação na banda de rejeição.

Com o cálculo das impedâncias pares e ímpares através do programa HAIRPIN<sup>(13)</sup>, verificou-se que a distância entre as linhas de entrada seria muito pequena ( $25,22 \times 10^{-3}$  mm) e incompatível com a tecnologia disponível e portanto optou-se pela versão "tapped" do filtro.

Utilizou-se para a construção do filtro, substrato flexível de baixas perdas com constante dielétrica relativa  $\epsilon_r = 6$  e espessura  $h = 30$  mil = 0,762 mm.

Com os procedimentos de cálculo discutidos no item II, chegamos aos valores das dimensões do filtro :

Dimensão	Medida (mm)
wh	0,7467
we	1,14
s <sub>12</sub>	0,16
s <sub>34</sub>	0,19
l	2,57
l <sub>2</sub>	6,3557
lh	13,41

O circuito construído tem o "layout" apresentados na figura-8.

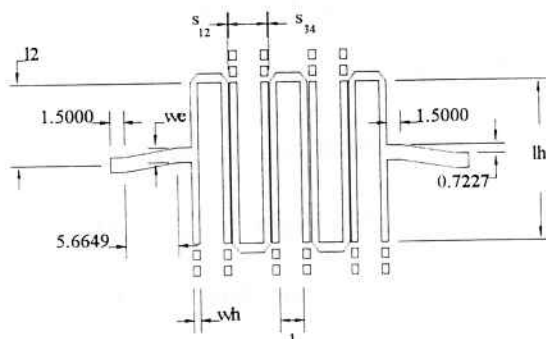


Figura - 8 "Layout" do filtro realizado

Os resultados medidos e simulados são apresentados nas figuras 9-a e 9-b.

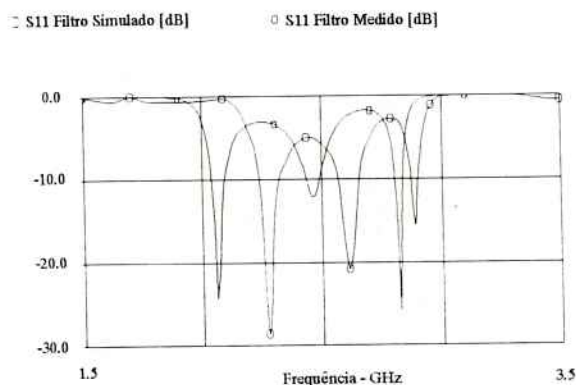


Figura-9-a S<sub>11</sub> dos resultados medidos e simulados

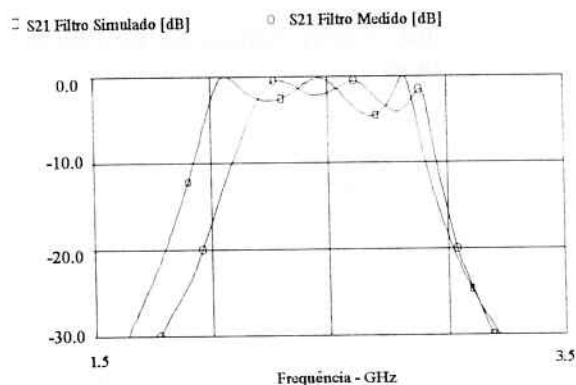


Figura-9-b S<sub>21</sub> dos resultados medidos e simulados

Nota-se que a resposta do filtro realizado diferencia-se da resposta do circuito simulado quanto à frequência central, banda de passagem e perda de inserção.

A perda de inserção do circuito realizado é maior que a simulada devido às perdas nas microlinhas e nos conectores, que não foram consideradas na simulação.

Já o acoplamento interno entre braços de um ressoador "hairpin", e também o acoplamento existente entre ressoadores adjacentes, causa diminuição na banda de passagem e deslocamento da frequência central do filtro. Estes acoplamentos não foram considerados na simulação devido a limitações do "software" utilizado. Este efeito acentua-se com o aumento da frequência, o que limita a utilização deste tipo de filtro às baixas frequências de microondas (até 3 GHz)<sup>(13)</sup>.

## B. Filtro ativo

As características de projeto do filtro ativo são :

Frequência de corte inferior - 2,25 GHz

Frequência de corte superior - 2,75GHz

Freq. de rejeição inferior - 2,0883 GHz

Freq. de rejeição superior - 3,00 GHz

Frequência central - 2,5 GHz

Função de Transferência -Chebyshev

Aten. máx. na banda de passagem - 0,1 dB

Ordem - 2

Banda de passagem - 0,50 GHz

No cálculo da função de transferência, a ordem do filtro foi fixada em dois, obtendo-se a seguinte função normalizada em impedância e em frequência :

$$S_{21}(s) = \frac{1,250875 \cdot s}{s^2 + 1,250875 \cdot s + 1}$$

Portanto,

$$\frac{\omega_0}{q} = 1,250875 = \frac{R}{2 \cdot L},$$

fazendo  $L=1$  H, então :

$$R = 2,5018 \Omega$$

como  $\omega_0 = 1$  rad / s , então :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow C = 1 \text{ F}$$

Para que os valores dos componentes sejam práticos, faz-se o escalonamento<sup>(15)</sup> em impedância para 50

ohms e desloca-se a frequência central para  $\omega_0 = 2\pi \cdot 2,5 \times 10^9$  rad/s, chegando-se a:

$$\begin{aligned} R &= 125,09 \Omega & R_1 &= R = 125,09 \Omega \\ L &= 3,1831 \text{ nH} & R_2 &= R_3 = 100 \Omega \\ C &= 1,2732 \text{ pF} & R_4 &= 50 \Omega \end{aligned}$$

Estes valores são iniciais para o processo de otimização.

Pode-se observar na figura-10 que a resposta do circuito simulado, com transistores reais se afasta da resposta com modelos ideais.

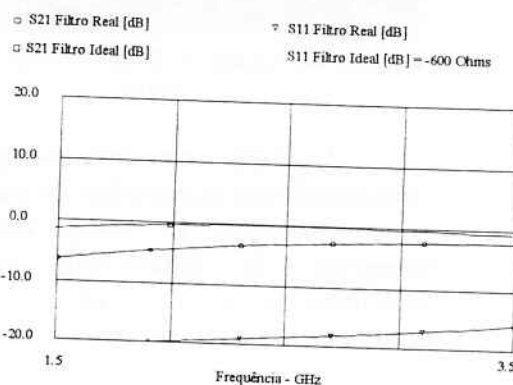


Figura-10 Comparação filtro real e ideal

Otimizando-se os componentes passivos, obtemos :

$$\begin{aligned} R &= 100,1030 \Omega & R_1 &= 125,7982 \Omega \\ L &= 4,6994 \text{ nH} & R_2 &= 70,1787 \Omega \\ C &= 1,2281 \text{ pF} & R_3 &= 66,3442 \Omega \\ & & R_4 &= 50 \Omega \end{aligned}$$

e a resposta da rede real aproxima-se mais da ideal na banda de passagem, como se observa na figura-11.

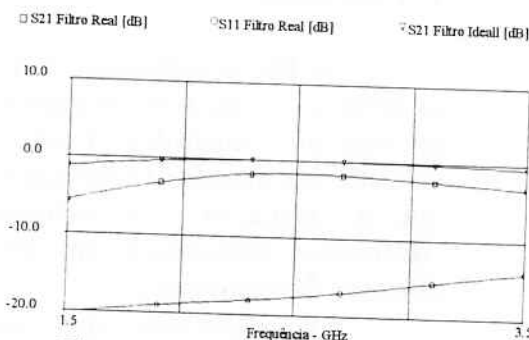


Figura- 11 Filtro ideal e real otimizado



Na realização do filtro foram utilizados transistores NE 72089, fabricados pela NEC, com corrente de dreno igual a 10 mA (em cada transistor) e tensão dreno-fonte de 3 V. O circuito realizado está apresentado na figura-12.

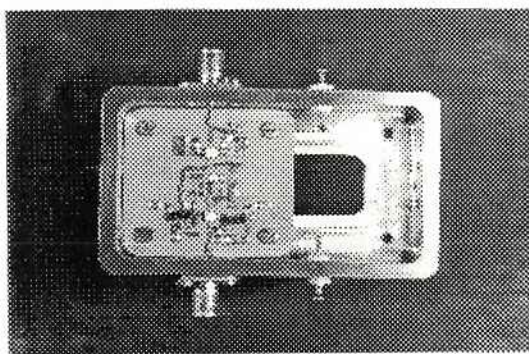


Figura - 12 Montagem do filtro ativo de segunda ordem

O circuito simulado (em que foram consideradas as microlinhas de transmissão que interligam os componentes e os elementos de polarização) teve boa concordância com o circuito medido, conforme ilustrado na figura-13.

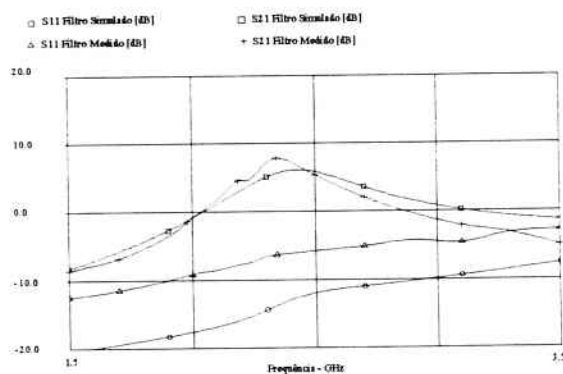


Figura-13 Resultados medidos e simulados do filtro de segunda ordem

## V. Conclusões

Os filtros realizados apresentaram características em boa concordância com os resultados simulados, demonstrando a validade dos métodos propostos e também que a simulação e a otimização são ferramentas importantes no projeto de circuitos de microondas.

Foi observado que os filtros passivos possuem maior rejeição quando

comparados aos filtros ativos realizados. Outro aspecto favorável ao projeto de filtros passivos é que seu custo de fabricação é menor que o dos filtros ativos, pois não incluem componentes discretos.

A favor dos filtros ativos, tem-se o ganho na banda de passagem, que permite sua utilização não somente como componente seletivo de frequência, mas também como amplificador de sinal. Este ganho pode ser facilmente ajustado variando-se a polarização dos transistores. Ressalta-se também a facilidade de projeto e de sintonia, visto que a resposta em frequência do filtro é basicamente função dos elementos que formam a impedância  $Z$  (figura 5). Além disso, as características mais pronunciadas de ganho e rejeição podem ser obtidas simplesmente cascadeando-se as seções de segunda ordem projetadas, para obtenção de filtros de ordem superior.

## VI. Bibliografia

- (1) CRISTAL, E. G. ; FRANKEL, S. Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupled-line filters. **IEEE Transactions on Microwaves Theory Techniques**, v. 20, n. 11, p. 719-28, Nov. 1972.
- (2) WONG, J. S. Microstrip tapped-line filter design. **IEEE Transactions on Microwaves Theory Techniques**, v. 27, n. 1, p. 44-50 Jan. 1979.
- (3) SUSSMAN-FORT, S. E., Design concepts for microwave GaAs FET active filters. **IEEE Transactions on Microwaves Theory Techniques**, v. 37, n.9, p. 1418-24, Sept. 1989.
- (4) ORCHAD, H. J. Active all-pass networks with constant resistance. **IEEE Transactions on Circuit Theory**, v. 21, n. 3, p. 177-9, Mar. 1973.
- (5) WENZEL, R. J. Exact design of microwave networks using quarter-wave lines. **IEEE Transactions on Microwaves Theory Techniques**, v. 12, n. 1, p. 94-111, Jan. 1964.

- (6) TEMES, G. C. ; MITRA, S. K. **Modern filter theory and design**. New York, John Willey & Sons, 1973 .
- (7) ZVEREV, A. **Handbook of filter synthesys**. New York, Jonh Willey & Sons, 1967.
- (8) RICHARDS, P. I. Resistor-transmission-line filters. **Procedings of I.R.E.**,v. 36, n. 2, p. 217-20, Feb. 1948.
- (9) COHN, S. B. Parallel-coupled transmission-line-resonator filters. **I.R.E. Transactions on microwave theory and techniques**, v. 6, n. 2, p. 223-31, Apr. 1958.
- (10) MATTHAEI, G. L. Design of wide-band ( or narrow-band ) band-pass microwave filters on the insertion loss basis. **IEEE Transactions on Microwaves Theory Techniques.**, v. 8, n. 6, p. 580-93, Nov. 1960.
- (11) MATTHAEI, G. L. Interdigital band-pass filters. **IRE Transactions on Microwaves Theory Techniques**,v. 10, n. 6, p. 479-91, Nov. 1962 .
- (12) GETSINGER, W. J. Coupled retangular bar between parallel plates. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**,v. 10, n. 1, p. 65-72, Jan. 1962.
- (13) Viveiros Jr., D. **Projeto de filtros passivos e ativos em técnicas de circuitos integerados de microondas**. São Paulo, 1994. 106 p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.
- (14) EEsof Incorporated. **Libra**. Westlake Village, CA, 1992.
- (15) DARYANANI, G. **Principles of Active Network Syntesis and Design**. New York, John Wiley & Sons, 1976.

### **Agradecimentos**

Este trabalho foi realizado com bolsa de mestrado concedida pela CAPES.

Ao estagiário Douglas Atique, pela contribuição na elaboração de programas computacionais.





BOLETINS TÉCNICOS - TEXTOS PUBLICADOS

- BT/PEE/93-01 - Oscilador a HEMT - 10 GHz - FÁTIMA S. CORRERA, EDMAR CAMARGO
- BT/PEE/93-02 - Representação Senoidal da Voz através dos Polos do Filtro Preditor - MARCELO B. JOAQUIM, NORMONDS ALENS
- BT/PEE/93-03 - Blindagens por Grades Condutoras: Cálculo do Campo Próximo - LUIZ CEZAR TRINTINALIA, ANTONIO ROBERTO PANICALI
- BT/PEE/93-04 - Sistema de Otimização e Controle de Produção em Minas de Pequeno e Médio Porte - TSEN CHUNG KANG, VITOR MARQUES PINTO LEITE
- BT/PEE/94-01 - Determinação das Frases de Aplicação Forense para o projeto NESPER e Tese de Mestrado IME/94, com Base em Estudos Fonéticos - MARCONI DOS REIS BEZERRA, EUVALDO F. CABRAL JUNIOR
- BT/PEE/94-02 - Implementação e Teste de uma Rede Neural Artificial do Tipo KSON (Kohonen Self-Organizing Network) com Entradas Bidimensionais - MARCELO YASSUNORI MATUDA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-03 - Transformada de Walsh e Haar Aplicadas no Processamento de Voz - ALEXANDRE AUGUSTO OTTATI NOGUEIRA, THIAGO ANTONIO GRANDI DE TOLOSA, EUVALDO F. CABRAL JÚNIOR
- BT/PEE/94-04 - Aplicação de Redes Neurais ao Problema de Reconhecimento de Padrões por um Sonar Ativo - ALEXANDRE RIBEIRO MORRONE, CRISTINA COELHO DE ABREU, EDUARDO KOITI KIUKAWA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-05 - Tudo que se Precisa Saber sobre a Prática da FFT - Transformada Rápida de Fourier (Inclui Software) - ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-06 - A Survey on Speech Enhancement Techniques of Interest to Speaker Recognition - CELSO S. KURASHIMA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-07 - Identificação de Pulsos Decádicos em Linhas Telefônicas - ANTONIO P. TIMOSZCZUK, MÁRCIO A. MATHIAS, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-08 - Implementação e Teste de Filtros do Tipo Adaptativo e "Notch" para a Remoção de Interferência de 60 Hz em Sinais de Eletrocardiograma - FLÁVIO ANTÔNIO MENEGOLA, JOSÉ AUGUSTO DE MATTOS, JOSÉ GOMES G. FILHO, SIDNEY SILVA VIANA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-09 - Compressão de Sinais de Voz utilizando Transformadas de Karhunen-Loève, Fourier e Hadamard - IVAN LUIS VIEIRA, LUIZ FERNANDO STEIN WETZEL, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-10 - "Ray Tracing" Paralelo - EDUARDO TOLEDO SANTOS, JOÃO ANTONIO ZUFFO
- BT/PEE/94-11 - Implementação de uma Ferramenta Posicionador para "Gate-Arrays" Tipo Mar de Portas - JORGE W. PERLAZA PRADO, WILHELMUS A. M. VAN NOIJE
- BT/PEE/94-12 - Tudo que se Precisa Saber Sobre a Teoria da FFT - Transformada Rápida de Fourier - FÁBIO LUÍS ROMÃO, REINALDO SILVEIRA, ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/94-13 - Análise do Ruído Sonoro em uma Sala de Aquisição de Amostras de Som com Microcomputador - FÁBIO LUÍS ROMÃO, REINALDO SILVEIRA, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/94-14 - Cor: Aspectos Relevantes para Visualização de Dados - SÍLVIA DELGADO OLABARRIAGA
- BT/PEE/94-15 - Projeto de Filtros Digitais IIR com Fase Aproximadamente Linear Utilizando Redução de Ordem - IVAN F. J. RODRIGUES, MAX GERKEN
- BT/PEE/94-16 - GERAFILTRO: Sistema para Projeto Automático de Filtros Digitais "IIR" (da especificação em alto nível ao leiaute do "ASIC") - RICARDO PIRES, JOSÉ VIEIRA DO VALE NETO
- BT/PEE/94-17 - Redes Neurais Artificiais Aplicadas à Identificação de Pulsos Decádicos em Linhas Telefônicas - ANTONIO P. TIMOSZCZUK, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/95-01 - Estudo Comparativo de Métodos de Cálculo da Frequência Fundamental - MARCOS COSTA HUNOLD, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/95-02 - Combinando Técnicas de Redes Neurais Artificiais e Informações de Excitação no Reconhecimento Automático do Locutor - ANDRÉ BORDIN MAGNI, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/95-03 - Utilização de Redes Neurais Artificiais para Detecção e Identificação de Falhas em Circuitos - MÁRCIO YUKIO TERUYA, ROBERTO AMILTON BERNARDES SÓRIA, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/95-04 - Uso de Redes Neurais Artificiais no Reconhecimento de Locutores no Domínio Temporal - BENEDITO JOSÉ BARRETO FONSECA JÚNIOR, EUVALDO CABRAL JÚNIOR

